

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Богдан М. Брковић

МОДЕЛОВАЊЕ ВИШЕФАЗНИХ АСИНХРОНИХ
МАШИНА УВАЖАВАЈУЋИ УТИЦАЈ ЗАСИЋЕЊА
МАГНЕТСКОГ КОЛА

докторска дисертација

Београд, 2020.

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Bogdan M. Brković

MODELLING OF SATURATED MULTIPHASE
INDUCTION MACHINES

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2020

Ментор:

др Зоран Лазаревић, редовни професор,
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Чланови комисије:

др Слободан Вукосавић, редовни професор,
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

др Емил Леви, редовни професор,
Liverpool John Moores University

др Младен Терзић, доцент,
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

др Ана Станковић, редовни професор,
Cleveland State University

Наслов дисертације: Моделовање вишефазних асинхроних машина уважавајући утицај засићења магнетског кола

Сажетак: Вишефазне електричне машине у новије време проналазе све већу примену у специфичним областима као што су електрификација транспорта, обновљиви извори енергије и индустријски погони великих снага. Примена вишефазних машина захтева њихово моделовање уз уважавање засићења магнетског кола и развој експерименталних метода за одређивање параметара модела.

Основни циљеви ове дисертације су формирање засићеног модела асиметричне шестофазне асинхроне машине (6ФААМ) базираног на разлагању векторског простора (енгл. *Vector Space Decomposition – VSD*) и развој методологије за експериментално одређивање параметара модела. За потребе истраживања конструисан је прототип 6ФААМ и формирана наменска лабораторијска поставка.

Анализа применом методе коначних елемената показала је да спрега између равни узрокује промене флуксева VSD модела. У складу са добијеним резултатима, предложене су модификације оригиналног VSD модела којима се узима у обзир засићење на путу главног флукса и утицај спреге између ортогоналних равни.

Развијене су експерименталне методе за одређивање карактеристике магнећења и прираштаја флуксева услед спреге између ортогоналних равни. Индуктивност магнећења одређена је применом методе базиране на побуђивању намотаја једносмерним напоном при укоченом ротору. Прираштаји флуксева одређени су на основу мерења напона и струја машине при различитим вредностима струја у ортогоналним равнима.

Експериментална верификација показала је да предложени модел има значајне предности у односу на постојеће моделе при неуравнотеженом напајању и израженом засићењу. Доприноси остварени у овој дисертацији имају велики значај за пројектовање, испитивање, управљање и симулацију рада вишефазних асинхроних машина.

Кључне речи: вишефазне машине, асиметрична шестофазна асинхрона машина, засићење магнетског кола, мерење параметара, индуктивност магнећења, моделовање.

Научна област: Електротехника

Ужа научна област: Енергетски претварачи и погони

УДК број: 621.3

Dissertation title: Modelling and parameter determination of saturated multiphase induction machines

Summary: Multiphase electrical machines have recently gained a significant role in emerging applications, such as transport electrification, renewable energy sources and high-power industrial drives. The application of multiphase machines relies on proper modelling and parameter determination under saturated conditions.

This dissertation is aimed at developing a saturated asymmetrical six-phase induction machine model based on vector space decomposition (VSD) and an appropriate parameter identification methodology. The experimental investigation is performed on a dedicated laboratory setup comprising a custom-built asymmetrical six-phase machine prototype.

A finite element-based analysis reveals that winding fluxes are reduced due to inter-plane coupling. The observed flux decrements are influenced by currents of both subspaces. Based on the obtained results, an appropriate saturated VSD model is proposed. This model includes main flux saturation and the saturation-induced coupling effect between the subspaces (planes) of the model.

Experimental methods for the identification of non-linear model parameters are developed. The magnetizing inductance is determined using a standstill DC injection-based method. Flux decrements inflicted by inter-plane coupling are determined from voltage and current measurements under various supply conditions including currents in both planes.

Experimental verification shows that the results of the proposed model are in better agreement with the experimental results than those obtained using existing VSD models. The advantages of the new model are most pronounced under saturated conditions with unbalanced supply. This dissertation provides contributions related to the design, testing, control and simulation of multiphase induction machines.

Keywords: multiphase machines, asymmetrical six-phase induction machine, magnetic circuit saturation, parameter measurement, magnetizing inductance, modelling.

Scientific area: Electrical engineering

Scientific subarea: Power converters and drives

UDK number: 621.3

Садржај

Списак слика	vi
Списак табела	viii
1 Увод	1
2 Математичко моделовање вишефазних машина	5
2.1 Модел у фазном домену	7
2.2 VSD модел	9
2.2.1 Трансформације распрезања и ротације	9
2.2.2 Динамички модел	11
2.2.3 Модел у устаљеном стању	15
3 Реализација прототипа и опис експерименталне поставке	17
3.1 Пројектовање намотаја и реализација прототипа	17
3.2 Експериментална поставка	22
4 VSD модел 6ΦААМ са уваженим ефектом засићења	30
4.1 FEM модел реализованог прототипа	31
4.2 Анализа утицаја МРУЗ	35
4.2.1 Опис поступка	35
4.2.2 Резултати FEM анализе	40
4.3 Формулација модела	41
4.3.1 Динамички модел	44
4.3.2 Модел у устаљеном стању	46
5 Одређивање параметара модела	48
5.1 Индуктивност магнећења	48
5.1.1 Теоријска основа и опис методе	49
5.1.2 Утицај међусобног расипања на тачност методе	56
5.1.3 Упоредна анализа предложених метода	58
5.1.4 Верификација применом FEM модела	62
5.1.5 Експериментална верификација	66
5.2 Индуктивности расипања и отпорности намотаја	70
5.3 Промене флуксева услед МРУЗ	73
6 Верификација модела	76
6.1 Имплементација модела	76
6.2 Резултати симулације	78
6.2.1 Модел за устаљено стање	78
6.2.2 Динамички модел	84

7 Закључак	96
Литература	99
Прилози	107
П1 Остали модели вишефазних АМ	107
П1.1 Двоструки dq модел	107
П1.2 VBR модел	109
П2 Интерпретација струјног изобличења у режиму СПАГ	112
Биографија аутора	115

Списак слика

Слика 2.1	Шематски приказ намотаја статора и ротора 6ФААМ	7
Слика 2.2	Илустрација фиктивних намотаја статора и ротора у dq равни у односу на физичке намотаје	12
Слика 2.3	Еквивалентна кола 6ФААМ за устаљено стање	15
Слика 3.1	Попречни пресек магнетског кола машине са назначеним димензијама	19
Слика 3.2	Просторни распоред и шема веза: (а) симетричног, (б) асиметричног шестофазног намотаја	20
Слика 3.3	Развијена шема пројектованог асиметричног шестофазног намотаја . .	21
Слика 3.4	Израда прототипа: (а) језгро статора са шестофазним намотајем; (б) комплетирани прототип 6ФААМ	22
Слика 3.5	Претварачки систем AN-8005	24
Слика 3.6	RED-Board контролер са пратећим модулима	25
Слика 3.7	Модули за мерење струја и напона мотора	26
Слика 3.8	Блок дијаграм за генерисање PWM сигнала и A/D конверзију (FPGA)	27
Слика 3.9	Графички интерфејси за: (а) управљање претварачем, (б) праћење и аквизицију података	28
Слика 3.10	Експериментална поставка	29
Слика 4.1	Модел прототипа у FEMM окружењу	33
Слика 4.2	Модел прототипа у FEMM окружењу са генерисаном мрежом коначних елемената (увећани детаљ приказује мрежу у области међугвожђа) . .	34
Слика 4.3	Просторни хармоници мпс статора у тренуцима: (а) $t = 0$, (б) $t = T/6$	38
Слика 4.4	Промене компоненти флукса у: (а) dq , (б) xy равни услед МРУЗ (FEM резултати)	41
Слика 4.5	Промена компоненте флукса у dq равни услед МРУЗ у функцији амплитуде струје у: (а) xy равни, (б) dq равни (FEM резултати)	42
Слика 4.6	Промена компоненте флукса у xy равни услед МРУЗ у функцији амплитуде струје у: (а) xy равни, (б) dq равни (FEM резултати)	43
Слика 4.7	Поређење мпс статора и ротора у случају када у намотајима статора постоје само компоненте струја у xy равни	45
Слика 4.8	Еквивалентна кола 6ФААМ за устаљено стање са уваженим ефектом засићења и МРУЗ	47
Слика 5.1	Шеме веза намотаја статора 6ФААМ за мерење индуктивности магнетисања	50
Слика 5.2	Развијена шема асиметричног шестофазног намотаја са навојним кораком $5/6 \leq y/z \leq 1$	51
Слика 5.3	Поједностављени пресек 6ФААМ	60
Слика 5.4	Резултати аналитичког прорачуна расподеле поља у 6ФААМ	62
Слика 5.5	Резултати добијени применом аналитичког прорачуна	63

Слика 5.6	Резултати добијени применом методе коначних елемената за 6ФААМ снаге 1.5 kW	64
Слика 5.7	Резултати добијени применом методе коначних елемената за 6ФААМ снаге 4 kW	65
Слика 5.8	Детаљ пресека 6ФААМ снаге 1.5 kW са мерним намотајем	66
Слика 5.9	Шематски приказ експерименталне поставке за мерење индуктивности магнетнења	67
Слика 5.10	Таласни облици снимљени у једној мерној тачки	68
Слика 5.11	Шематски приказ постављања мерног навојка код 6ФААМ снаге 4 kW	68
Слика 5.12	Експериментално добијене вредности индуктивности	69
Слика 5.13	Шема веза за мерење нултих параметара машине при напајању једне звезде	71
Слика 5.14	Индуктивности 6ФААМ	72
Слика 5.15	Промене компоненти флукса у: (а) dq , (б) xy равни услед МРУЗ (експериментални резултати)	75
Слика 6.1	Струје 6ФААМ, сценарио 1	80
Слика 6.2	Струје 6ФААМ, сценарио 2	81
Слика 6.3	Струје 6ФААМ, сценарио 3	82
Слика 6.4	Струје 6ФААМ, сценарио 4	83
Слика 6.5	Напони напајања мотора при наглном повећању напона у xy равни (референтне вредности)	85
Слика 6.6	Струје мотора у d и q оси при наглном повећању напона у xy равни	86
Слика 6.7	Струје мотора у x и y оси при наглном повећању напона у xy равни	87
Слика 6.8	Фазне струје мотора при наглном повећању напона у xy равни	88
Слика 6.9	Шематски приказ експерименталне поставке за анализу рада 6ФААМ у режиму СПАГ	88
Слика 6.10	Фазни напони при самопобуђивању 6ФААМ	90
Слика 6.11	Фазне струје при самопобуђивању 6ФААМ (увећани детаљи одговарају интервалу 0.75-0.8 s)	91
Слика 6.12	Фазни напони СПАГ при несиметричном оптерећењу	92
Слика 6.13	Спектри напона фазе a_1 СПАГ при несиметричном оптерећењу	92
Слика 6.14	Струје СПАГ у d и q оси при несиметричном оптерећењу	93
Слика 6.15	Струје СПАГ у x и y оси при несиметричном оптерећењу	94
Слика 6.16	Спектри струје СПАГ у x оси при несиметричном оптерећењу	94
Слика 6.17	Фазне струје СПАГ при несиметричном оптерећењу	95
Слика 6.18	Спектри струје фазе a_1 СПАГ при несиметричном оптерећењу	95
Слика П.1	Еквивалентна кола 6ФААМ моделованог у двоструком dq домену	108
Слика П.2	Еквивалентно коло 6ФААМ представљеног помоћу VBR модела	112
Слика П.3	Еквивалентна кола 6ФААМ за више хармонике реда $6k \pm 1$	113
Слика П.4	Еквивалентно коло трофазног СПАГ	114

Списак табела

Табела 3.1	Називни подаци полазне машине	19
Табела 3.2	Основни конструкциони подаци полазне машине	20
Табела 3.3	Подаци о намотају и називни подаци бФААМ	23
Табела 4.1	Подешавања општих параметара проблема у софтверу FEMM 4.2 . .	33
Табела 4.2	Карактеристике блокова FEM модела	34
Табела 4.3	Кораци у оквиру FEM анализе	35
Табела 6.1	Компоненте напона напајања бФААМ у анализираним сценаријима .	78

Поглавље 1

Увод

Током последњих деценија, човечанство се суочава са нарастајућим еколошким проблемима изазваним емисијом штетних гасова у атмосферу. Према извештају америчке Агенције за заштиту животне средине (*Environment Protection Agency – EPA*) из 2016. године [1], емисија штетних гасова је највећим делом последица производње електричне енергије ($\sim 30\%$), затим саобраћаја ($\sim 26\%$) и индустрије ($\sim 21\%$), док се остатак може приписати комерцијалном сектору, домаћинствима и пољопривреди. Сходно томе, а с обзиром на континуирано повећање потреба за електричном енергијом, улажу се велики напори у повећање удела обновљивих извора енергије, повећање енергетске ефикасности индустријских погона и електрификацију саобраћаја. У већини савремених система за производњу и потрошњу електричне енергије, неизоставну компоненту представљају електричне машине. Независно од поља њихове примене, од електричних машина очекује се да обезбеде висок степен искоришћења, уз што мању масу и запремину по јединици снаге или момента и што већу робусност и поузданост.

С обзиром на то да конвенционалне топологије електричних машина често не могу да испуне претходно наведене захтеве, током последње две деценије улажу се велики напори у развој нових типова електричних машина. Наиме, пре више од једног века установљен је трофазни електроенергетски систем, у циљу економичније и ефикасније производње, преноса и потрошње електричне енергије, тако да су актуелне производне јединице и индустријски погони засновани на примени трофазних машина за наизменичну струју. Код савремених апликација, попут електричних возила и обновљивих извора енергије, електричне машине се најчешће не повезују директно на трофазну мрежу. У многим случајевима, електричне машине су предвиђене за повезивање са системима за складиштење електричне енергије (батерије, горивне ћелије и сл) или за рад на изолованој мрежи или микромрежи. У свим наведеним случајевима, повезивање машине са извором напајања или са потрошачем врши се посредством одговарајућег енергетског претварача. Сходно томе, отвара се могућност за примену електричних машина са бројем фаза већим од три, за које је у литератури уобичајен термин вишефазне или мултифазне машине. Истраживања спроведена током претходне две деценије указују на бројне предности вишефазних машина у односу на традиционално коришћене трофазне машине, међу којима су најзначајније [2–4]:

- Већа густина снаге и момента и већа вредност момента по јединици струје;
- Смањење амплитуде и повећање учестаности валовитости момента;
- Повољнија расподела снаге/струје по полупроводничким компонентама претварача;

- Већа толеранција на кварове;
- Мањи удео виших хармоника у струјама једносмерног међукола и струјама ротора.

Повећање густине снаге/момента остварује се захваљујући додатним степенима слобде при управљању које пружа повећан број фаза. Већи број степени слобде омогућава инјектирање виших хармоника струје у намотаје машине, чиме се утиче на расподелу поља у међугвожђу и остварује већа вредност основног хармоника флуksа уз избегавање прекомерног засићења магнетског кола [5–8]. У случају машина са непарним бројем фаза, повећање момента може се остварити инјектирањем непарних хармоника струје чији је ред нижи од броја фаза машине [3], при чему се најчешће врши инјектирање трећег хармоника. У случају машина са непарним бројем фаза који није целобројни умножак броја три (петофазне, седмофазне, једанаестофазне...), инјектирање трећег хармоника струје може се извршити без потребе за додатном опремом [6, 9]. Код машина код којих је број фаза целобројни умножак броја три (шестофазне, деветофазне, дванаестофазне...) могућност повећања момента инјектирањем виших хармоника струје зависи од конфигурације намотаја (симетричан или асиметричан), као и од тога да ли је број фаза паран или непаран. Повећање момента код машина са асиметричним намотајем може се остварити инјектирањем трећег хармоника струје [8]. При томе, трећи хармоник струје у случају асиметричне шестофазне машине представља нулту компоненту, што изискује постојање неутралног проводника [10, 11]. Интересантна метода за повећање густине момента код асиметричне шестофазне машине базирана на инјектирању петог и седмог хармоника струје, без потребе за променом конфигурације намотаја или претварача, предложена је у [12]. Негативна последица овог приступа је извесно повећање валовитости момента.

Применом одговарајућих техника управљања, вишефазне машине при појави квара (нпр. испад једне или више фаза) могу развијати значајне вредности електромагнетског момента уз ограничење снаге губитака [13–16]. Повећана отпорност на кварове може се постићи и у фази пројектовања машине, као што је показано у [17].

Захваљујући мањем уделу виших просторних хармоника поља у међугвожђу код вишефазних машина у односу на трофазне, очекивано је да валовитост момента и губици у намотајима вишефазних машина имају мање вредности него код трофазних машина [18]. Применом одговарајућих техника модулације код вишефазних инвертора, може се постићи значајно смањење хармонијског изобличења струја у односу на трофазне машине [19, 20].

Иако концепт вишефазних погона датира још од друге половине прошлог века [21], почетни темпо развоја био је прилично спор, о чему сведоче ранија истраживања [22, 23]. Међутим, од последње деценије 20. века до данас дошло је до убрзаног развоја области вишефазних машина. Решења са вишефазним машинама погодна су за различите примене код којих је поузданост од изузетног значаја: електрична и хибридна друмска возила [24–26], шински саобраћај, бродски погони, ваздушни саобраћај [27, 28], обновљиви извори енергије [20, 29]. Предност повећања броја фаза истиче се и у погонима великих снага, где расподела снаге на већи број фаза омогућава примену полупроводничких компонената за мање називне вредности струја [2, 3].

Прецизно моделовање је неопходан предуслов, како за управљање, тако и за анализу перформанси вишефазних машина. При томе, потребно је да структура модела буде таква да што верније описује физички систем (машину), као и да параметри модела буду одређени са што већом тачношћу. Детаљан преглед модела и метода за идентификацију вредности параметара вишефазних машина дат је у [30]. Већина постојећих модела

вишефазних машина развијена је под претпоставком да је магнетско коло машине линеарно. Међутим, засићење магнетског кола се често не може занемарити, због чега се јавља потреба за развојем модела који уважавају утицај засићења. Ово се пре свега односи на засићење на путу главног флуksа (флуksа магнећења). Током претходних неколико деценија, развијен је велики број модела трофазних машина који уважавају засићење на путу главног флуksа [31–35]. Ови модели могу послужити као база за укључивање ефекта засићења у постојеће линеарне моделе вишефазних машина. Међутим, релативно је мали број радова посвећених овој теми [36–40]. При томе је показано да је структура модела вишефазних машина у условима када је магнетско коло засићено сложенија од структуре модела трофазних машина. Што се одређивања параметара тиче, стандардне методе предвиђене за трофазне машине [41] генерално нису директно примењиве на вишефазне машине. Многобројне методе за одређивање параметара трофазних машина развијене током претходних деценија служе као драгоцену база за испитивање вишефазних машина. Неке од ових метода могу се применити на вишефазне машине директно или уз мање модификације. Међутим, за одређивање параметара својствених само вишефазним машинама потребно је осмислити потпуно нове методе. У литератури је до овог тренутка предложен низ метода за одређивање параметара вишефазних машина [42–46]. За моделовање засићења магнетског кола нарочито је битно познавање индуктивности магнећења машине при различитим вредностима струје (флуksа) магнећења, тј. потребно је познавати карактеристику магнећења машине. Стандардни приступи, попут огледа празног хода, не омогућавају раздвајање индуктивности расипања статора и индуктивности магнећења. Због тога се намеће потреба за развојем нових експерименталних метода за одређивање вредности индуктивности магнећења.

Прегледом постојеће литературе утврђено је да вишефазне машине имају велики значај у савременим апликацијама, са тенденцијом додатног повећања њихове заступљености у будућности. Сумирањем најзначајнијих резултата истраживачког рада у области моделовања и идентификације параметара закључено је да прецизно моделовање и одређивање параметара вишефазних машина представља кључни аспект у њиховом пројектовању, анализи и управљању, при чему се као нарочито битан аспект истиче моделовање вишефазних машина у условима када је магнетско коло засићено. Досадашња истраживања резултовала су различитим моделима вишефазних машина, при чему је релативно мали број њих посвећен моделовању засићења магнетског кола. Сходно томе, предмет истраживања ове дисертације је формирање електромеханичког модела вишефазне АМ (АМ – асинхрона машина) који детаљно обухвата засићење магнетског кола и развој метода за одређивање параметара тако формираног модела. Конкретно, разматрана је асиметрична шестофазна асинхрона машина (6ФААМ), која представља једну од најчешће коришћених типова вишефазних АМ.

Докторска дисертација садржи седам главних поглавља, списак коришћене литературе и два прилога.

Поглавље 2 садржи преглед основних типова модела вишефазних машина, уз детаљан опис модела у фазним координатама и модела у разложеном (декомпонованом) векторском простору (енгл. *Vector Space Decomposition* – VSD). При томе је објашњен поступак разлагања векторског простора, који укључује трансформацију распрезања и обртну трансформацију. Све једначине модела дате су уз претпоставку линеарности, тј. уз занемарење засићења магнетског кола.

У поглављу 3 описан је прототип 6ФААМ и лабораторијска поставка формирана за потребе њеног испитивања. Најпре је детаљно описан поступак пројектовања шестофазног намотаја у навојном простору полазне трофазне АМ. Затим су описани сви елементи лабораторијске поставке, као и наменски креирани софтвер за управљање ма-

пином и аквизицију података. Напошетку, приказана је целокупна поставка, у оквиру које су интегрисани сви претходно описани елементи.

У поглављу 4 извршена је анализа спреге између ортогоналних равни VSD модела која настаје услед засићења. У том циљу, формиран је и описан модел 6ФААМ у софтверу за електромагнетски прорачун применом методе коначних елемената (енгл. *Finite Element Method* – FEM), уз преглед основних подешавања модела. Значајно је напоменути да се спроведена анализа односи на случај када су компоненте струја у ортогоналним равнима на истој (основној) учестаности, што није обухваћено претходним истраживањима. Струје основне учестаности у xy равни код 6ФААМ присутне су у несиметричним радним режимима, који могу бити последица квара или примењеног управљачког алгорита. Утицај спреге између ортогоналних равни квантификован је применом методе коначних елемената на претходно формираном FEM моделу. На основу добијених резултата, предложена је структура VSD модела 6ФААМ који уважава засићење на путу главног флукса и спрегу између ортогоналних равни.

Поглавље 5 садржи опис метода за мерење параметара модела 6ФААМ предложеног у поглављу 4. При томе су представљене оригиналне методе за одређивање индуктивности магнетског кола и параметара који описују спрегу између ортогоналних равни VSD модела. Вредности индуктивности расипања и отпорности намотаја одређене су на основу постојећих метода.

Након што је у оквиру поглавља 4 и 5 дефинисана структура модела и извршена идентификација свих његових параметара, у поглављу 6 извршена је верификација предложеног модела на бази поређења са резултатима експеримента. Показано је да нови модел обезбеђује већу тачност у односу на постојеће моделе 6ФААМ у свим анализираним радним режимима. Предности новог модела нарочито долазе до изражаја у режимима са израженим засићењем магнетског кола и неуравнотеженим напајањем, захваљујући уважавању спреге између ортогоналних равни.

У поглављу 7 наведени су најважнији закључци ове докторске дисертације и истакнути главни научни доприноси. Поред тога, дате су смернице за будућа истраживања у областима пројектовања, идентификације параметара и управљања вишефазним машинама.

У прилогу П1 описани су модели 6ФААМ који нису предмет истраживања дисертације, али су њихов значај и заступљеност у области вишефазних машина захтевали да им се посвети одговарајућа пажња. У прилогу П2 дата је дискусија у вези са повећаним изобличењем струја 6ФААМ у режиму самопобудног асинхроног генератора, а у складу са запажањима приликом анализе експерименталних резултата.

Поглавље 2

Математичко моделовање вишефазних машина

Досадашња истраживања у области вишефазних АМ резултовала су различитим типовима модела, од којих сваки, у зависности од подручја примене, има своје предности и недостатке. Основни и очигледан приступ јесте моделовање машине у фазном домену [47]. С обзиром на сложеност и променљивост параметара, модел у фазном домену није погодан за управљање и неефикасан је за примену у симулацијама.

Често коришћен приступ за моделовање вишефазних машина код којих је намотај формиран од већег броја просторно померених трофазних намотаја (шестофазне, деветофазне, дванаестофазне...) јесте примена вишеструког dq модела. Овај приступ се базира на примени трансформације електричних величина из оригиналног фазног домена у заједнички референтни систем (стационарни или обртни), слично као код трофазних машина [48]. Нелсон и Краус су 1974. године извршили генерализацију постојеће трансформације коришћене код трофазних машина, омогућивши тиме њену примену на случај машине са већим бројем међусобно просторно померених трофазних намотаја [49]. Додатне анализе и унапређење модела на примеру 6ФААМ предложио је Липо 1980. године [50]. Предности вишеструког dq модела у односу на модел у фазном домену огледају се у смањењу броја променљивих и константним параметрима модела. Поред тога, овакав модел је интуитиван због својих сличности са моделом трофазне машине. Његов основни недостатак је ограниченост поља примене на машине код којих је број фаза дељив са три. У литератури је најзаступљенији двоструки dq (енгл. *double dq*) модел који се примењује код 6ФААМ.

Са аспекта моделовања и управљања вишефазним машинама, широку примену је пронашао VSD модел [51–53]. Концепт VSD трансформације суштински су представили Вајт и Вудсон 1959. године, применом теорије симетричних компоненти на случај електричне машине са произвољним бројем фаза [54]. Примену VSD модела на случај 6ФААМ су 1995. године описали Џао и Липо [55]. VSD модел је базиран на разлагању векторског простора електричних величина машине на међусобно ортогоналне векторске потпросторе (равни) [3]. Сваку раван чине две међусобно ортогоналне осе. Поступак разлагања (декомпозиције) векторског простора у даљем тексту биће називан VSD трансформација. Применом VSD трансформације, n -димензионални модел n -фазне машине може се изразити у облику међусобно ортогоналних дводимензионалних векторских потпростора (равни) [47]. Уколико је број фаза n паран, VSD модел садржаће $n/2$ равни, и то:

- једну фундаменталну (dq) раван,
- $n/2 - 2$ нефундаменталне (xy) равни и
- једну нулту ($0 + 0-$) раван.

Уколико је број фаза n непаран, VSD модел садржаће $(n - 1)/2$ равни, и то:

- једну фундаменталну (dq) раван,
- $(n - 1)/2 - 1$ нефундаменталну (xy) раван

и једну једнодимензионалну компоненту нултог реда.

Слично двоструком dq моделу, и код VSD модела су параметри константни. Додатна предност је могућност да се у симетричним режимима моделује само фундаментална раван, што је нарочито корисно при управљању, али и при симулацијама. Треба нагласити и да једино величине у фундаменталној равни доприносе електромеханичкој конверзији. Са тог аспекта се остале равни могу занемарити, али се и оне морају узети у обзир при одређивању укупних струја намотаја и вредности губитака.

Упоредна анализа VSD и двоструког dq модела дата је у [56]. Констатовано је да је приступ са двоструким (вишеструким) dq моделом погоднији за примену у алгоритмима који подразумевају дељење струје/снаге између трофазних намотаја, због чега је вишеструком dq моделу дата предност и у неким новијим истраживањима [57]. Употреба VSD модела у оваквим алгоритмима постаје веома сложена код топологија са више од два трофазна намотаја. С друге стране, спрега између трофазних намотаја није експлицитно моделована код двоструког (вишеструког) dq модела, због чега је тешко квантификовати и компензовати њене ефекте. Ово је нарочито значајно код несиметричних радних режима, у ком случају је VSD модел знатно боље решење. У [56] предложен је и алтернативни модел, који експлицитно узима у обзир разлику између величина појединачних трофазних намотаја. Овај модел је за случај 6ФААМ веома сличан VSD моделу, а његове предности долазе до изражаја тек код вишефазних машина са три или више трофазних намотаја.

Основни недостатак двоструког dq и VSD модела су потешкоће приликом примене у софтверским пакетима за анализу електромагнетских прелазних појава. Наиме, оба модела подразумевају да се машина према остатку система понаша као вишефазни напонски контролисан струјни извор, што онемогућава директно повезивање са индуктивним елементима мреже [58]. Како би се овај недостатак премостио, у новије време развијени су модели са “напоном иза реактансе” (енгл. *Voltage-Behind-Reactance* – VBR), најпре за трофазне [59, 60], а затим и за вишефазне машине [36, 37, 40, 61, 62]. Ови модели обједињују предности фазног и распрегнутог модела (двоструког dq или VSD). Основна идеја јесте да се веза између напајања и машине (једначине статора) изрази у фазном домену, док су једначине роторског подсистема изражене у трансформисаном домену.

Све карактеристике модела наведене до сада, као и сва предстојећа разматрања у овом поглављу, базирана су на претпоставци да је магнетско коло машине линеарно. Под тим условима важе претпоставке о константним вредностима параметара модела у трансформисаном домену код двоструког dq и VSD модела, што олакшава управљање и моделовање машине у смислу брзине симулације. Поред тога, занемарење засићења магнетског кола обезбеђује распрегнутост између ортогоналних равни VSD модела. Осим претпоставке о линеарности магнетског кола, занемарени су и губици у магнетском колу машине и ефекат потискивања струја у намотајима (“скин” ефекат).

У наставку овог поглавља детаљно је описан модел у фазном домену и VSD модел. Формулација ових модела и одговарајуће трансформације из фазног у VSD домен дате су на примеру 6ФААМ, с обзиром на то да је ова топологија предмет свих даљих разматрања у оквиру ове дисертације. С обзиром на то да је циљ дисертације развој VSD модела који уважава засићење магнетског кола, двоструки dq и VBR модел нису детаљније описивани у овом поглављу. Међутим, услед велике заступљености ова два модела, њихова формулација и основне карактеристике изложени су у прилогу П1.

2.1 Модел у фазном домену

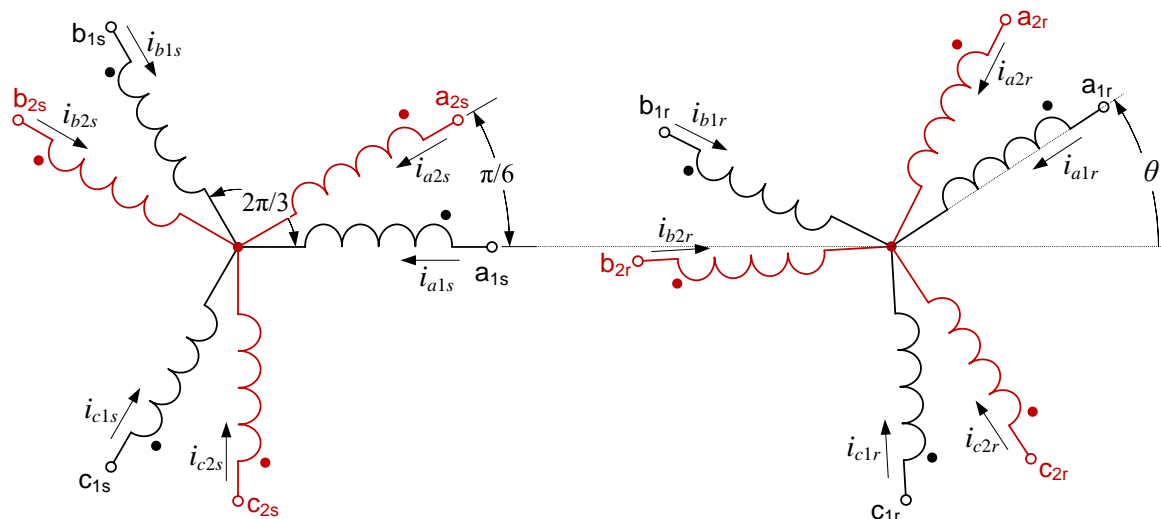
У овом одељку представљен је модел 6ФААМ у фазном домену. Као што је већ напоменуто, утицај засићења магнетског кола, скин ефекат и губици у гвожђу машине су занемарени. У свим изразима сматра се да су електричне величине роторског намотаја, параметри ротора и међусобне индуктивности статора и ротора, сведене на страну статора.

Шема веза и просторни распоред намотаја статора и ротора 6ФААМ приказан је на слици 2.1. Асиметрични шестофазни намотај се састоји из две трофазне звезде међусобно померене за 30° електричних, при чему првој звезди припадају намотаји са индексом 1, а другој са индексом 2. Треба напоменути да звездишта прве и друге трофазне звезде статорског намотаја могу, али не морају бити међусобно повезана. Намотај ротора третира се као да је исте конструкције као и намотај статора, при чему се у случају кавезног ротора мора сматрати да су звездишта трофазних звезда на ротору међусобно повезана.

Напонске једначине 6ФААМ у фазном домену гласе:

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d\psi_s}{dt}, \quad (2.1a)$$

$$\mathbf{u}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \frac{d\psi_r}{dt}. \quad (2.1b)$$



Слика 2.1: Шематски приказ намотаја статора и ротора 6ФААМ

Вектори електричних величина које фигуришу у (2.1) дати су као:

$$\boldsymbol{\xi}_s = [\xi_{a1s} \quad \xi_{b1s} \quad \xi_{c1s} \quad \xi_{a2s} \quad \xi_{b2s} \quad \xi_{c2s}]^\top, \quad (2.2a)$$

$$\boldsymbol{\xi}_r = [\xi_{a1r} \quad \xi_{b1r} \quad \xi_{c1r} \quad \xi_{a2r} \quad \xi_{b2r} \quad \xi_{c2r}]^\top, \quad (2.2b)$$

где је са ξ означена произвољна електрична величина (напон, струја или флуks). Матрице отпорности статора и ротора су дијагоналне матрице дате као:

$$\mathbf{R}_s = R_s \cdot \mathbf{I}_{6 \times 6}, \quad \mathbf{R}_r = R_r \cdot \mathbf{I}_{6 \times 6}, \quad (2.3)$$

где је $\mathbf{I}_{6 \times 6}$ јединична матрица шестог реда. Вектори флуksева намотаја могу се изразити у функцији струја намотаја помоћу матрица индуктивности:

$$\boldsymbol{\psi}_s = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r, \quad (2.4a)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_r + \mathbf{L}_{sr}^\top \mathbf{i}_s. \quad (2.4b)$$

С обзиром на претпоставку да се засићење магнетског кола може занемарити, матрице индуктивности статора и ротора садрже константне коефицијенте и дате су као:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{a1a1s} & L_{a1b1s} & L_{a1c1s} & L_{a1a2s} & L_{a1b2s} & L_{a1c2s} \\ L_{a1b1s} & L_{b1b1s} & L_{b1c1s} & L_{b1a2s} & L_{b1b2s} & L_{b1c2s} \\ L_{a1c1s} & L_{b1c1s} & L_{c1c1s} & L_{c1a2s} & L_{c1b2s} & L_{c1c2s} \\ L_{a1a2s} & L_{b1a2s} & L_{c1a2s} & L_{a2a2s} & L_{a2b2s} & L_{a2c2s} \\ L_{a1b2s} & L_{b1b2s} & L_{c1b2s} & L_{a2b2s} & L_{b2b2s} & L_{b2c2s} \\ L_{a1c2s} & L_{b1c2s} & L_{c1c2s} & L_{a2c2s} & L_{b2c2s} & L_{c2c2s} \end{bmatrix}, \quad (2.5a)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{a1a1r} & L_{a1b1r} & L_{a1c1r} & L_{a1a2r} & L_{a1b2r} & L_{a1c2r} \\ L_{a1b1r} & L_{b1b1r} & L_{b1c1r} & L_{b1a2r} & L_{b1b2r} & L_{b1c2r} \\ L_{a1c1r} & L_{b1c1r} & L_{c1c1r} & L_{c1a2r} & L_{c1b2r} & L_{c1c2r} \\ L_{a1a2r} & L_{b1a2r} & L_{c1a2r} & L_{a2a2r} & L_{a2b2r} & L_{a2c2r} \\ L_{a1b2r} & L_{b1b2r} & L_{c1b2r} & L_{a2b2r} & L_{b2b2r} & L_{b2c2r} \\ L_{a1c2r} & L_{b1c2r} & L_{c1c2r} & L_{a2c2r} & L_{b2c2r} & L_{c2c2r} \end{bmatrix}. \quad (2.5b)$$

Матрица међусобних индуктивности статора и ротора садржи коефицијенте који зависе од међусобног положаја фаза статора и ротора, тј. од угаоног положаја ротора:

$$\mathbf{L}_{sr} = L_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta + \frac{5\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta + \frac{3\pi}{2} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{3\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta + \frac{5\pi}{6} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{5\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta + \frac{3\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) & \cos \left(\theta + \frac{7\pi}{6} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{7\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) & \cos \left(\theta + \frac{7\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

где је θ електрични угао ротора, тј. угаони померај осе фазе a_{1r} у односу на осу фазе a_{1s} (погледати слику 2.1). Електрични угао ротора дефинисан је следећом диференцијалном једначином:

$$\Omega = \frac{1}{p} \frac{d\theta}{dt}, \quad (2.7)$$

где је Ω механичка угаона брзина обртања ротора и p број пари полова машине. Величина L_m у (2.6) представља међусобну индуктивност два фазна намотаја чије се осе поклапају.

Електромеханичка диференцијална једначина кретања ротора гласи:

$$T_e - T_L = J \frac{d\Omega}{dt} + k_f \Omega, \quad (2.8)$$

где је T_e електромагнетски момент машине, T_L момент оптерећења, J момент инерције и k_f коефицијент фриkcије. Вредност електромагнетског момента може се одредити као:

$$T_e = p \cdot \mathbf{i}_s^T \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta} \mathbf{i}_r. \quad (2.9)$$

Диференцијалне једначине (2.1), (2.7) и (2.8), уз алгебарске једначине (2.4) и (2.9), чине комплетан модел 6ФААМ у фазном домену. При томе, електромеханичка диференцијална једначина (2.8) и диференцијална једначина за угао (2.7) важе независно од врсте модела, тј. изабраног координатног система.

2.2 VSD модел

Основни недостатак фазног модела је његова сложеност. Наиме, потребно је симултано решавати систем од дванаест диференцијалних једначина чији коефицијенти су променљиви у времену (матрица међусобних индуктивности статора и ротора). Другим речима, променљиве система представљају елементе 12-димензионалног векторског простора. У овом одељку описан је поступак разлагања векторског простора и дата формулација модела 6ФААМ у VSD домену. Најпре су описане трансформације распрезања и ротације код 6ФААМ. Затим су дате једначине динамичког VSD модела. На основу једначина динамичког модела, формулисан је и VSD модел за устаљено стање, уз приказ одговарајућих еквивалентних кола.

2.2.1 Трансформације распрезања и ротације

Једначине фазног модела приказане у одељку 2.1 могуће је представити у једноставнијој форми применом трансформација распрезања и ротације. Применом трансформације распрезања остварује се дијагонализација матрица индуктивности статора и ротора машине, чиме се поједностављује инверзија матрице при решавању система, а у неким случајевима се чак и смањује ред система. Применом трансформације ротације елиминише се зависност елемената матрице индуктивности од положаја ротора. Ове две трансформације се најчешће користе удружено, тако што се најпре на једначине у фазном домену примени трансформација распрезања, а затим се на распрегнути модел примени трансформација ротације.

Трансформација распрезања код 6ФААМ у свом реалном облику представља проширење Кларкине трансформације. Оригиналну трансформацију распрезања за вишефазне машине у комплексној форми представили су Вајт и Вудсон [54]. Та трансформација је, међутим, примењива само на вишефазне машине са једнаким померајем између суседних фазних намотаја, што није случај код 6ФААМ. Трансформацију распрезања за машину са произвољним бројем вишефазних намотаја на статору и ротору представио је Вучковић у [63]. Сва разматрања у [63] важе за симетричне вишефазне машине и стога нису директно примењива у случају 6ФААМ.

Трансформацију распрезања за 6ФААМ формулисали су Цао и Липо 1995. године. Поступак распрезања уобичајено се назива декомпозицијом векторском простора (VSD). Поступак разлагања векторског простора за асиметричне намотаје који се састоје од произвољног броја трофазних намотаја описан је у [64]. Оригинална формулација матрице VSD трансформације је комплексна, али ће овде бити коришћен њен реални облик. Математичка формулација трансформације распрезања примењене на електричне величине (напоне, струје, флуксе) 6ФААМ гласи:

$$\xi_s^C = C \xi_s, \quad (2.10a)$$

$$\xi_r^C = C \xi_r, \quad (2.10b)$$

где су ξ_s и ξ_r вектори произвољних електричних величина у оригиналном фазном домену, а ξ_s^C и ξ_r^C вектори истих величина у трансформисаном домену. Матрица трансформације распрезања има следећи облик:

$$C = K \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{\pi}{6} & \cos \frac{5\pi}{6} & \cos \frac{3\pi}{2} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{\pi}{6} & \sin \frac{5\pi}{6} & \sin \frac{3\pi}{2} \\ 1 & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{8\pi}{3} & \cos \frac{\pi}{6} & \cos \frac{\pi}{6} & \cos \frac{3\pi}{2} \\ 0 & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{8\pi}{3} & \sin \frac{\pi}{6} & \sin \frac{\pi}{6} & \sin \frac{3\pi}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

где је K коефицијент трансформације, чија се вредност може произвољно усвојити. Као што је показано у [55], применом трансформације распрезања на једначине фазног модела, добијају се три сета од по две једначине: две у фундаменталној (dq) равни, две у xy равни и две у нултој равни. Матрице индуктивности статора и ротора у распрегнутом домену не садрже елементе ван главне дијагонале.

Недостатак трансформације распрезања је у томе што су вредности међусобних индуктивности статора и ротора у матрици индуктивности функције угаоне позиције ротора која се мења у времену. У циљу ослобађања од ове зависности, на величине у распрегнутом домену треба применити обртну трансформацију, тј. трансформацију ротације. Овај приступ предложио је Парк још 1929. године за примену код синхроних машина [65]. Трансформација ротације се код 6ФААМ примењује само на величине у фундаменталној равни, с обзиром на то да једино у фундаменталној равни постоји спрега између статора и ротора. Математичка формулација обртне трансформације примењене на величине статора и ротора у распрегнутом домену гласи [47]:

$$\xi_s^D = \begin{bmatrix} D_s & \\ & \mathbf{1}_{4 \times 4} \end{bmatrix} \xi_s^C, \quad (2.12a)$$

$$\xi_r^D = \begin{bmatrix} D_r & \\ & \mathbf{1}_{4 \times 4} \end{bmatrix} \xi_r^C, \quad (2.12b)$$

где је $\mathbf{1}_{4 \times 4}$ јединична матрица четвртог реда, а D_s и D_r матрице обртне трансформације за статорске и роторске величине, дате као:

$$D_s = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}, \quad D_r = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

при чему вредности углова θ_s и θ_r треба усвојити тако да њихова разлика у сваком тренутку буде једнака угаоном положају ротора θ , како би се обезбедила елиминација временске зависности у матрици индуктивности [63].

Трансформације распрезања и ротације могу се објединити у јединствену матрицу трансформације $\mathbf{T} = \mathbf{DC}$. Комплетна матрица трансформације статорских величина има следећи облик [47]:

$$\mathbf{T}_s = K \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s - \frac{\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta_s - \frac{5\pi}{6} \right) & \cos \left(\theta_s - \frac{3\pi}{2} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s - \frac{\pi}{6} \right) & -\sin \left(\theta_s - \frac{5\pi}{6} \right) & -\sin \left(\theta_s - \frac{3\pi}{2} \right) \\ 1 & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{8\pi}{3} & \cos \frac{5\pi}{6} & \cos \frac{\pi}{6} & \cos \frac{3\pi}{2} \\ 0 & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{8\pi}{3} & \sin \frac{5\pi}{6} & \sin \frac{\pi}{6} & \sin \frac{3\pi}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Матрица трансформације роторских величина \mathbf{T}_r има исти облик као \mathbf{T}_s , с тим што угао θ_s треба заменити углом θ_r .

У следећем одељку биће детаљно описан поступак формирања VSD модела 6ФААМ. При томе ће бити коришћена комплетна матрица трансформације \mathbf{T} , тј. биће примењене трансформације распрезања и ротације. Строго гледано, под VSD трансформацијом подразумева се само трансформација распрезања, али ће се у оквиру ове дисертације појам “VSD модел” односити на модел добијен применом комплетне матрице трансформације.

2.2.2 Динамички модел

Трансформација електричних величина (напона, струја, флуксева) из фазног у VSD домен врши се на следећи начин:

$$\boldsymbol{\xi}_s^{VSD} = \mathbf{T}_s \boldsymbol{\xi}_s, \quad (2.15a)$$

$$\boldsymbol{\xi}_r^{VSD} = \mathbf{T}_r \boldsymbol{\xi}_r, \quad (2.15b)$$

где су $\boldsymbol{\xi}_s^{VSD}$ и $\boldsymbol{\xi}_r^{VSD}$ вектори произвољних електричних величина статора и ротора у VSD домену:

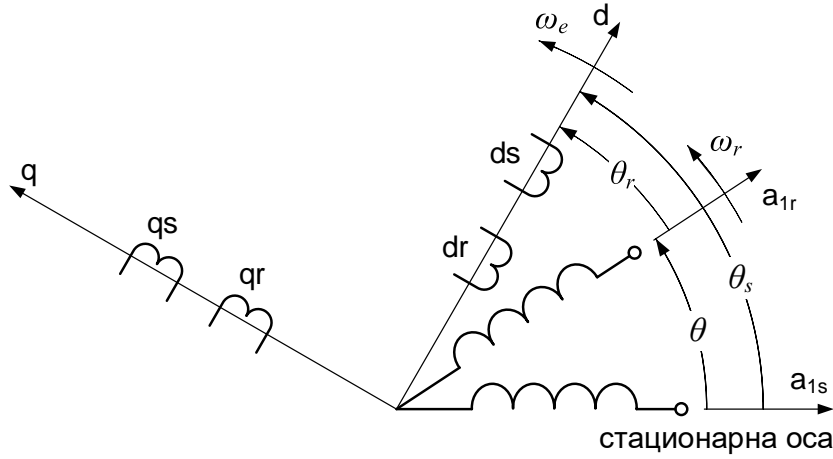
$$\boldsymbol{\xi}_s^{VSD} = [\xi_{ds} \quad \xi_{qs} \quad \xi_{xs} \quad \xi_{ys} \quad \xi_{0+s} \quad \xi_{0-s}]^T, \quad (2.16a)$$

$$\boldsymbol{\xi}_r^{VSD} = [\xi_{dr} \quad \xi_{qr} \quad \xi_{xr} \quad \xi_{yr} \quad \xi_{0+r} \quad \xi_{0-r}]^T. \quad (2.16b)$$

Вредност коефицијента трансформације K може се изабрати произвољно, у зависности од жељеног односа величина у трансформисаном и оригиналном домену. Примера ради, вредност $K = 1/\sqrt{3}$ обезбеђује једнаке вредности снаге у оригиналном и трансформисаном домену, а $K = 1/3$ једнаке вредности амплитуда електричних величина. Положај dq равни у односу на осе намотаја статора и ротора, уз назначене фиктивне d и q намотаје и одговарајуће углове, илустрован је на слици 2.2. Угао θ_s представља угао између d осе фундаменталне равни и осе фазе a_{1s} . Вредност овог угла дата је изразом:

$$\theta_s = \theta_0 + \int \omega_e dt, \quad (2.17)$$

где је θ_0 почетна вредност угла између d осе и осе фазе a_{1s} , а ω_e брзина обртања заједничког референтног система (dq равни), која се може изабрати произвољно. Као што је раније напоменуто, матрица трансформације за роторске величине има исту форму као



Слика 2.2: Илустрација фиктивних намотаја статора и ротора у dq равни у односу на физичке намотаје

\mathbf{T}_s , с тим што у свим елементима матрице θ_s треба заменити са θ_r , при чему је θ_r угао између d осе и осе фазе a_{1r} . Вредност угла θ_r дата је изразом:

$$\theta_r = \theta_s - \theta. \quad (2.18)$$

Множењем једначина (2.1) одговарајућим матрицама трансформације добијају се напонске једначине 6ФААМ у VSD домену:

$$\mathbf{u}_s^{VSD} = \mathbf{T}_s \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{T}_s \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt}, \quad (2.19a)$$

$$\mathbf{u}_r^{VSD} = \mathbf{T}_r \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \mathbf{T}_r \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt}. \quad (2.19b)$$

Како би и флуксеви и струје били изражени у VSD домену, векторе струја и флуксева у фазном домену треба изразити у функцији вектора струја и флуксева у VSD домену применом инверзне VSD трансформације:

$$\mathbf{u}_s^{VSD} = \mathbf{T}_s \mathbf{R}_s \mathbf{T}_s^{-1} \mathbf{i}_s^{VSD} + \mathbf{T}_s \frac{d(\mathbf{T}_s^{-1} \boldsymbol{\psi}_s^{VSD})}{dt}, \quad (2.20a)$$

$$\mathbf{u}_r^{VSD} = \mathbf{T}_r \mathbf{R}_r \mathbf{T}_r^{-1} \mathbf{i}_r^{VSD} + \mathbf{T}_r \frac{d(\mathbf{T}_r^{-1} \boldsymbol{\psi}_r^{VSD})}{dt}, \quad (2.20b)$$

Сређивањем једначина (2.20a) и (2.20b) добијају се матричне напонске једначине у следећој форми:

$$\mathbf{u}_s^{VSD} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s^{VSD} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s^{VSD}}{dt} + \omega_e [-\psi_{qs} \quad \psi_{ds} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T, \quad (2.21a)$$

$$\mathbf{u}_r^{VSD} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r^{VSD} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^{VSD}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) [-\psi_{qr} \quad \psi_{dr} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T, \quad (2.21b)$$

где је $\omega_r = p\Omega$ електрична угаона брзина обртања ротора.

Како би модел био комплетан, недостају једначине за флуксеви у VSD домену. Елементима матрица индуктивности (2.5a) и (2.5b) додељују се вредности према [66], чиме

се узима у обзир ефекат међусобног флуksа расипања између две трофазне звезде шестофазног намотаја статора. На тај начин, добијају се следеће једначине за флуksеве у dq равни:

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

флуksеве у xy равни:

$$\begin{bmatrix} \psi_{xs} \\ \psi_{ys} \\ \psi_{xr} \\ \psi_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{lsxy} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{lsxy} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xs} \\ i_{ys} \\ i_{xr} \\ i_{yr} \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

и флуksеве у нултој равни:

$$\begin{bmatrix} \psi_{0+s} \\ \psi_{0-s} \\ \psi_{0+r} \\ \psi_{0-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0+s} \\ i_{0-s} \\ i_{0+r} \\ i_{0-r} \end{bmatrix}, \quad (2.24)$$

где су L_{lsxy} и L_{ls0} индуктивности расипања статора у xy и нултој равни, респективно, а L_{lr} је индуктивност расипања ротора. Сопствене индуктивности статора и ротора које фигуришу у (2.22) дефинисане су као:

$$L_s = M + L_{lsdq} \quad (2.25a)$$

$$L_r = M + L_{lr} \quad (2.25b)$$

где је L_{lsdq} индуктивност расипања статора у dq равни, а $M = 3L_m$ индуктивност магнетнења 6ФААМ. Вредност L_m је раније дефинисана (погледати (2.6)). Треба напоменути да, у случају да намотај статора има пун навојни корак, важи $L_{lsdq} = L_{lsxy} = L_{ls0}$. У општем случају, ова једнакост не важи, због заједничког флуksа расипања између намотаја двеју трофазних звезда [66], што је детаљније објашњено у поглављу 5.

Електромагнетски момент 6ФААМ изражен помоћу величина у VSD домену дат је изразом:

$$T_e = \frac{1}{3K^2} \cdot pM (i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}). \quad (2.26)$$

Дати израз за момент потврђује раније изнету чињеницу да једино компоненте у dq равни утичу на генерисање момента.

Једначине (2.21)-(2.26), уз једначине (2.7) и (2.8), чине комплетан динамички модел 6ФААМ у VSD домену. Код 6ФААМ са изолованим и међусобно одвојеним звездистима, каква је коришћена у овој дисертацији, нулте компоненте струја статора не могу постојати. Нулте компоненте струја не могу постојати ни у кавезном ротору, с обзиром на одсуство побуде која би их могла произвести. Према томе, једначине за нулте компоненте могу се изоставити у потпуности, чиме се ред система смањује за четири и решавање једначина модела поједностављује.

Модел машине у VSD домену може се изразити у просторно-векторској форми (енгл. *Space Vector Model*). С обзиром на то да су осе које формирају равни међусобно ортогоналне, равни се могу третирају као комплексне, при чему се једна оса третира као реална, а друга као имагинарна. Сваком векторском потпростору (равни) одговара

по један просторни вектор за статорске и роторске величине. Просторни вектори електричних величина статора (аналогни изрази важе за роторске величине) у dq и xy равни дефинисани су као:

$$\vec{\xi}_{dqs} = \xi_{ds} + j\xi_{qs}, \quad (2.27a)$$

$$\vec{\xi}_{xys} = \xi_{xs} + j\xi_{ys}, \quad (2.27b)$$

Треба приметити да се вектор у xy равни обрће синхроним електричном угаоном брзином $\omega_s = 2\pi f$, где је f учестаност напона напајања. Узрок томе је то што на величине у xy равни није примењена обртна трансформација. С друге стране, вектори у dq равни обрћу се брзином $\omega_s - \omega_e$.

Напонске једначине у dq равни у просторно-векторском облику гласе:

$$\vec{u}_{dqs} = R_s \vec{i}_{dqs} + \frac{d\vec{\psi}_{dqs}}{dt} + j\omega_e \vec{\psi}_{dqs}, \quad (2.28a)$$

$$\vec{u}_{dqr} = R_r \vec{i}_{dqr} + \frac{d\vec{\psi}_{dqr}}{dt} + j(\omega_e - \omega_r) \vec{\psi}_{dqr}. \quad (2.28b)$$

Једначина за напон статора у xy равни гласи:

$$\vec{u}_{xys} = R_s \vec{i}_{xys} + \frac{d\vec{\psi}_{xys}}{dt}, \quad (2.29)$$

Једначина за напон ротора у xy равни има исти облик као (2.29), с тим што индекс s треба заменити индексом r .

Једначине за флуксе у просторно-векторском облику гласе:

$$\vec{\psi}_{dqs} = L_s \vec{i}_{dqs} + M \vec{i}_{dqr}, \quad (2.30a)$$

$$\vec{\psi}_{dqr} = L_r \vec{i}_{dqr} + M \vec{i}_{dqs}, \quad (2.30b)$$

$$\vec{\psi}_{xys} = L_{lsxy} \vec{i}_{xys}, \quad (2.30v)$$

$$\vec{\psi}_{xyr} = L_{lr} \vec{i}_{xyr}, \quad (2.30g)$$

Вредност електромагнетског момента такође се може изразити помоћу величина у просторно-векторском облику, као:

$$T_e = \frac{1}{3K^2} \cdot pM \operatorname{Im} \left\{ \vec{i}_{dqs} \cdot \vec{i}_{dqr}^* \right\}, \quad (2.31)$$

где * означава коњуговано-комплексну вредност.

Сви модели у овој дисертацији изведени су уз коришћење вредности коефицијента трансформације $K = 1/3$. Као што је раније напоменуто, овакав избор коефицијента трансформације обезбеђује да амплитуде величина 6ФААМ у VSD домену одговарају амплитудама у фазном домену.

2.2.3 Модел у устаљеном стању

У овом одељку биће представљен VSD модел 6ΦААМ у устаљеном стању. Основна претпоставка при формулацији овог модела јесте да електричне величине у обе равни (dq и xy) садрже само компоненте на учестаности основног хармоника.

Напонске једначине динамичког VSD модела 6ΦААМ у dq равни (2.28) се у устаљеном стању, независно од брзине референтног система, свODE на [47]:

$$\underline{U}_{dqs} = R_s \underline{I}_{dqs} + j\omega_s \underline{\Psi}_{dqs} = R_s \underline{I}_{dqs} + jX_{lsdq} \underline{I}_{dqs} + jX_m (\underline{I}_{dqs} + \underline{I}_{dqr}) \quad (2.32a)$$

$$0 = \frac{R_r}{s} \underline{I}_{dqr} + j\underline{\Psi}_{dqr} = \frac{R_r}{s} \underline{I}_{dqr} + jX_{lr} \underline{I}_{dqr} + jX_m (\underline{I}_{dqs} + \underline{I}_{dqr}), \quad (2.32b)$$

где је $s = (\omega_s - \omega_r)/\omega_s$ клизање, а $X_{lsdq} = \omega_s L_{lsdq}$, $X_{lr} = \omega_s L_{lr}$ и $X_m = \omega_s M$ реактансе расипања статора и ротора и реактанса магнећења, респективно. Подвучене величине у (2.32) представљају просторне векторе електричних величина у устаљеном стању. Просторне векторе, упркос привидној сличности, не треба поистовећивати са фазорима, који представљају појединачне простопериодичне електричне величине изражене у комплексном домену у функцији амплитуде или ефективне вредности и фазе. Једначине VSD модела у xy равни у устаљеном стању имају следећи облик [47]:

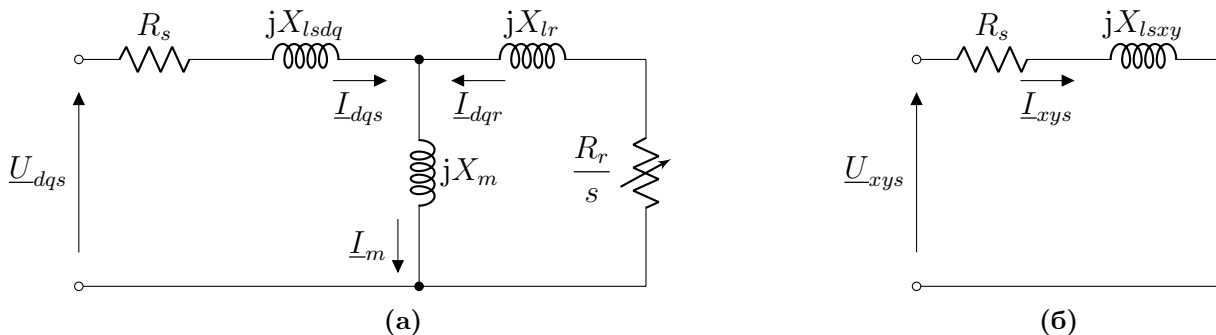
$$\underline{U}_{xys} = R_s \underline{I}_{xys} + jX_{lsxy} \underline{I}_{xys}, \quad (2.33)$$

где је $X_{lsxy} = \omega_{xys} L_{lsxy}$ реактанса расипања статора у xy равни. Угаона учестаност ω_{xys} се у општем случају разликује од основне (синхроне) угаоне учестаности ω_s , с обзиром на то да су у xy равни често присутни виши хармоници струја (код 6ΦААМ доминантно 5. и 7. хармоник).

На слици 2.3 приказана су еквивалентна кола 6ΦААМ која одговарају моделима машине у dq и xy равни. Може се уочити да је еквивалентно коло у dq равни потпуно аналогно еквивалентном колу трофазне АМ. Према томе, симетрично напајана 6ΦААМ може се, у погледу моделовања и управљања, третирати на исти начин као и трофазна АМ.

Једначине за нулти подсистем неће бити даље разматране, с обзиром на то да се у свим предстојећим анализама сматра да су звездишта обе трофазне звезде изолована, чиме је онемогућено успостављање нултих компоненти струја. Модел нултог подсистема је од интереса једино при примени методе за одређивање вредности индуктивности расипања машине у одељку 5.2 и на том месту је детаљније анализиран.

Израз за електромагнетски момент у устаљеном стању има исти облик као и у динамичком моделу, с тим што сада у изразу за момент фигуришу вредности просторних



Слика 2.3: Еквивалентна кола 6ΦААМ за устаљено стање у (а) dq , (б) xy равни

вектора у устаљеном стању:

$$T_{e,ss} = \frac{1}{3K^2} \cdot pM \operatorname{Im}\{ \underline{I}_{dqs} \cdot \underline{I}_{dqr}^* \}. \quad (2.34)$$

Овај израз може се формулисати и на основу еквивалентног кола, на сличан начин као код трофазне АМ [67]:

$$T_{e,ss} = \frac{1}{3K^2} \cdot \frac{pR_r}{s\omega_s} \cdot |\underline{I}_{dqr}|^2 \quad (2.35)$$

Електромеханичка диференцијална једначина (2.8) у устаљеном стању постаје једначина равнотеже момената ($d\Omega/dt \rightarrow 0$):

$$T_{e,ss} = T_L + k_f \Omega \quad (2.36)$$

Поглавље 3

Реализација прототипа и опис експерименталне поставке

С обзиром на специфично и релативно уско поље примене, вишефазне машине још увек нису широко распрострањене као трофазне, па самим тим ни подједнако комерцијално доступне. Због тога је за потребе ове дисертације било неопходно наменски формирати прототип вишефазне машине. Прототип је формиран заменом намотаја постојеће трофазне АМ са кавезним ротором вишефазним намотајем, при чему је задржано магнетско коло статора и ротора.

Мала распрострањеност вишефазних машина истовремено условљава и ретку примену вишефазних погона. С обзиром на то, енергетски претварачи (инвертори) за напајање вишефазних машина нису комерцијално доступни. Због тога је за испитивање развијеног прототипа шестофазне машине било неопходно формирати лабораторијску поставку која укључује одговарајући енергетски претварач са пратећим управљачким и мерно-аквизиционим системом.

У одељку 3.1 дат је осврт на основне карактеристике статорских намотаја АМ и описан је поступак пројектовања асиметричног шестофазног намотаја и формирања прототипа 6ФААМ. Опис компонената и композиција лабораторијске поставке коришћене за испитивање анализираних шестофазних машина изложени су у одељку 3.2.

3.1 Пројектовање намотаја и реализација прототипа

Независно од броја фаза, при пројектовању статорског намотаја тежи се остваривању таласног облика поља, тј. магнетопобудне силе (мпс) што приближнијег просто-периодичном. Показало се да се адекватним пројектовањем и напајањем вишефазних намотаја могу остварити предности у односу на трофазне машине у погледу остваривања веће густине флукса основног хармоника и веће густине момента [30]. Предмет ове дисертације није оптимизација намотаја, тако да је једини критеријум при пројектовању вишефазног намотаја остваривање повољне расподеле мпс, у смислу смањења удела виших просторних хармоника уз одржавање што веће амплитуде основног хармоника. При томе су примењивани концепти који се традиционално користе при пројектовању трофазних намотаја, уз уважавање специфичности вишефазних намотаја.

Просторно-временска зависност произвољног просторног хармоника мпс једне фазе

дата је следећим изразом [68]:

$$F_{x,\nu}(\vartheta, t) = \frac{2}{\pi} \frac{N_f}{p} \frac{k_\nu}{\nu} I \sqrt{2} \cos(\nu\vartheta) \cos(\omega_1 t), \quad \nu = 2k + 1 \quad (k \in \mathbb{N}) \quad (3.1)$$

где су:

- x – посматрана фаза,
- ν – ред просторног хармоника,
- ϑ [rad] – електрични угао дуж обима статора,
- p – број пари полова машине,
- N_f – број навојака по фази,
- I [A] – ефективна вредност струје,
- k_ν – резултантни навојни сачинилац за ν -ти просторни хармоник,
- ω_1 [rad/s] – основна угаона учестаност и
- t [s] – време.

У општем случају, резултантни навојни сачинилац представља производ појасног и тетивног навојног сачиниоца:

$$k_\nu = k_{p\nu} \cdot k_{t\nu}, \quad (3.2)$$

који су дати изразима:

$$k_{p\nu} = \frac{\sin\left(\nu \frac{m \pi}{z 2}\right)}{m \sin\left(\nu \frac{1 \pi}{z 2}\right)}, \quad (3.3a)$$

$$k_{t\nu} = \sin\left(\nu \frac{y \pi}{z 2}\right). \quad (3.3b)$$

Ознаке у претходним изразима имају следеће значење:

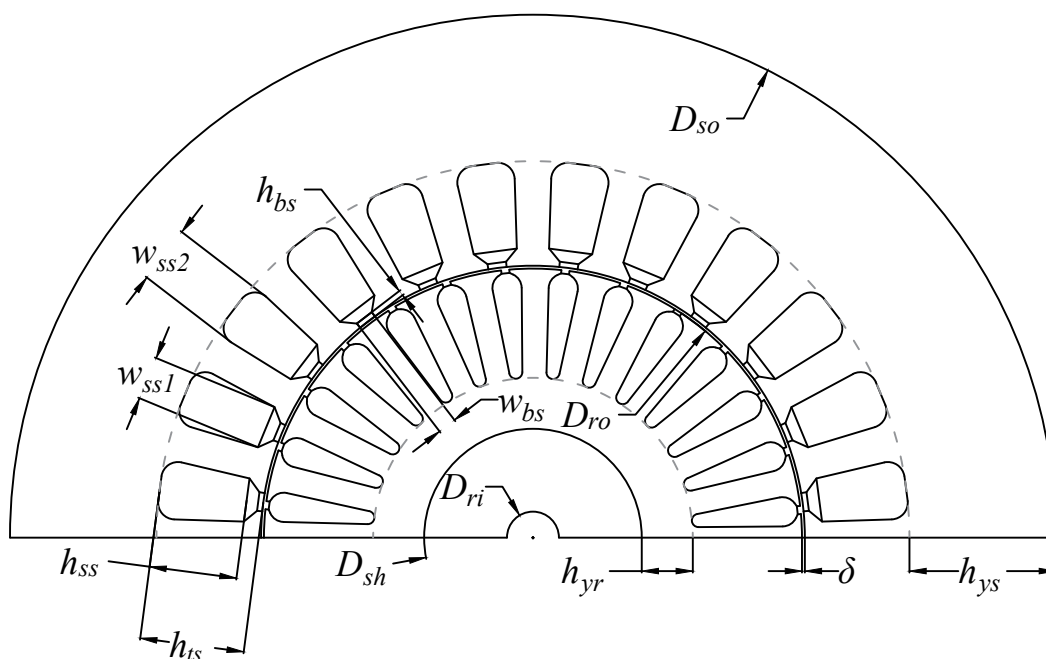
- z – број жлебова по полу,
- $m = z/q$ – број жлебова по полу и фази (q – број фаза) и
- y – навојни корак изражен преко броја жлебова.

Очигледно је да вредност појасног навојног сачиниоца зависи од броја жлебова, броја полова и броја фаза, док вредност тетивног навојног сачиниоца зависи од скраћења навојног корака. Одговарајућим избором топологије намотаја може се постићи значајно смањење удела или потпуна елиминација појединих просторних хармоника мпс.

Као што је већ речено, прототип 6ФААМ конструисан је заменом намотаја постојеће трофазне кавезне АМ вишефазним намотајем. Називни подаци оригиналне трофазне машине дати су у табели 3.1. Попречни пресек једног пола магнетског кола са назначеним димензијама приказан је на слици 3.1. Одговарајуће димензије и остали

Табела 3.1: Називни подаци полазне машине

Величина	Ознака	Вредност
Називна снага	P_n	1500 W
Број фаза	q	3
Спрега	/	Y
Називна учестаност	f_1	50 Hz
Називни напон	U_n	400 V
Називна струја	I_n	3.45 A
Називни фактор снаге	$\cos \varphi_n$	0.78
Називна брзина	n_n	2875 о/min



Слика 3.1: Попречни пресек магнетског кола машине са назначеним димензијама

подаци о магнетском колу и намотају дати су у табели 3.2. Димензије и облик жлебова ротора одређене су применом поступка предложеног у [68].

За потребе израде ове дисертације, изабрана је полазна трофазна АМ у чији је навојни простор могуће сместити асиметрични шестофазни намотај тако да сви жлебови буду искоришћени. У основи, шестофазни намотај се може третирати као два трофазна намотаја на заједничком магнетском колу. При томе, просторни померај између ова два намотаја теоријски може бити произвољан. Међутим, у пракси су најчешће у примени:

- шестофазни намотај сачињен од два трофазна намотаја без међусобног просторног помераја,
- симетричан шестофазни намотај, сачињен од два трофазна намотаја међусобно померена за 60° електричних (слика 3.2а) и
- асиметричан шестофазни намотај, сачињен од два трофазна намотаја међусобно померена за 30° електричних (слика 3.2б).

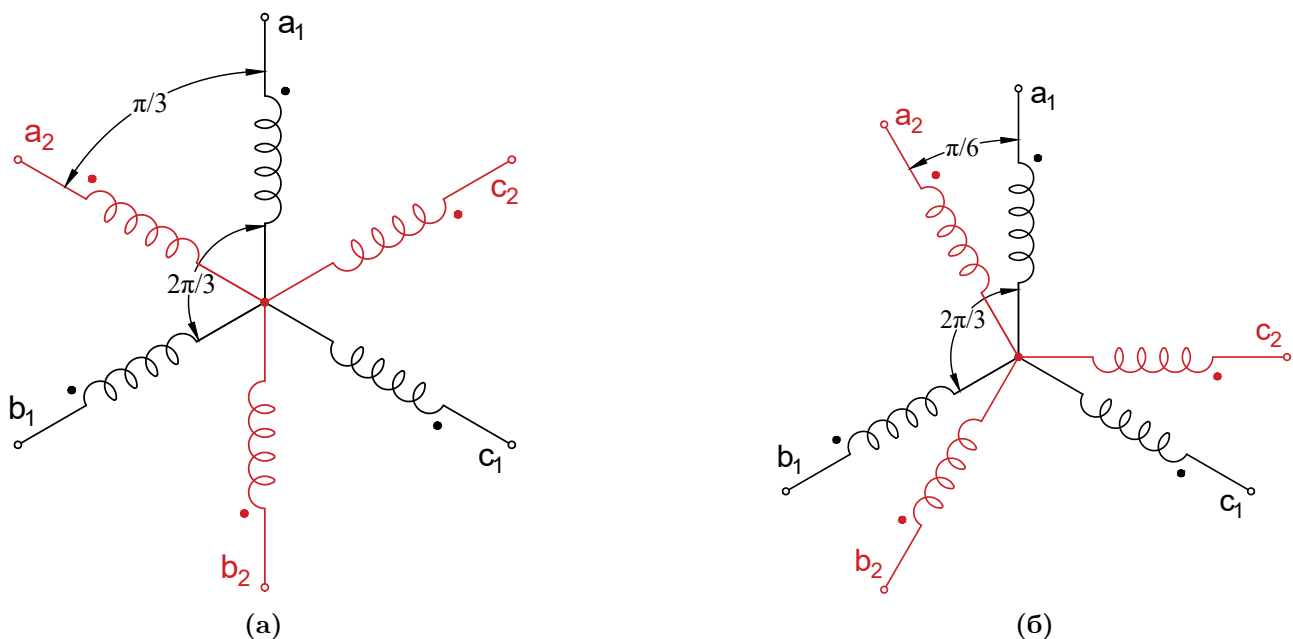
Асиметрични шестофазни намотај је чешће у примени од симетричног због мање валовитости момента, елиминације просторних хармоника мпс реда $6k \pm 1$ (k је непаран

Табела 3.2: Основни конструкциони подаци полазне машине

Величина	Ознака	Вредност
Број жлебова статора	Q_s	24
Број жлебова ротора	Q_r	28
Број пари полова	p	1
Тип намотаја	/	двослојни
Пречник проводника статора (без лака)	S_{Cu}	0.78 mm
Број проводника по жлебу	z_Q	53
Број навојака по фази	N_{3f}	212
Навојни корак	y	11 жлебова
Унутрашњи пречник вратила	D_{ri}	6.2 mm
Спољашњи пречник вратила	D_{sh}	26 mm
Висина јарма ротора	h_{yr}	6.1 mm
Спољашњи пречник ротора	D_{ro}	64.3 mm
Ширина међугвожђа	δ	0.35 mm
Висина јарма статора	h_{ys}	17.5 mm
Спољашњи пречник статора	D_{so}	125 mm
Дужина лим пакета	l_a	90 mm
Висина зупца статора	h_{ts}	12.5 mm
Висина жлеба статора	h_{ss}	10.7 mm
Ширина жлеба статора (доле)	w_{ss1}	5.2 mm
Ширина жлеба статора (горе)	w_{ss2}	6.9 mm
Висина отвора жлеба статора	h_{bs}	0.6 mm

цео број) без потребе за скраћењем навојног корака и могућности повећања момента инјектирањем трећег хармоника струје [69]. Из наведених разлога, за израду прототипа изабрана је ова топологија намотаја.

С обзиром на то да је број жлебова статора условљен постојећим магнетским колом и да је број фаза већ дефинисан, приликом пројектовања намотаја остаје да се

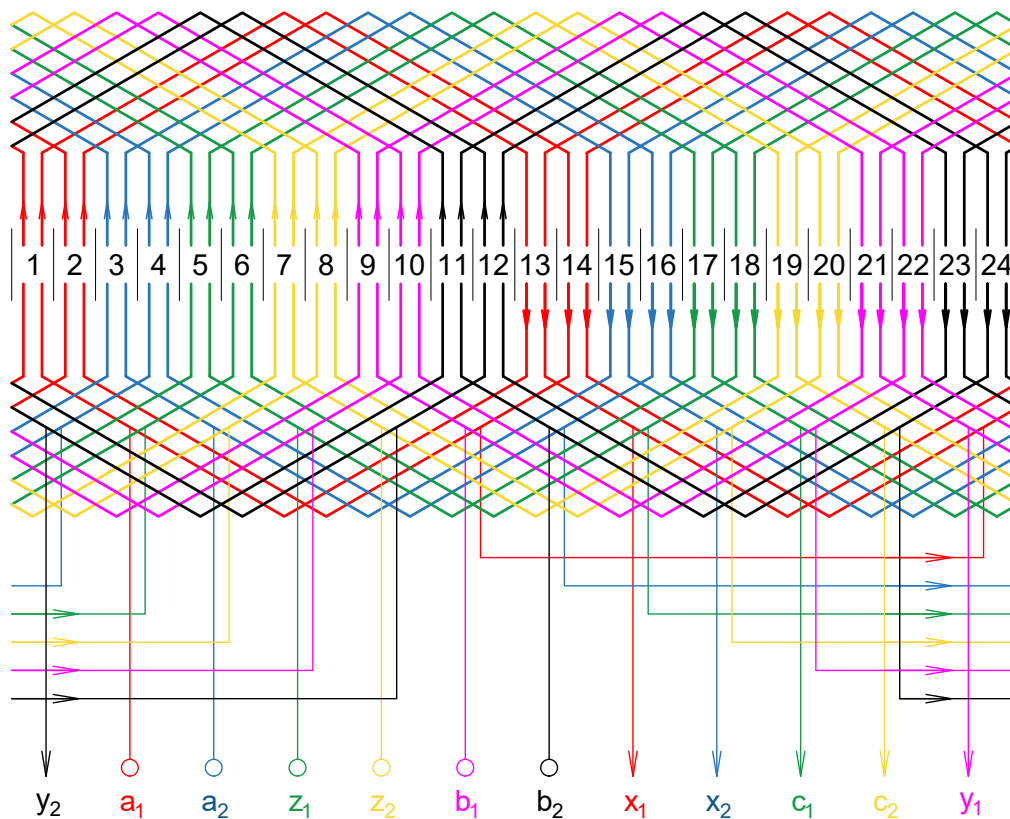

Слика 3.2: Просторни распоред и шема веза: (а) симетричног, (б) асиметричног шестофазног намотаја

дефинишу:

- тип намотаја (једнослојни или двослојни),
- навојни корак,
- пресек проводника и
- број навојака по фази.

Предност двослојног у односу на једнослојни намотај је у могућности скраћења навојног корака, чиме се може остварити расподела мпс приближнија простопериодичној. Поред тога, скраћење навојног корака има позитивне ефекте и у погледу скраћења бочних веза намотаја [70]. С друге стране, код двослојног намотаја постоје жлебови у којима се налазе навојни делови различитих фаза, што захтева примену изолације веће диелектричне чврстоће и, последично, смањење коефицијента испуне жлеба [70]. Према [66], скраћење навојног корака код 6ФААМ доводи до смањења индуктивности у xu равни, што узрокује повећање струјног рипла при напајању из енергетског претварача. С друге стране, примена намотаја са пуним навојним кораком доводи до извесног повећања индуктивности расипања у dq равни, што доводи до смањења превалног момента. Већ је напоменуто да је најнижи просторни хармоник мпс код 6ФААМ 11. реда, тако да скраћење навојног корака не пружа значајне предности у том погледу. С обзиром на наведене чињенице, одлучено је да примењени намотај буде двослојни, са пуним навојним кораком.

Развијена шема пројектованог асиметричног шестофазног намотаја са пуним навојним кораком приказана је на слици 3.3. Треба напоменути да су звездишта двеју



Слика 3.3: Развијена шема пројектованог асиметричног шестофазног намотаја

трофазних звезда ($a_1 - b_1 - c_1$ и $a_2 - b_2 - c_2$) шестофазне машине у предстојећим анализама међусобно изолована. Ово за последицу има одсуство нултих компоненти струја у моделу машине, што смањује димензионалност модела и поједностављује моделовање и управљање машином.

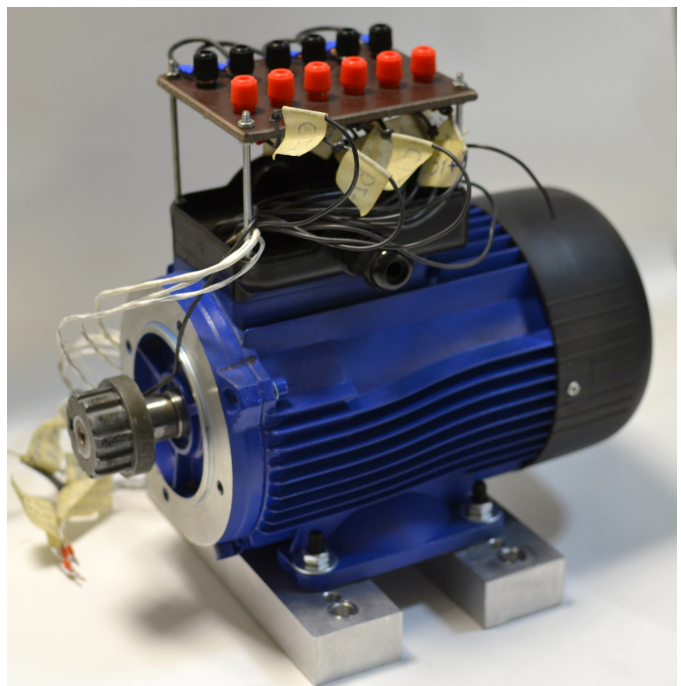
Након што је усвојена топологија намотаја, остаје да се усвоји пресек проводника и број проводника по фази. Пресек проводника и број навојака по фази су међусобно условљени, с обзиром на то да пресек проводника утиче на максималан број проводника по жлебу, а самим тим и на број навојака по фази. У фази пројектовања је одлучено да се задржи исти пресек проводника као код оригиналног трофазног намотаја. Међутим, овакви проводници нису били доступни, због чега су при извођењу намотаја употребљени проводници нешто мањег пресека. Број проводника по жлебу је смањен за један у односу на трофазни намотај ради лакшег намотавања. Фотографија језгра статора са видљивим бочним везама шестофазног намотаја приказана је на слици 3.4а. Фотографија комплетираног прототипа са изведеним прикључним крајевима дата је на слици 3.4б. Карактеристике реализованог шестофазног намотаја и процењене називне вредности дате су у табели 3.3. Називне вредности напона и струје шестофазне машине су процењене уз претпоставку да су задржане исте вредности густине струје и флукса у међугвожђу као код оригиналне трофазне машине. Према важећим стандардима, називну снагу АМ би требало одредити на основу огледа загревања [71]. С обзиром на то да у овој дисертацији акценат није на дизајну машине, називна снага је процењена уз претпоставку да су степен искоришћења и фактор снаге остали непромењени.

3.2 Експериментална поставка

У циљу испитивања прототипа шестофазне машине, било је потребно формирати наменску лабораторијску поставку, која има за циљ да омогући:



(a)



(б)

Слика 3.4: Израда прототипа: (а) језгро статора са шестофазним намотајем; (б) комплетирани прототип 6ФААМ

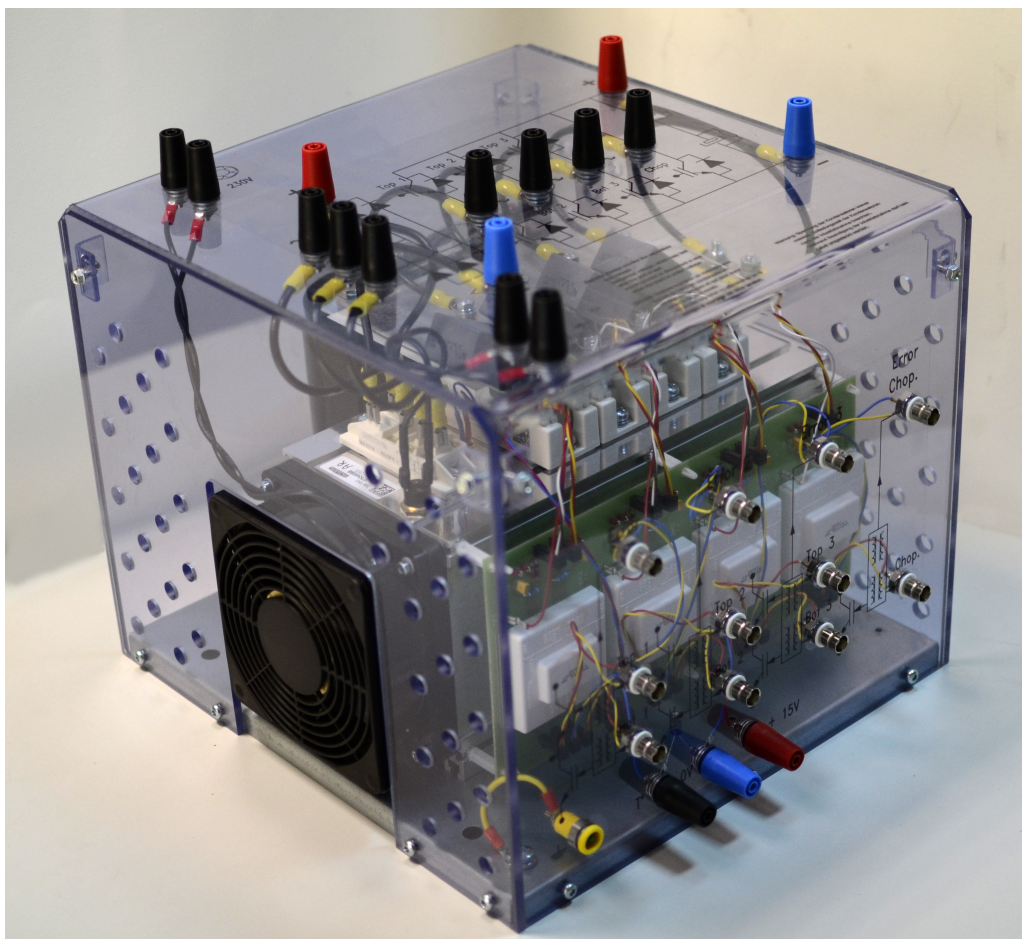
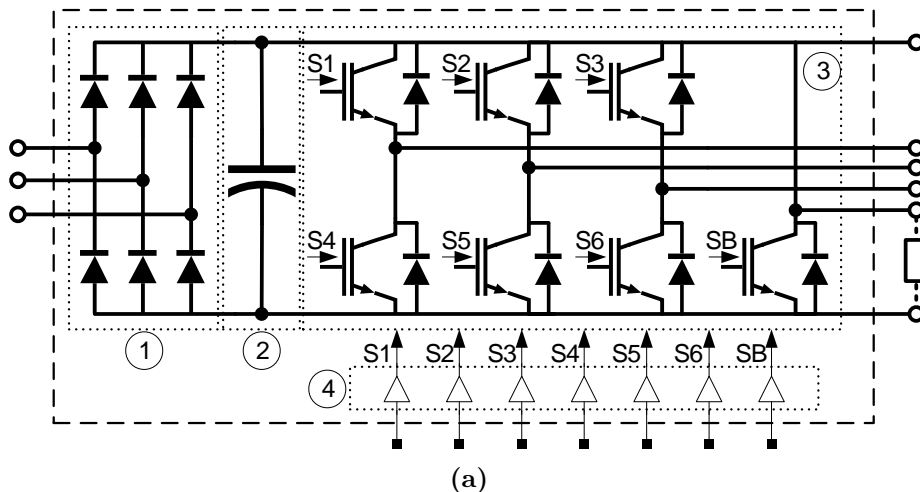
Табела 3.3: Подаци о намотају и називни подаци 6ФААМ

Величина	Ознака	Вредност
Број фаза	q	6
Број пари полова	p	1
Тип намотаја	/	двослојни
Пречник проводника статора (без лака)	S_{Cu}	0.75 mm
Број проводника по жлебу	z_Q	52
Број навојака по фази	N_{6f}	104
Навојни корак	y	12 жлебова
Спрега	/	Y
Називна учестаност	f_1	50 Hz
Називни напон (по фази)	U_{nf}	119 V
Називна струја	I_n	3.19 A
Називна снага	P_n	1410 W

- напајање машине шестофазним системом напона произвољних амплитуда и фазних ставова,
- напајање једносмерним напоном,
- рад машине у моторном радном режиму уз могућност подешавања момента на вратилу,
- рад машине у режиму самопобудног асинхроног генератора (СПАГ),
- мерење фазних струја и напона,
- мерење брзине и момента и
- аквизицију мерених величина.

Напајање машине шестофазним системом напона омогућено је применом два истоветна претварачка система AN-8005 произвођача *Semikron*. Шема веза и фотографија једног од претварачких система приказане су на слици 3.5. У оквиру приказаног претварача интегрисан је трофазни диодни исправљач, једносмерно међуколо, трофазни инвертор са IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) модулима и одговарајућим упалљачима (драјверима) са интегрисаном прекострујном заштитом. Претварач садржи и транзистор за кочење, уз могућност екстерног прикључења отпорника за кочење. За потребе напајања 6ФААМ, користи се исправљач само једног претварачког система, при чему су им једносмерна међукола паралелно повезана, а управљање се врши из заједничког контролера. За овако формирану претварачку групу у даљем тексту коришћен је термин “шестофазни инвертор”. Битно је напоменути да се мрежни напон не доводи директно на прикључке исправљача, већ се постепено повећава помоћу регулационог аутотрансформатора (АТ), како би се спречила појава великих струја у једносмерном међуколу. Примена АТ била је неопходна јер је претварач изведен без импедансе за ограничење струје пуњења кондензатора.

Управљање шестофазним инвертором врши се помоћу заједничког контролера PED-Board (*Power Electronics & Drives Board*). У питању је контролер намењен за управљање енергетским претварачима и погонима, базиран на sbRIO-9651 платформи произвођача *National Instruments*. Ова платформа укључује FPGA (*Field Programmable*



(б)

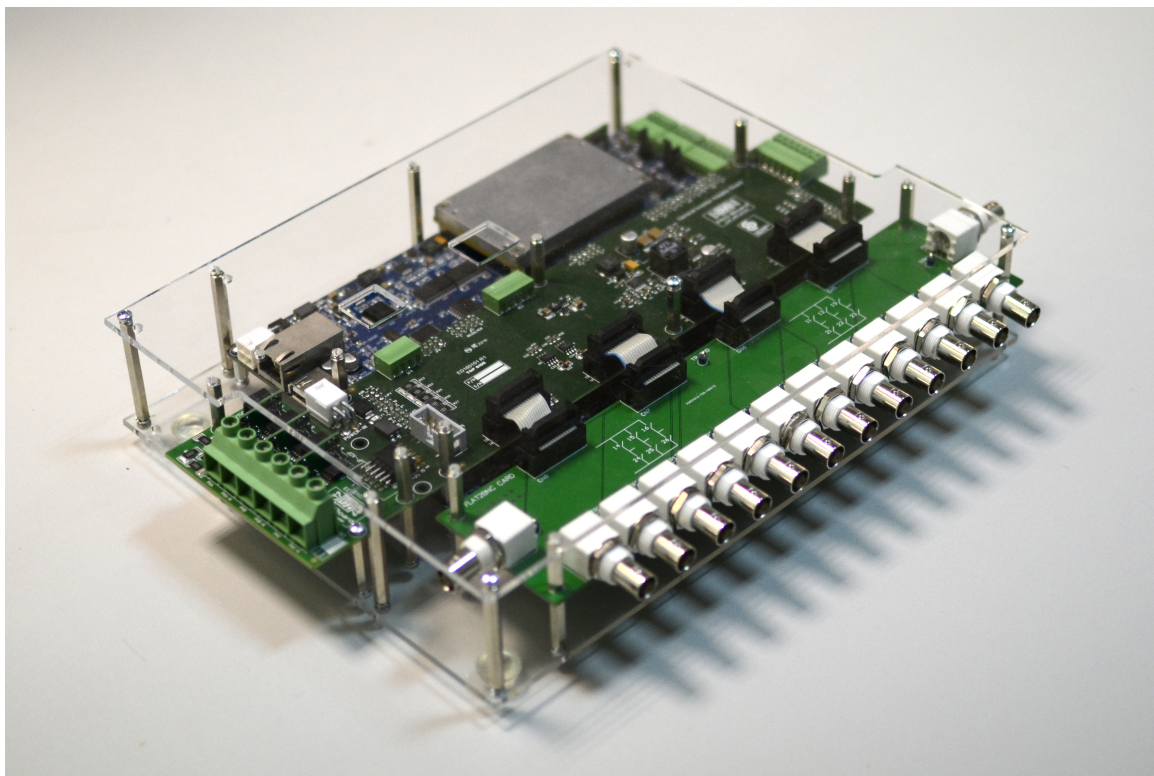
Слика 3.5: Претварачки систем AN-8005: (а) шематски приказ (1 – исправљач, 2 – једносмерно међуколо, 3 – трофазни инвертор са транзистором за кочење, 4 – драјвери), (б) фотографија претварачког система

Gate Array) и процесор високих перформанси, што је чини веома флексибилном и погодном за *real-time* апликације са високом учестаношћу извршавања. PED-Board омогућава генерисање PWM (*Pulse Width Modulation* – импулсно-ширинска модулација) сигнала за укључење и искључење IGBT модула. За генерисање PWM сигнала задужена је брза рутина FPGA контролера која се извршава са учестаношћу од 40 MHz. Периода носилаца (*carrier*) подешена је на 4800 периода извршавања FPGA контролера, што резултује

прекидачком учестаношћу од 8.333 kHz. Контролер је опремљен и аналогним улазима који омогућавају аквизицију мерених сигнала, са учестаношћу одабирања од 40 kHz, уз симултано одабирање и амплитудску резолуцију од 14 бита. Аналогно-дигитални (A/D) конвертори су опремљени анти-алијасинг филтрима са граничном учестаношћу од 20 kHz. Фотографија система за управљање и аквизицију мерених сигнала базирана на PED-Board контролеру приказана је на слици 3.6. Поред самог контролера, на слици је видљива и адаптерска картица која омогућава приступ PWM излазима и аналогним улазима, модул за мерење напона и наменски израђена плоча за прелазак са IDC (*Insulation-Displacement Contact*) на BNC (*Bayonet Neill-Concelman*) конекторе. Прелазак на BNC конекторе је неопходан ради упаривања контролера са претварачким системом AN-8005 (погледати слику 3.5б).

За рад машине у моторном режиму неопходно је произвести отпорни момент на вратилу машине. За рад машине у генераторском режиму је неопходно на вратилу обезбедити погонски момент. У циљу механичког спрезања 6ФААМ са оптерећењем и погонском машином, као и мерења момента и брзине обртања, употребљена је испитна станица произвођача *Leroy-Somer* у Лабораторији за испитивање електричних машина Електротехничког факултета у Београду. Ова испитна станица садржи:

- постоље које омогућаје једноставну монтажу и демонтажу машина,
- кочницу са магнетним прахом која омогућава приближно континуалну промену момента оптерећења (10 Nm називно, 25 Nm у 10-минутном интервалу, уз максималну брзину од 6000 о/min) и
- инструменте за мерење напона, струје, електричне и механичке снаге, момента и брзине обртања испитиване машине (омогућено је мерење ефективних, средњих и тренутних вредности).

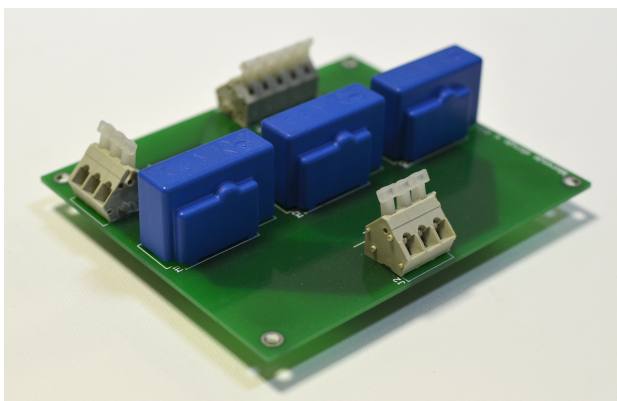


Слика 3.6: PED-Board контролер са пратећим модулима

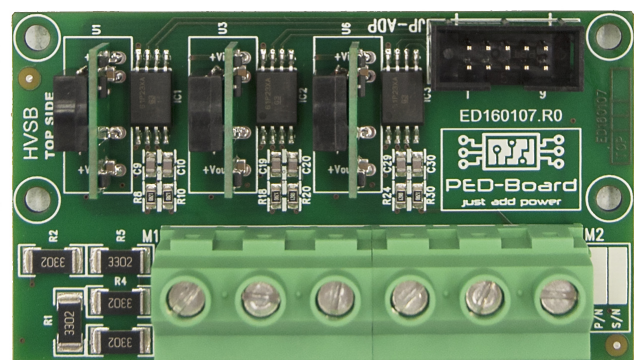
Више детаља о испитној станици и њеним компонентама може се пронаћи у [72]. Као погонски мотор у генераторском режиму коришћен је трофазни двополни кавезни асинхрони мотор снаге 1.5 kW. У питању је мотор идентичан полазном трофазном асинхронном мотору коришћеном за реализацију прототипа 6ΦААМ.

Мерни инструменти доступни у оквиру испитне станице коришћени су само за мерење брзине, момента и механичке снаге, док је мерење струје и напона вршено независним сензорима. За мерење фазних струја машине коришћена су четири сензора типа ЛАН 50-р произвођача LEM. Примена четири струјна сензора је довољна, с обзиром на то да су звездишта машине изолована, те постоје само четири независне фазне струје. За мерење напона коришћен је модул HVSB (*High Voltage Sensing Board*), који омогућава мерење три напона до 1 kV, уз галванску изолацију између улазних канала и између улаза и излаза. Овај модул је прилагођен PED-Board контролеру и директно се прикључује на његове аналогне улазе. Фотографије модула за мерење напона и струја приказане су на слици 3.7. Аквизиција свих мерених вредности вршена је посредством аналогних улаза доступних на PED-Board контролеру. С обзиром на то да је на контролеру доступно само 8 аналогних улаза, за мерење додатних сигнала користи се аквизициона картица PCIe-6323 произвођача National Instruments, која омогућава одабирање са учестаношћу од 250 kS/s¹, уз амплитудску резолуцију од 16 бита.

Целокупан софтвер за управљање претварачем и аквизицију и обраду мерених сигнала развијен је у програмском пакету *LabView*. *LabView* је компатибилан са коришћеним PEDBoard контролером, што значајно поједностављује компајлирање програма и комуникацију са контролером. *LabView* је графички оријентисан програмски језик, тј. развијени програми имају форму блок дијаграма. У зависности од захтеване динамике и поузданости извршавања, различите компоненте програма имплементирани су на FPGA (изузетно висока динамика и поузданост), процесору PED-Board контролера (висока динамика и поузданост) или на процесору рачунара (ниска динамика и поузданост, велика меморија). У конкретном случају, на FPGA је имплементиран део програма за генерисање PWM сигнала и брзо одабирање, на процесору је имплементирано управљање претварачем (задавање референтних вредности) и прекострујна заштита, а на рачунару прикупљање мерених сигнала и њихова даља обрада. При томе, између ових делова програма, тј. компоненти у оквиру којих су имплементирани, постоји размена података. У циљу илустрације, блок дијаграм програма имплементираниог на FPGA



(a)



(b)

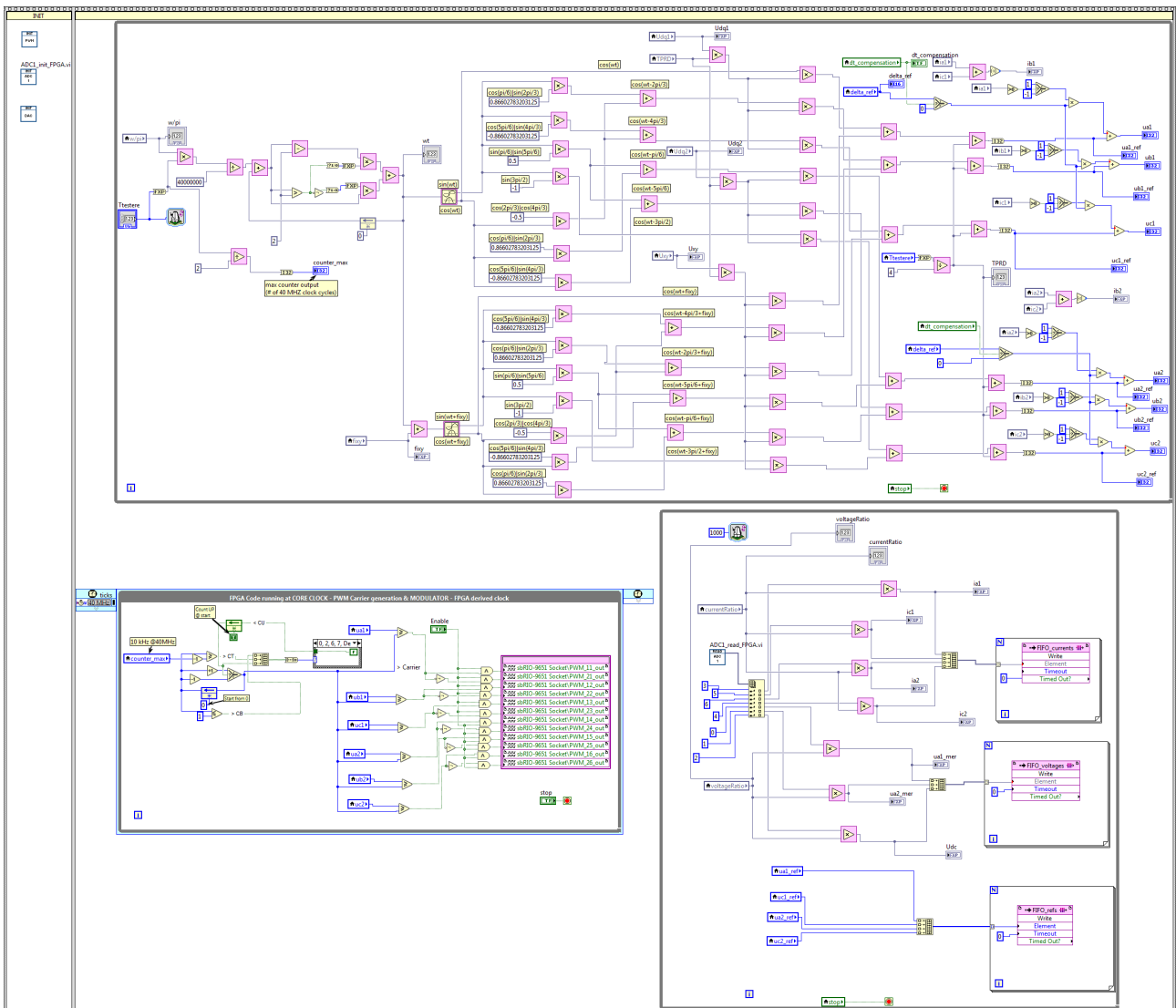
Слика 3.7: Модули за мерење струја и напона мотора: (a) плочица са струјним сензорима ЛАН 50-р, (b) HVSB модул за мерење напона мотора

¹kS/s – килосемпл по секунди; максимална учестаност одабирања при ангажовању већег броја канала износи 250 kHz/број коришћених канала.

приказан је на слици 3.8. Значајно је напоменути да је у оквиру управљачког алгорита извршена компензација мртвог времена транзистора, према поступку описаном у [73]. Захваљујући томе, оправдано је сматрати да референтне вредности фазних напона представљају веома добру апроксимацију вредности основних хармоника излазних напона претварача.

За сваки креирани блок дијаграм, *Lab View* пружа могућност креирања графичког интерфејса (*Front Panel*) за управљање, надзор и аквизицију. Графички интерфејс за управљање претварачем, који одговара блок дијаграму имплементираном на процесору, приказан је на слици 3.9а. Путем овог интерфејса реализује се укључење и искључење претварача (*enable/disable*), задавање референтних ефективних вредности и основне учестаности излазних напона претварача и учестаности PWM-а. Графички интерфејс за надзор, прикупљање и складиштење података, који одговара блок дијаграму имплементираном на РС-у, приказан је на слици 3.9б. Овај интерфејс омогућава приказ таласних облика струја и напона мотора у реалном времену (виртуелни осцилоскоп), очитавање напона једносмерног међукола и складиштење мерених сигнала у форми *Excel* фајла.

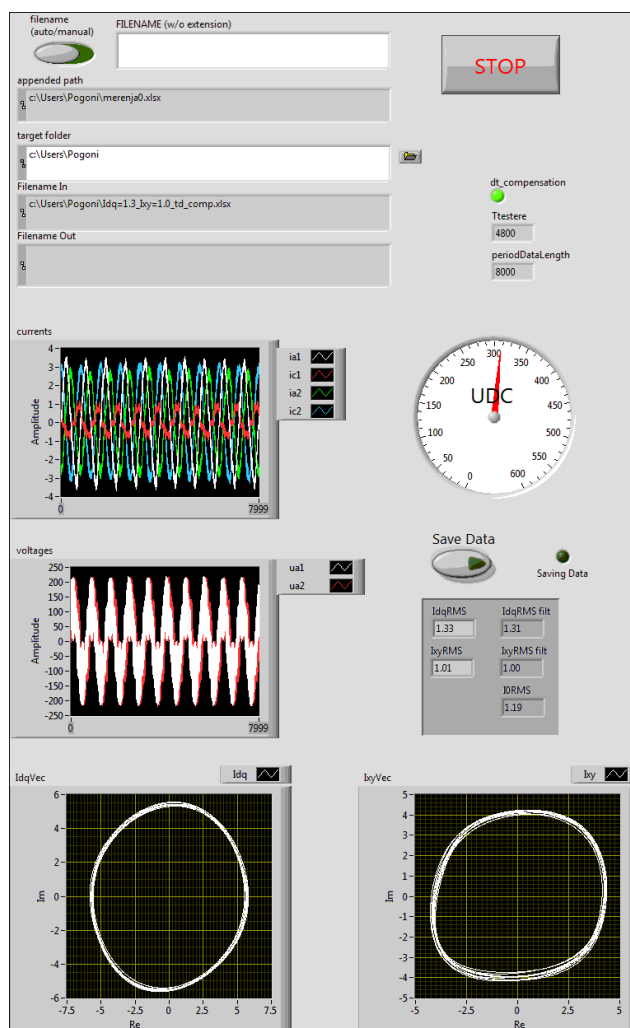
Шематски приказ лабораторијске поставке за испитивање 6ФААМ у моторном режиму дат је на слици 3.10а. Фотографија лабораторијске поставке приказана је на слици 3.10б.



Слика 3.8: Блок дијаграм за генерисање PWM сигнала и А/D конверзију (FPGA)

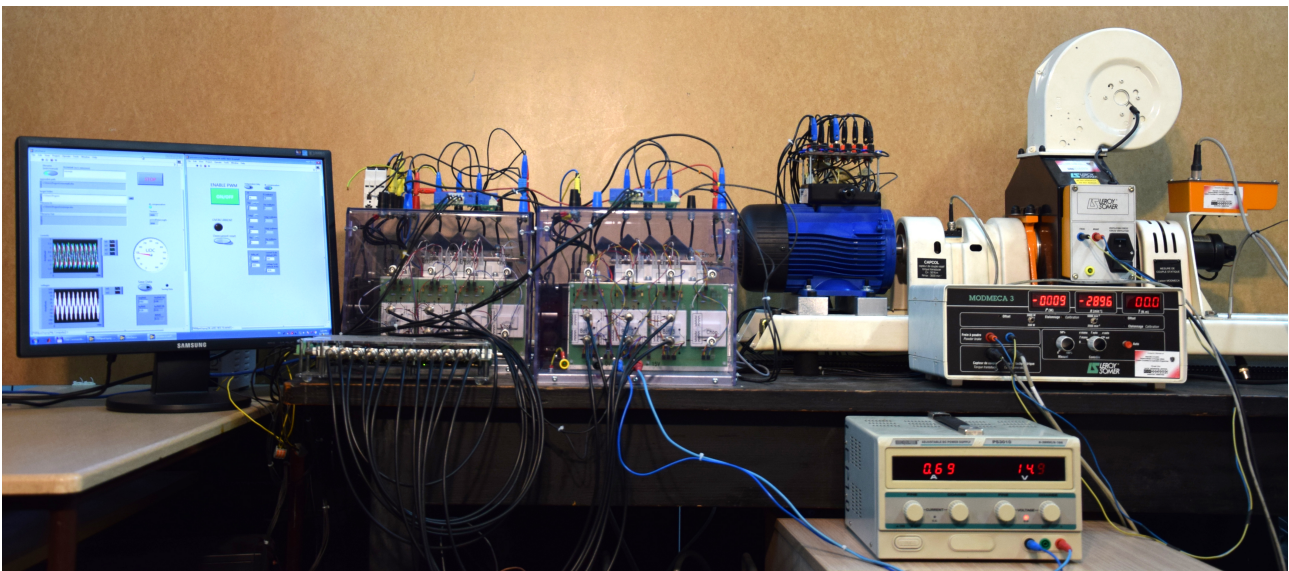
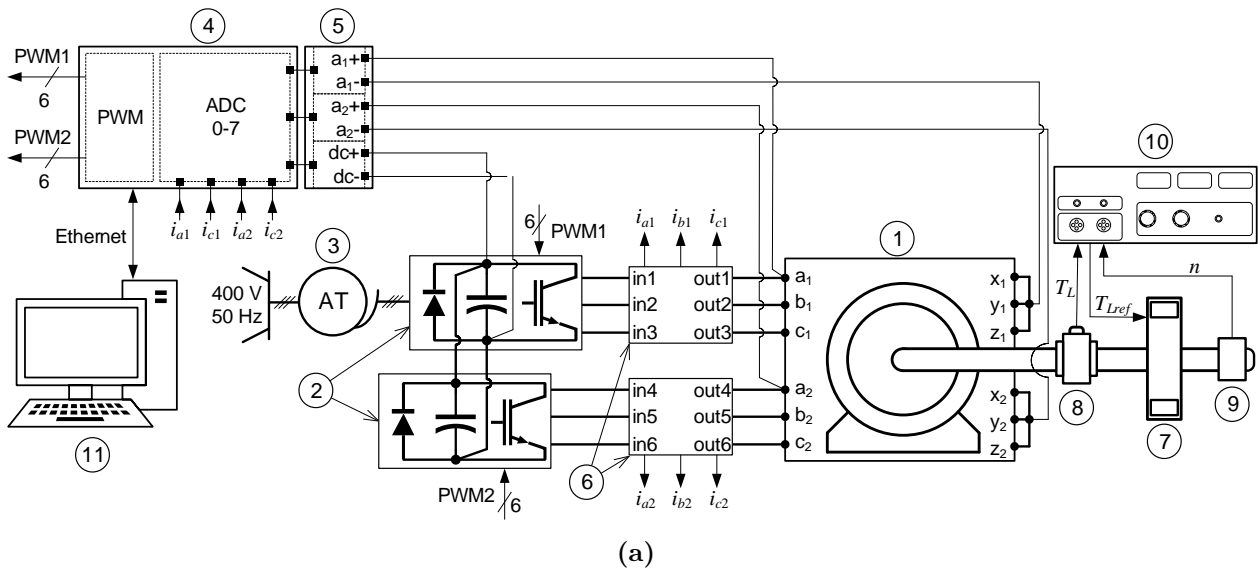


(a)



(б)

Слика 3.9: Графички интерфејси за: (а) управљање претварачем, (б) праћење и аквизицију података



Слика 3.10: Експериментална поставка (а) шематски приказ: 1 – 6ФААМ, 2 – претварачки систем AN-8005, 3 – трофазни регулациони АТ, 4 – PED-Board контролер, 5 – HVSB модул за мерење напона, 6 – LEM сензори, 7 – кочница са магнетским прахом, 8 – давач момента, 9 – тахогенератор, 10 – инструмент за задавање момента кочнице и очитавање вредности момента и брзине, 11 – рачунар са софтвером за управљање, аквизицију и обраду мерених сигнала; (б) фотографија поставке

Поглавље 4

VSD модел 6ФААМ са уваженим ефектом засићења

У поглављу 2 дат је преглед постојећих модела вишефазних машина. Том приликом је наглашено да је VSD модел веома погодан са аспекта управљања и симулације прелазних појава јер пружа погодност у погледу константних вредности параметара и распрегнутости између ортогоналних равни. Прегледом литературе је утврђено да распрегнутост између ортогоналних равни не важи у општем случају када је магнетско коло машине засићено. Међутим, анализа спреге између ортогоналних равни је донедавно била ограничена на случајеве када се таласи мпс фундаменталне (dq) и ортогоналне (xy) равни обрћу једнаким брзинама [37, 74]. У оваквом случају, талас мпс у xy равни се обрће малом брзином у односу на ротор. С обзиром на то, реакција роторског кавеза није значајна и xy компонента флукса се затвара кроз међугвожђе и магнетско коло ротора, чиме значајно доприноси резултантном флуксу и утиче на засићење магнетског кола. Ово истраживање је од нарочитог значаја за петофазне машине и друге топологије са бројем фаза који није дељив са три ($q \neq 3k$) код којих се трећи хармоник струје мапира у xy раван. До појаве струја у xy равни код ових топологија вишефазних машина може доћи услед засићења магнетског кола или услед инјектирања трећег хармоника струје у склопу метода за повећање момента. Код петофазне машине се трећи хармоник струје може појавити без обзира на то да ли је звездиште машине изоловано или не. С друге стране, код 6ФААМ, трећи хармоник струје припада нултој равни и не може постојати ако су звездишта обе трофазне звезде изолована. Код 6ФААМ са изолованим звездиштима, хармоници струје реда $6 \cdot (2k - 1) \pm 1$ ($k \in \mathbb{N}$) формирају одговарајуће просторне хармонике мпс (последично и флукса), који представљају компоненте у xy равни [75]. С обзиром на то да се услед засићења магнетског кола у таласном облику флукса у међугвожђу могу јавити и пети и седми хармоник, могуће је да код 6ФААМ xy раван буде “побуђена” на сличан начин као и код петофазне машине. Међутим, с обзиром на то да пети и седми хармоник флукса који су последица засићења имају значајно мање вредности у односу на трећи, као и да је улазна импеданса у xy равни у том случају већа због веће учестаности петог и седмог хармоника у односу на трећи, овај ефекат се у већини практичних случајева може занемарити.

Појава компоненти струја у xy равни код 6ФААМ карактеристична је за несиметричне радне режиме. Тада је, за разлику од претходно наведених примера који одговарају машинама са $q \neq 3k$, учестаност струја у xy равни једнака основној учестаности. Овакви режими се јављају у случају квара [53, 76], код примене управљачких алгоритама са произвољном расподелом снаге између намотаја (енгл. *arbitrary power-sharing*) [77]

и код примене појединих метода за испитивање вишефазних машина [46, 66]. Одговарајућа мпс се састоји углавном од петог и седмог просторног хармоника који се обрћу брзинама сразмерно мањим од називне. При томе, седми хармоник се обрће у смеру главног поља, док се пети хармоник обрће у супротном смеру. Учестаност произвољног просторног хармоника мпс у односу на ротор тада износи [78]:

$$f_{\nu r} = \nu \left(p \cdot \frac{n_n}{60} \pm \frac{f_1}{\nu} \right), \quad (4.1)$$

где је f_1 учестаност основног хармоника. Позитиван предзнак у (4.1) одговара хармоницима реда $6k - 1$, док негативан предзнак одговара хармоницима реда $6k + 1$ ($k \in \mathbb{N}$). Треба приметити да је при малим клизањима учестаност промене поља у ротору услед петог и седмог хармоника приближно иста: $f_{5r} \approx f_{7r} \approx 6f_1$.

У новијем истраживању [79], анализирано је постојање спреге између величина у dq и xy равни на основној учестаности, у случају када је магнетско коло засићено. Према (4.1), поље (мпс) које генеришу xy компоненте струја статора има велику учестаност у односу на намотај (кавез) ротора. С обзиром на то, у роторском кавезу јавиће се интензивна реакција, слично режиму укоченог ротора, услед чега су одговарајуће компоненте флукса ограничене на путеве расипања. Дакле, xy компоненте струја статора не доприносе флуксу у међугвожђу, за разлику од случаја петофазне машине анализираних у [37]. У [79] је детаљно анализиран утицај струја у xy равни на расподелу поља у јарму и зупцима статора, и то применом аналитичког и FEM модела. Експериментално је показано да је утицај xy компоненте такав да се при константној dq компоненти напона одговарајућа компонента струје статора повећава при додавању xy компоненте напона, тј. струје. Показано је и да важи обрнуто – xy компонента струје повећава се када је магнетско коло засићено услед повећања dq компоненте напона/струје, при константној вредности напона у xy равни. При томе је ова појава изражена само у случају када је dq компонента напона, тј. флукса, довољно велика да изазове засићење магнетског кола. С обзиром на све наведене карактеристике, ова појава је названа “међураванско унакрсно засићење” (енгл. “*interplane cross-saturation*”). Ради краћег записа, у даљем тексту биће коришћена скраћеница МРУЗ.

Резултати из [79], као и потврђени значај моделовања и управљања вишефазним машинама у несиметричним режимима, указују на потребу за формирањем модела који би уважио ефекат МРУЗ. Како би се такав модел могао исправно формулисати, потребна је додатна анализа природе МРУЗ. У том циљу, формиран је FEM модела прототипа 6ФААМ описаног у одељку 3.1. Структура и основна подешавања овог модела изложени су у одељку 4.1. Помоћу формираног модела, у одељку 4.2 анализиран је утицај ефекта МРУЗ на електричне величине VSD модела и изведени одговарајући закључци. На основу ових закључака, у одељку 4.3 предложен је нови VSD модел засићене 6ФААМ. Као што је већ напоменуто у одељку 2.2.2, сви модели изведени су уз примену коефицијента трансформације $K = 1/3$. При извођењу овог модела и каснијем прорачуну његових параметара биће занемарен утицај губитака у магнетском колу и ефекат потискивања струја у намотајима машине.

4.1 FEM модел реализованог прототипа

Метода коначних елемената се примењује за прорачун расподеле магнетског поља у ограниченом домену. У том циљу, домен се дели на коначан број елемената, тј. формира се “мрежа коначних елемената” (енгл. *mesh*). За сваки од елемената се поставља и

решава систем Максвелових (*Maxwell*) парцијалних диференцијалних једначина за квазистационарно електромагнетско поље [80]. У данашње време су доступни софтверски алати који омогућавају аутоматско генерисање мреже коначних елемената и нумеричко решавање проблема расподеле поља.

За све FEM анализе у овој дисертацији коришћен је јавно доступан (*open-source*) софтвер FEMM (*Finite Element Method Magnetics*), верзија 4.2 (у даљем тексту FEMM). Велика погодност овог софтвера, поред чињенице да је јавно доступан, јесте могућност аутоматизације целокупног процеса симулације применом одговарајућих програмских пакета. Недостаци су немогућност моделовања у три димензије и немогућност симулације кретања делова машине, што за анализе у овој дисертацији није било неопходно. Детаљне информације и упутство за употребу софтвера доступно је на [81]. Упутство за примену програмског пакета *Octave* (алтернативно *Matlab*) за управљање FEMM-ом доступно је на [82]. FEMM пружа велику слободу у погледу дефинисања геометрије проблема и прикупљања и обраде излазних података, што је веома корисно за предстојеће анализе.

С обзиром на то да су све димензије машине и карактеристике намотаја претходно утврђене, могуће је формирати FEM модел. У овом одељку формирана је геометрија модела и дата основна подешавања која су заједничка за све симулације. При формирању модела, потребно је најпре дефинисати опште услове симулације, који укључују:

- тип проблема, тј. врсту геометрије (*Problem Type*),
- мерну јединицу за дужину (*Length Units*),
- учестаност (*Frequency*),
- “дубину” (аксијалну димензију) за проблеме са планарном геометријом (*Depth*), изражену у јединицама дефинисаним параметром *Length Units*,
- захтевану тачност прорачуна (*Solver Precision*),
- минимални угао унутар троуглова који формирају мрежу изражен у степенима (*Min Angle*),
- алгоритам за решавање наизменичних (квазистационарних) проблема (*AC Solver*),
- избор претходног решења као почетног услова за решавање квазистационарног проблема (*Previous Solution*).

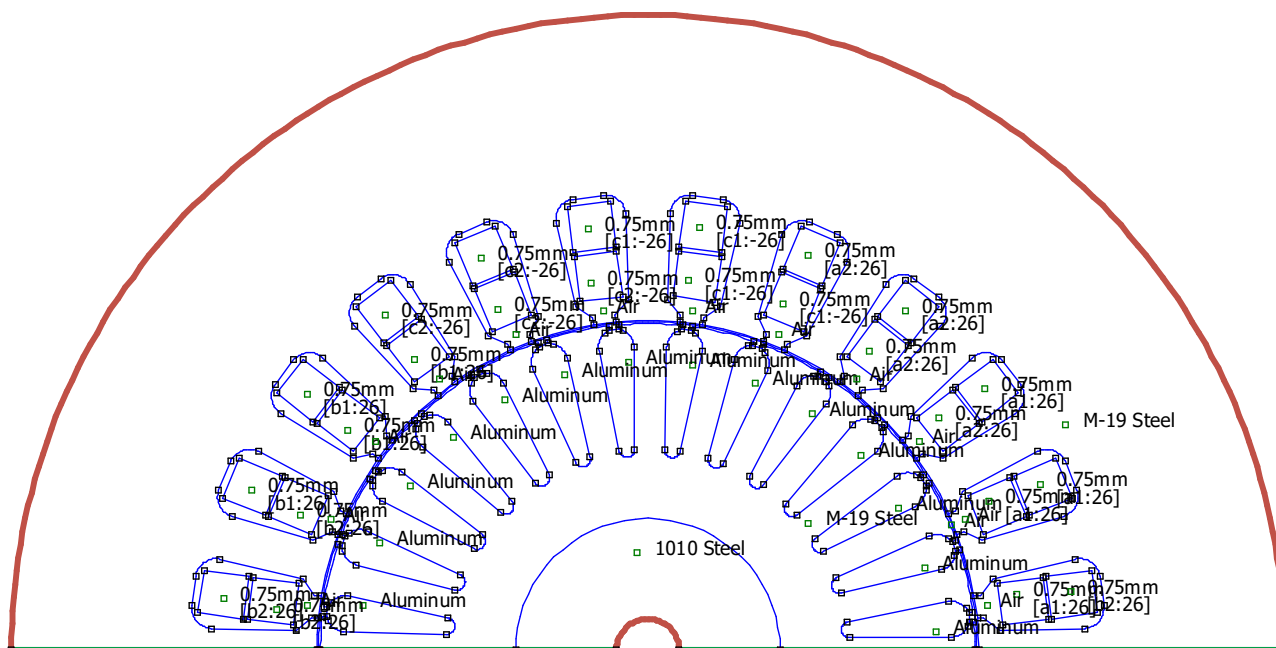
Основна подешавања параметара симулације наведена су у табели 4.1.

Након основних подешавања, потребно је формирати геометрију разматраног домена (попречни пресек за планарне проблеме). На слици 4.1 приказан је модел прототипа у FEMM окружењу. Приказани пресек у потпуности одговара слици 3.1, уз додатак статорских проводника. Свака затворена површ приказаног пресека представља тзв. блок, коме су додељена следећа својства:

- врста материјала (*Block type*),
- величина елемената мреже (*Mesh size*),
- струјно коло којем припада посматрани елемент (*In Circuit*),
- број навојака, уколико елемент припада неком струјном колу (*Number of Turns*),

Табела 4.1: Подешавања општих параметара проблема у софтверу FEMM 4.2

Параметар	Вредност
<i>Problem Type</i>	<i>Planar</i>
<i>Length Units</i>	<i>Millimeters</i>
<i>Frequency</i>	зависи од конкретног проблема
<i>Depth</i>	90
<i>Solver Precision</i>	1e-008 (подразумевана вредност)
<i>Min Angle</i>	25
<i>AC Solver</i>	<i>Succ. Approx</i>
<i>Previous Solution</i>	/



Слика 4.1: Модел прототипа у FEMM окружењу

- смер вектора магнетизације, за сталне магнете (*Magnetization Direction*) и
- група којој блок припада (*In Group*).

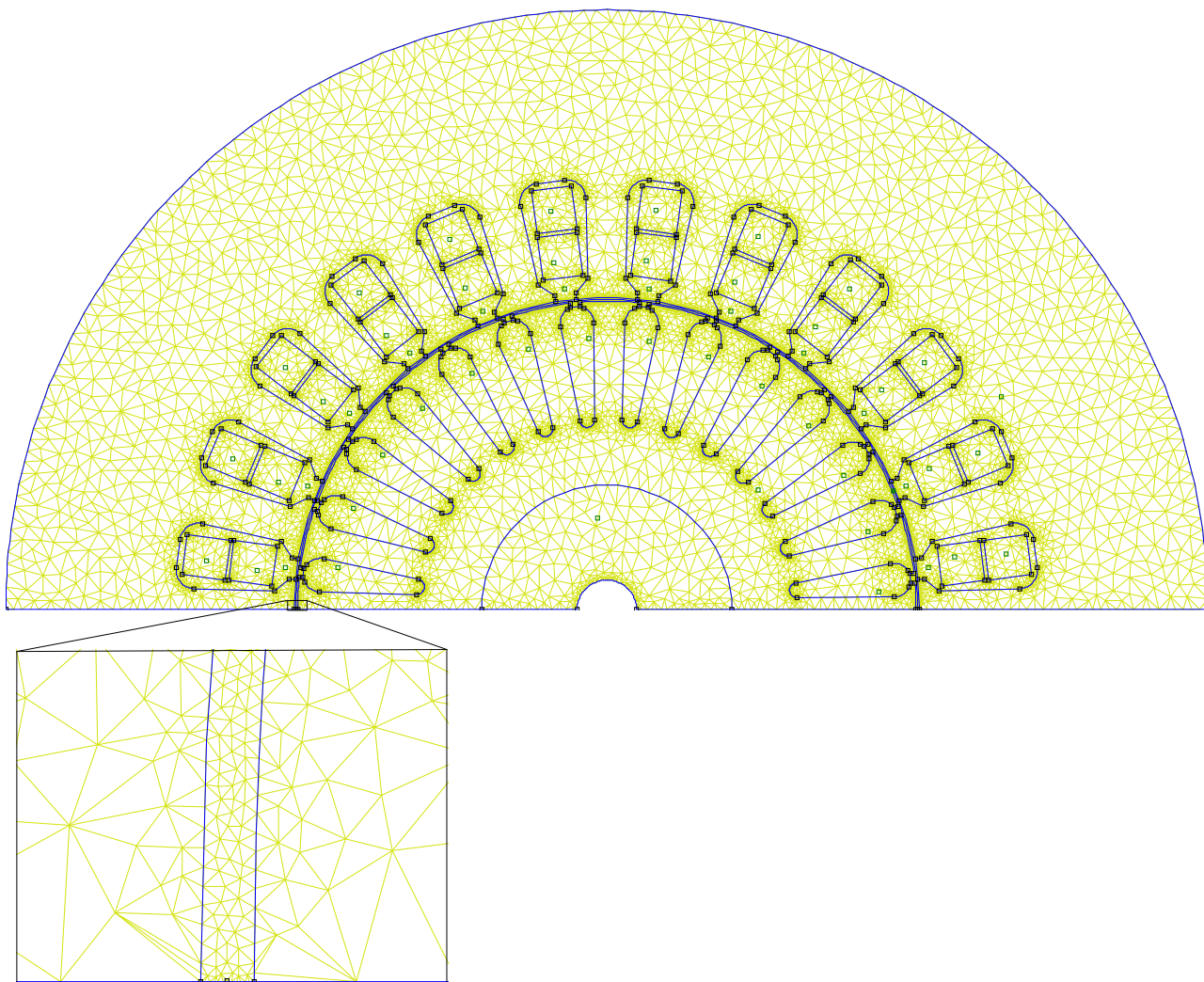
Подешавања блокова наведена су у табели 4.2. Треба приметити да су димензије елемената мреже одређене аутоматски за све блокове осим за међугвожђе. Прецизност електромагнетског прорачуна у међугвожђу је од кључног значаја, с обзиром на то да је ту концентрисан највећи део магнетске енергије. Вредност дата у табели је усвојена у складу са [80], где је показано да је за прецизан прорачун довољно да величина елемената мреже у међугвожђу буде бар три пута мања од ширине међугвожђа. Карактеристике свих материјала се могу пронаћи у оквиру FEMM библиотеке материјала. Пресек машине са формираном мрежом коначних елемената приказан је на слици 4.2. Поред материјала, проводницима статора додељено је и својство *In Circuit* којим су они придружени одговарајућим струјним колима, у складу са шемом намотаја датом на слици 3.3 и подацима о намотају датим у табели 3.3.

На граничним површима (линијама) модела треба дефинисати граничне услове. Граничне линије су на слици 4.1 означене подебљаним линијама. Задати су следећи гранични услови:

Табела 4.2: Карактеристике блокова FEM модела

Део машине	Материјал	Димензије мреже
Магнетско коло статора	M-19 Steel	<i>Auto</i>
Магнетско коло ротора	M-19 Steel	<i>Auto</i>
Вратило	1010 Steel	<i>Auto</i>
Штапови ротора	Aluminum	<i>Auto</i>
Проводници статора	Copper 0.75 mm	<i>Auto</i>
Међугвожђе	Air	0.1 mm

- црвена линија – Дирихлеов (*Dirichlet*) гранични услов. Математичка формулација овог услова је $\vec{A} = 0$ (\vec{A} – магнетски вектор потенцијал), што се своди на то да линије магнетског поља не пресецају површ (линију) на којој важи овај услов;
- зелена линија – антипериодични (*Antiperiodic*) гранични услов. Овај гранични услов се задаје двема површима (линијама) једнаких површина (дужина) и обезбеђује да вредности свих величина у одговарајућим тачкама буду међусобно једнаке и супротног знака.



Слика 4.2: Модел прототипа у FEMМ окружењу са генерисаном мрежом коначних елемената (увећани детаљ приказује мрежу у области међугвожђа)

Примена Дирихлеовог услова омогућава да се машина моделује као ограничен домен, без потребе за прорачуном расподеле поља у околном медијуму. Примена антипериодичног услова омогућава моделовање само једног пола машине, с обзиром на чињеницу да се под другим полом има идентична расподела поља. Више детаља о овим и другим типовима граничних услова и њиховој примени може се пронаћи у [81].

Формирани модел је коришћен у свим предстојећим FEM анализама, уз додатна подешавања специфична за сваки од разматраних случајева.

4.2 Анализа утицаја МРУЗ

Феномен МРУЗ је идентификован и квалитативно анализиран у [79]. Међутим, како би се овај феномен могао укључити у електро механички модел машине, потребно је детаљније истражити природу спреге између dq и xy равни. Ово истраживање је у дисертацији спроведено помоћу FEM модела 6ФААМ представљеног у одељку 4.1. При томе би се, по угледу на [83], могао формирати веома детаљан модел који одвојено третира засићење у различитим деловима магнетског кола. Међутим, овај приступ захтева познавање геометријских података о машини. Циљ ове дисертације је да се формулише модел чији се параметри могу експериментално одредити за произвољну 6ФААМ о којој тако исцрпне информације често нису доступне. Сходно томе, циљ предстојеће анализе је да се одреди утицај МРУЗ на електричне величине VSD модела, и то:

- утицај компоненте струје статора у xy равни на флуks намотаја статора у dq равни при различитим вредностима струје у dq равни и
- утицај компоненте струје статора у dq равни на флуks намотаја статора у xy равни при различитим вредностима струје у xy равни.

У наредним одељцима описана је процедура примењена за одређивање ових зависности и дат је њихов графички приказ уз одговарајућу дискусију.

4.2.1 Опис поступка

У циљу одређивања тражених зависности, FEM анализа је спроведена у неколико корака. Подешавања симулације, улазни и очекивани излазни подаци за сваки од корака наведени су у табели 4.3. Опис сваког од корака из табеле 4.3 и формулације одговарајућих улазних и излазних величина дати су у наставку.

Улазне величине које треба дефинисати пре почетка симулације су:

Табела 4.3: Кораци у оквиру FEM анализе

		Корак 1	Корак 2
Улазни подаци	Учестаност	$6f_1$	0 Hz
	Струје статора	\mathbf{i}_{xys}	\mathbf{i}_{dqxs}
	Струје ротора	/	\mathbf{i}_{xyr}
Излазни подаци	Струје ротора	\mathbf{i}_{xyr}	/
	Флуksеви статора	/	ψ_{dqs}
		/	ψ_{xys}

- вектор амплитуда компоненти струја у dq равни \mathbf{I}_{dq} димензије $1 \times N_{dq}$,
- вектор амплитуда компоненти струја у xy равни \mathbf{I}_{xy} димензије $1 \times N_{xy}$,
- вектор фазних углова компоненти струја у dq равни $\boldsymbol{\theta}_{dq}$ димензије $1 \times N_{\theta}$.

У кораку 1 симулира се радни режим у којем струје намотаја садрже само xy компоненте на основној учестаности, при чему се ротор обрће брзином која је блиска синхроној. С обзиром на то да се xy компонента мпс састоји претежно из петог и седмог просторног хармоника, на основу (4.1) има се да је учестаност струја индукованих у ротору приближно шест пута већа од основне учестаности, због чега је учестаност симулације подешена управо на ту вредност. Улазна величина за сваку појединачну симулацију је вектор комплексних вредности фазних струја статора које садрже само компоненте у xy равни:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{xys} &= [\tilde{i}_{a1s,xy} \quad \tilde{i}_{b1s,xy} \quad \tilde{i}_{c1s,xy} \quad \tilde{i}_{a2s,xy} \quad \tilde{i}_{b2s,xy} \quad \tilde{i}_{c2s,xy}]^T \\ &= \hat{I}_{xy} [1 \quad e^{-j\frac{4\pi}{3}} \quad e^{-j\frac{8\pi}{3}} \quad e^{-j\frac{5\pi}{6}} \quad e^{-j\frac{\pi}{6}} \quad e^{-j\frac{3\pi}{2}}]^T, \end{aligned} \quad (4.2)$$

где је амплитуда струје \hat{I}_{xy} произвољни елемент вектора \mathbf{I}_{xy} . Величине надвучене са “ \sim ” представљају фазоре. Корак 1 се понавља за све вредности амплитуде из \mathbf{I}_{xy} . Према табели 4.3, излазна величина је матрица струја роторских штапова. Ова матрица има следећи облик:

$$\mathbf{i}_{xyr} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{1r,xy}^1 & \tilde{i}_{2r,xy}^1 & \cdots & \tilde{i}_{14r,xy}^1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{i}_{1r,xy}^{N_{xy}} & \tilde{i}_{2r,xy}^{N_{xy}} & \cdots & \tilde{i}_{14r,xy}^{N_{xy}} \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

при чему број колона одговара половини броја роторских штапова, с обзиром на то да је FEM моделом обухваћена половина попречног пресека машине (погледати одељак 4.1). Према једначинама VSD модела који узима у обзир само основни просторни хармоник поља (поглавље 2), у кавезном ротору не постоје компоненте струја у xy равни. Међутим, струје у роторским штаповима јављају се као последица виших просторних хармоника мпс статора које стварају струје у xy равни (доминантно петог и седмог) и утичу на расподелу поља у машини, тако да њихов утицај мора бити узет у обзир у FEM анализи.

У кораку 2 симулира се режим празног хода, при чему у намотајима постоје струје које истовремено садрже компоненте и у dq и у xy равни. Улазна величина за сваку појединачну симулацију је вектор тренутних вредности фазних струја статора које представљају суперпозицију вредности струја у xy равни из корака 1 и струја у dq равни:

$$\mathbf{i}_{dqxys} = \mathbf{i}_{dqs} + \text{Re}\{\mathbf{i}_{xys}\}, \quad \forall \{\hat{I}_{dq}, \theta_{dq}, \hat{I}_{xy}\}, \quad (4.4)$$

при чему су фазне струје статора које садрже само компоненте у dq равни дате изразом:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dqs} &= [i_{a1s,dq} \quad i_{b1s,dq} \quad i_{c1s,dq} \quad i_{a2s,dq} \quad i_{b2s,dq} \quad i_{c2s,dq}]^T \\ &= \hat{I}_{dq} \cdot \cos \left[\theta_{dq} \quad \theta_{dq} - \frac{2\pi}{3} \quad \theta_{dq} - \frac{4\pi}{3} \quad \theta_{dq} - \frac{\pi}{6} \quad \theta_{dq} - \frac{5\pi}{6} \quad \theta_{dq} - \frac{3\pi}{2} \right]^T, \end{aligned} \quad (4.5)$$

где \hat{I}_{dq} и θ_{dq} представљају произвољне елементе вектора \mathbf{I}_{dq} и $\boldsymbol{\theta}_{dq}$, респективно. Треба напоменути да \hat{I}_{dq} и \hat{I}_{xy} одговарају амплитудама просторних вектора струја у dq и xy равни за вредност коефицијента трансформације $K = 1/3$. Фазни угао θ_{dq} представља угао вектора струје у dq равни у односу на d осу. Корак 2 се понавља за све вредности амплитуда и фазних углова из \mathbf{I}_{dq} и $\boldsymbol{\theta}_{dq}$. При томе се фаза мења у еквиливантним

корацима $\Delta\theta_{dq}$ између 0 и 2π . За сваку вредност амплитуде и фазног угла одређују се флуксеви појединачних фаза и на основу њих се израчунавају комплексне вредности просторних вектора флуксева статора у dq и xy равни у складу са (4.6а) и (4.6б):

$$\underline{\psi}_{dqs} = K \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{\pi}{6}} & e^{j\frac{5\pi}{6}} & e^{j\frac{3\pi}{2}} \end{bmatrix} \cdot \underline{\psi}_s, \quad (4.6a)$$

$$\underline{\psi}_{xys} = K \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{8\pi}{3}} & e^{j\frac{5\pi}{6}} & e^{j\frac{\pi}{6}} & e^{j\frac{3\pi}{2}} \end{bmatrix} \cdot \underline{\psi}_s, \quad (4.6b)$$

где је $\underline{\psi}_s$ вектор флуксева фазних намотаја статора:

$$\underline{\psi}_s = [\psi_{a1,s} \ \psi_{b1,s} \ \psi_{c1,s} \ \psi_{a2,s} \ \psi_{b2,s} \ \psi_{c2,s}]^T. \quad (4.7)$$

Учестаност симулације у кораку 2 подешена је на 0 Hz, што одговара режиму идеалног празног хода, тј. нултој вредности клизања, због чега се у штаповима ротора не индукују струје. Међутим, с обзиром на то да xy компоненте струја статора генеришу више хармонике мпс, неопходно је уважити реакцију роторског кавеза. Ово је учињено тако што су штаповима ротора додељене струје ротора одређене у кораку 1:

$$\mathbf{i}_{xyr} = \text{Re}\{\mathbf{i}_{xyr}\}, \quad \forall \hat{I}_{xy}. \quad (4.8)$$

С обзиром на то да је учестаност симулације 0 Hz, тј. да се спроводи стационарна анализа, користе се само реални делови величина из корака 1, који одговарају тренутним вредностима. Проблем се решава за све комбинације вредности \hat{I}_{dq} , θ_{dq} и \hat{I}_{xy} . Треба имати у виду да је при томе xy компонента мпс стационарна, с обзиром на то да су фазни ставови струја у xy равни константни. С друге стране, фазни угао θ_{dq} је променљив, тако да одговарајући талас мпс мења свој положај у односу на xy компоненту мпс. Ово је значајно јер се у случају реалне машине dq компонента мпс обрће синхронном брзином, а xy компонента мпс се доминантно састоји из петог и седмог хармоника, који се обрћу брзинама мањим од синхроне. Услед тога, међусобни положај dq и xy компоненте мпс се мења у времену. Просторно-временске зависности мпс основног, петог и седмог хармоника дате су изразима:

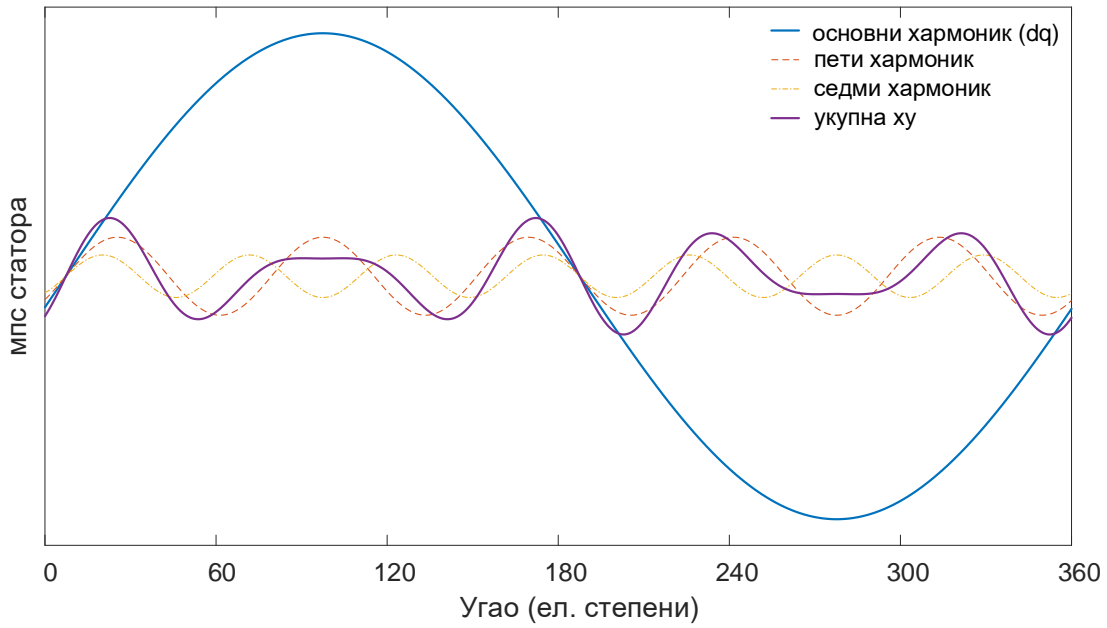
$$F_1(\vartheta, t) = \hat{F}_1 \sin(\vartheta + \omega_1 t), \quad (4.9a)$$

$$F_5(\vartheta, t) = \hat{F}_5 \sin(5\vartheta - \omega_1 t), \quad (4.9b)$$

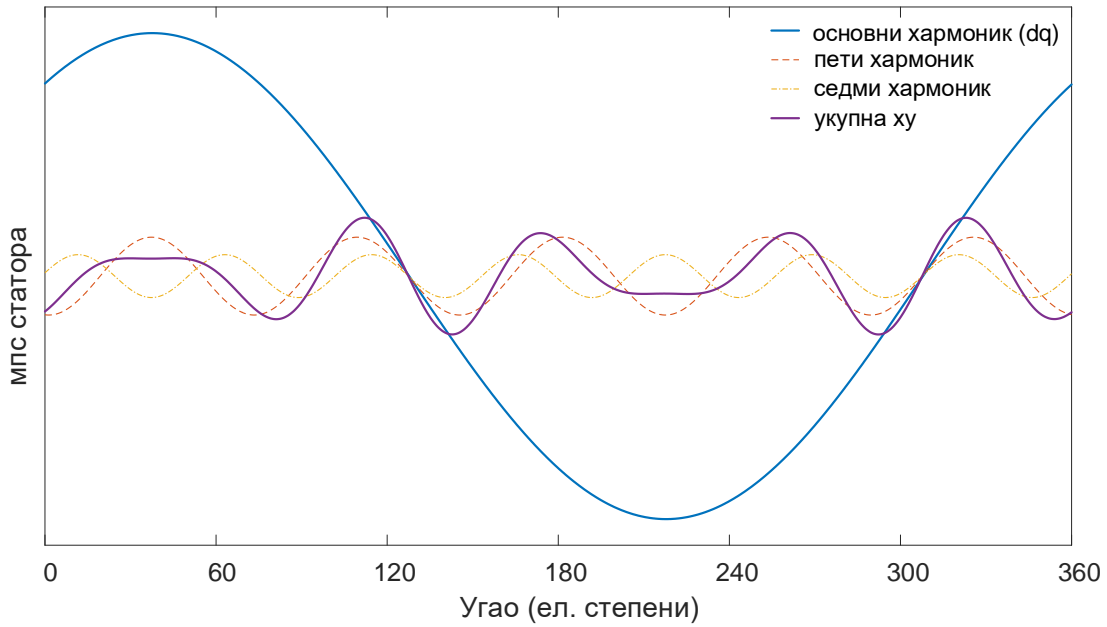
$$F_7(\vartheta, t) = \hat{F}_7 \sin(7\vartheta + \omega_1 t), \quad (4.9v)$$

где је ϑ електрични угао дуж обима машине. На основу (4.9а)–(4.9в) може се утврдити да се расподела резултантног таласа мпс, који укључује основни, пети и седми просторни хармоник, понавља са периодом од $T/6$, где је $T = 20$ ms периода основног хармоника напона напајања. Ово је илустровано на слици 4.3. Према томе, међусобни утицај dq и xy равни може се у потпуности обухватити ако се FEM симулација спроведе за различите положаје одговарајућих мпс у оквиру $1/6$ периоде основне учестаности. Наравно, сличан ефекат се има уколико је xy компонента мпс стационарна, а dq компонента мпс мења положај. Такав приступ је примењен у [79] и исти приступ је примењен и у овој дисертацији. При томе треба имати у виду да је промена фазног угла θ_{dq} између 0 и 2π при стационарној мпс у xy равни еквивалентна временском интервалу од $T/6$ у реалном случају где се све мпс обрћу.

По завршетку корака 2 добијају се тродимензионалне матрице $\underline{\psi}_{dqs}$ и $\underline{\psi}_{xys}$ које садрже вредности просторних вектора флуксева статора у dq и xy равни. Матрица



(а)



(б)

Слика 4.3: Просторни хармоници мПС статора у тренуцима: (а) $t = 0$, (б) $t = T/6$

флуксева има следећи облик:

$$\begin{array}{|c|} \hline \begin{array}{ccc} \underline{\psi}_{\zeta}^{1,1,1} & \dots & \underline{\psi}_{\zeta}^{1,N_{xy},1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\psi}_{\zeta}^{N_{dq},1,1} & \dots & \underline{\psi}_{\zeta}^{N_{dq},N_{xy},1} \end{array} \\ \hline \end{array}
 \begin{array}{|c|} \hline \begin{array}{ccc} \underline{\psi}_{\zeta}^{1,1,N_{\theta}} & \dots & \underline{\psi}_{\zeta}^{1,N_{xy},N_{\theta}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\psi}_{\zeta}^{N_{dq},1,N_{\theta}} & \dots & \underline{\psi}_{\zeta}^{N_{dq},N_{xy},N_{\theta}} \end{array} \\ \hline \end{array}$$

(4.10)

Елементи матрица одговарају различитим вредностима амплитуда струја \hat{I}_{dq} и \hat{I}_{xy} и фа-

зног угла θ_{dq} . Индекс ζ треба заменити са dqs или xy , у зависности од посматране равни.

У наставку су приказани најважнији резултати спроведених симулација. Од интереса је да се покаже на који начин компоненте струја у dq и xy равни утичу на флуксева статора у тим равнима у зависности од нивоа засићења, у циљу јасније интерпретације и квантификације ефекта МРУЗ. С обзиром на то да је у кораку 2 учестаност симулације 0 Hz, вредност \hat{I}_{dq} одговара амплитуди струје магнећења, те се под различитим нивоима засићења мисли на различите вредности амплитуде dq компоненте струје.

Пре свега, потребно је да се одреде основни хармоници флуксева добијених у кораку 2, с обзиром на променљивост утицаја МРУЗ током једне периоде [79]. Наиме, од интереса за формирање модела је “усредњени” утицај МРУЗ на нивоу једне периоде основног хармоника. Основни хармоници флуксева одређени су применом комплексне дискретне Фуријеове трансформације по фазном углу θ_{dq} за сваку од вредности амплитуда \hat{I}_{dq} и \hat{I}_{xy} :

$$\underline{\psi}_{\zeta,1}^{m,n} = \frac{1}{N_\theta} \cdot \sum_{k=0}^{N_\theta-1} \underline{\psi}_{\zeta}^{m,n,k} \cdot e^{-\frac{j2\pi}{N_\theta}k}, \quad (4.11)$$

где $m \in \{1..N_{dq}\}$, $n \in \{1..N_{xy}\}$. Наравно, индекс ζ поново треба заменити ознаком одговарајуће равни. На овај начин добијају се матрице основних хармоника флуксева у dq и xy равни, димензија $N_{dq} \times N_{xy}$. Ове матрице биће означаване са $\underline{\psi}_{dqs,1}$ и $\underline{\psi}_{xys,1}$, респективно.

У циљу квантификације утицаја МРУЗ, потребно је приказати:

- промену основног хармоника флукса у dq равни под утицајем компоненти струја у xy равни и
- промену основног хармоника флукса у xy равни под утицајем компоненти струја у dq равни.

Ове промене треба одредити у односу на вредности флуксева када постоје само компоненте струја у посматраној равни, тј. вредности које се имају када не постоји утицај МРУЗ. С обзиром на то да су почетни елементи вектора амплитуда струја \mathbf{I}_{dq} и \mathbf{I}_{xy} једнаки нули, ове вредности флуксева одговарају првој колони матрице $\underline{\psi}_{dqs,1}$ и првој врсти матрице $\underline{\psi}_{xy,1}$. Изрази за промене флуксева у dq и xy равни услед МРУЗ гласе:

$$\Delta \underline{\psi}_{dqs} = \underline{\psi}_{dqs,1} - \left[\underline{\psi}_{dqs,1}^{1,1} \quad \dots \quad \underline{\psi}_{dqs,1}^{N_{dq},1} \right]^T \cdot \mathbf{J}_{1 \times N_{xy}}, \quad (4.12a)$$

$$\Delta \underline{\psi}_{xys} = \underline{\psi}_{xys,1} - \mathbf{J}_{N_{dq} \times 1} \cdot \left[\underline{\psi}_{xys,1}^{1,1} \quad \dots \quad \underline{\psi}_{xys,1}^{1,N_{xy}} \right], \quad (4.12b)$$

где је са \mathbf{J} означена матрица чији су сви елементи јединице. Добијене матрице промена флуксева, строго гледано, садрже комплексне вредности. Међутим, утврђено је да су аргументи свих елемената приближно 180° , због чега је оправдано увести следећу апроксимацију:

$$\Delta \underline{\psi}_{dqs} \approx -|\Delta \underline{\psi}_{dqs}|, \quad (4.13a)$$

$$\Delta \underline{\psi}_{xys} \approx -|\Delta \underline{\psi}_{xys}|, \quad (4.13b)$$

тј. комплексне вредности промена флуксева се могу апроксимирати алгебарским вредностима. У наредном одељку су приказани и интерпретирани резултати спроведене FEM анализе.

4.2.2 Резултати FEM анализе

На слици 4.4 приказане су промене флуксева у dq и xy равни у функцији амплитуда компоненти струја у dq и xy равни. Ради лакше интерпретације и поређења резултата, приказане су процентуалне вредности промена флуксева. Промена флукса у dq равни нормализована је у односу на вредност флукса у dq равни при $(\hat{I}_{dq}, \hat{I}_{xy}) = (2, 0)$ А. У овој радној тачки је амплитуда основног хармоника индукције у међугвожђу једнака 0.8 Т. Промена флукса у xy равни нормализована је у односу на вредност флукса у xy равни при $(\hat{I}_{dq}, \hat{I}_{xy}) = (0, 4)$ А. Изабрана вредност амплитуде компоненте струје у xy равни приближно је једнака амплитуди називне струје машине.

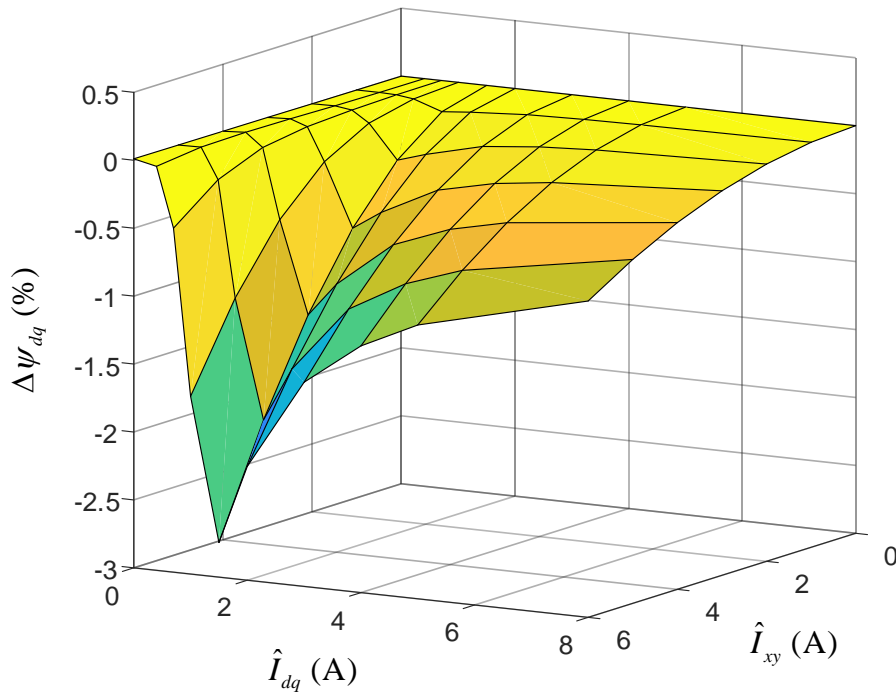
Тродимензионални приказ на слици 4.4 не пружа довољно јасну представу о начину на који компоненте струја у dq и xy равни утичу на промене флуксева. Због тога су на сликама 4.5 и 4.6 промене флуксева приказане у зависности од појединачних компоненти струја.

На основу резултата приказаних на сликама 4.4-4.6, могу се извести следећи закључци:

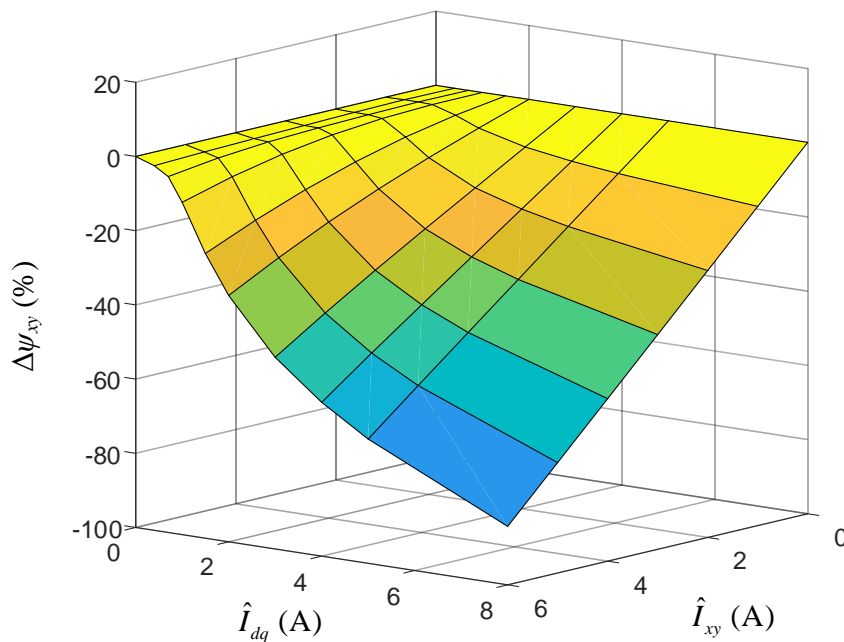
- Присуство МРУЗ изазива смањење компоненти флуксева у dq и xy равни за све вредности \hat{I}_{dq} и \hat{I}_{xy} .
- Промена компоненте флукса у xy равни услед МРУЗ је много израженија него промена компоненте флукса у dq равни (слика 4.4). Овакав резултат није изненађујући, с обзиром на много веће вредности флукса у dq равни у односу на флукс у xy равни¹. Промене флуксева у dq и xy равни у апсолутним јединицама (Wb) су истог реда величине.
- Утицај МРУЗ на промену компоненте флукса у dq равни је слабо изражен при великим вредностима \hat{I}_{dq} (слика 4.5б). Ово се може објаснити чињеницом да је тада засићење магнетског кола на путу главног флукса веома изражено, тако да је утицај xy компоненте мпс практично занемарљив. Компонента флукса у dq равни монотono опада са повећањем \hat{I}_{xy} (слика 4.5а) за све вредности \hat{I}_{dq} .
- Промена компоненте флукса у xy равни монотono опада са повећањем \hat{I}_{dq} и \hat{I}_{xy} . При томе, зависност $\Delta\psi_{xy}(\hat{I}_{xy})$ је приближно линеарна при свим вредностима \hat{I}_{dq} (слика 4.6а).
- Утицај МРУЗ на промену компоненти флукса у обе равни практично је занемарљив при малим вредностима \hat{I}_{dq} (слике 4.5б и 4.6б). Овај резултат потврђује основну претпоставку у вези са МРУЗ: спрега између dq и xy равни постоји само у условима када је магнетско коло засићено под утицајем главног флукса.

На основу овде изведених закључака, као и резултата датих у [79], могуће је формулисати VSD модел 6ФААМ уз комплетно уважавање утицаја засићења магнетског кола. Овај модел је представљен у наставку.

¹Однос флуксева у dq и xy равни варира у зависности од конструкције машине и радног режима. За номиналну вредност напона у dq равни, номиналну вредност струје у xy равни и вредности параметара преузете из [46], може се проценити да је $\psi_{xys} : \psi_{dqs} \approx 0.03$.



(a)

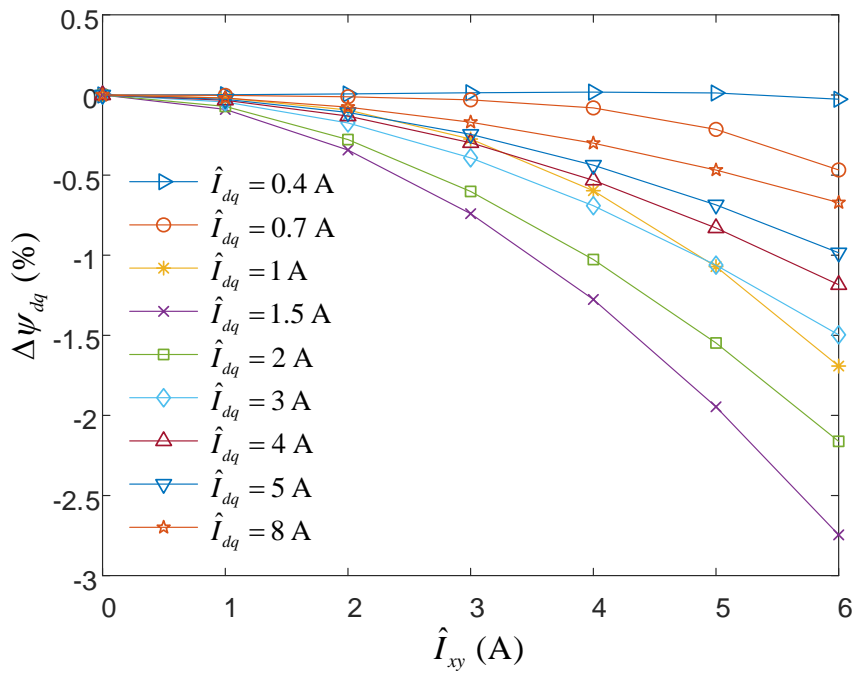


(б)

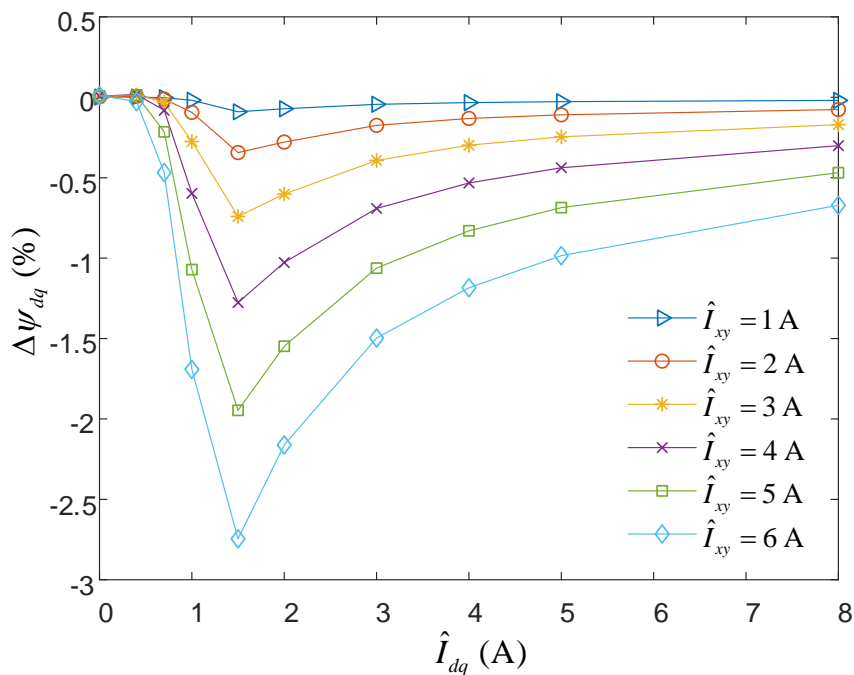
Слика 4.4: Промене компоненти флукса у: (а) dq , (б) xy равни услед МРУЗ (FEM резултати)

4.3 Формулација модела

На основу резултата FEM анализе из претходног одељка, могуће је предложити нови модел 6ΦААМ који укључује утицаје засићења магнетског кола на путу главног флукса и МРУЗ. Према резултатима из [79], иако је феномен МРУЗ условљен постојањем засићења на путу главног флукса, оправдано је сматрати да компонента струја у xy равни не утиче на флукс у међугвожђу машине. С обзиром на то, оправдано је сматрати да је главни флукс функција искључиво вредности струје магнетског кола у dq равни.



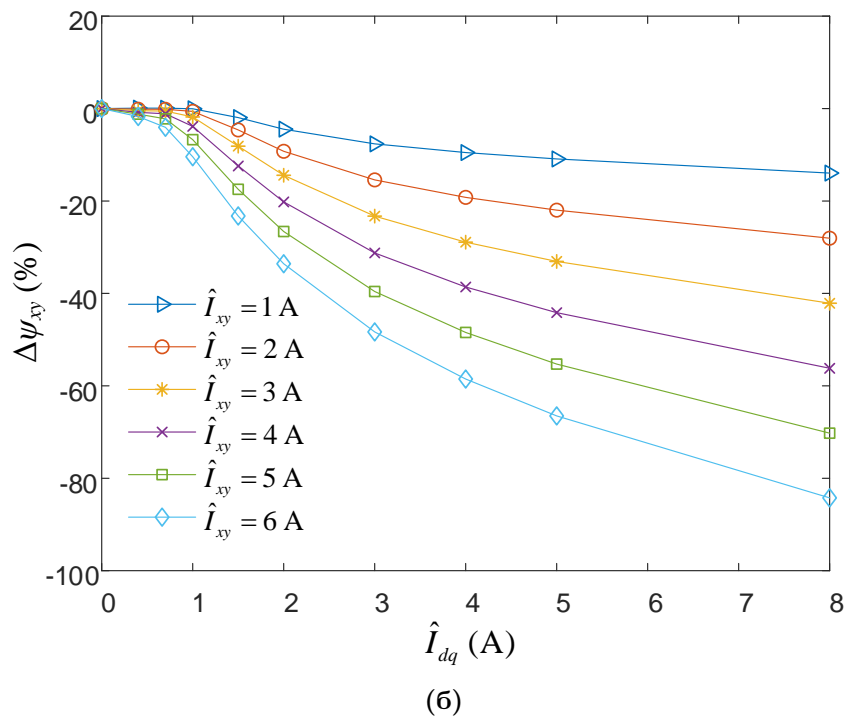
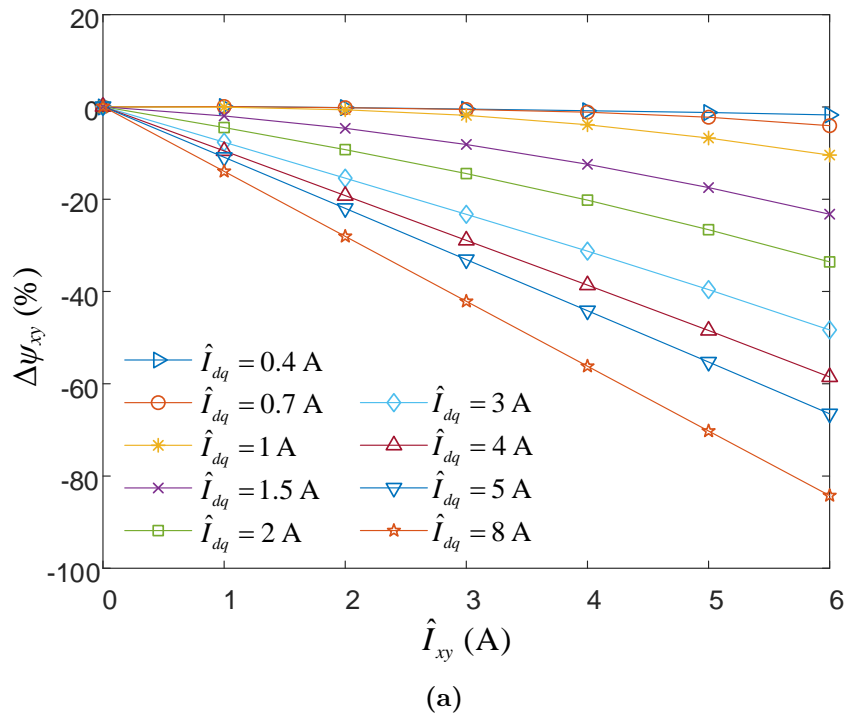
(а)



(б)

Слика 4.5: Промена компоненте флукса у dq равни услед МРУЗ у функцији амплитуде струје у: (а) xy равни, (б) dq равни (FEM резултати)

Као полазна тачка за формирање новог модела коришћен је модел у просторно-векторском облику описан у поглављу 2. Овим моделом је обухваћен утицај међусобних индуктивности расипања 6ФААМ, док ефекат засићења није уважен. С обзиром на то да су звездишта обеју трофазних звезда изолована, у даљој анализи разматране су само равни dq и xy . У наставку су предложене формулације динамичког модела и модела за анализу устаљених стања базираних на резултатима добијеним у претходном одељку.



Слика 4.6: Промена компоненте флуksа у xy равни услед МРУЗ у функцији амплитуде струје у: (а) xy равни, (б) dq равни (FEM резултати)

4.3.1 Динамички модел

Код новог модела, напонске једначине остају непромењене у односу на (2.28)-(2.29):

$$\vec{u}_{dqs} = R_s \vec{i}_{dqs} + \frac{d\vec{\psi}_{dqs}}{dt} + j\omega_e \vec{\psi}_{dqs}, \quad (4.14a)$$

$$0 = R_r \vec{i}_{dqr} + \frac{d\vec{\psi}_{dqr}}{dt} + j(\omega_e - \omega_r) \vec{\psi}_{dqr}, \quad (4.14б)$$

$$\vec{u}_{xys} = R_s \vec{i}_{xys} + \frac{d\vec{\psi}_{xys}}{dt}. \quad (4.14в)$$

С обзиром на то да се разматра машина са кавезним ротором, вектори напона ротора су изједначени са нулом.

У оквиру FEM анализе, утврђено је да компоненте струја статора у xy равни на основној учестаности резултују струјама високе учестаности у роторском кавезу. С обзиром на то да је реакција кавеза ротора таква да тежи да поништи дејство мпс статора, оправдано је сматрати да су таласи мпс статора и ротора веома сличног облика. Ово је показано на слици 4.7, где су приказане просторне расподеле и вредности просторних хармоника мпс статора и ротора добијене на основу резултата FEM прорачуна за $\hat{I}_{xy} = 6$ А. Са приказаних дијаграма може се увидети да мпс статора и ротора нису сасвим једнаке, што се могло очекивати, с обзиром на то да реакција ротора не поништава флукс статора у потпуности. Међутим, с обзиром на то да су ове вредности веома блиске за најизраженије просторне хармонике (пети и седми), може се сматрати да су мпс статора и ротора у xy равни међусобно једнаке. Према томе, са аспекта уважавања утицаја МРУЗ на флукс ротора, оправдано је сматрати да постојање струје у xy равни има подједнак утицај на флуксе статора и ротора у dq равни. Другим речима, може се усвојити да је промена флукса ротора у dq равни услед МРУЗ једнака промени флукса статора. Важно је још једном нагласити да струје кавезног ротора у xy равни не постоје када се разматрају само основни просторни хармоници поља, што је случај код VSD модела коришћеног у овој дисертацији.

Анализом у претходном одељку показано је да ефекат МРУЗ узрокује смањење вредности флуксева у dq и xy равни. На основу резултата FEM анализе приказаних на сликама 4.4-4.6, јасно је да су промене флуксева услед МРУЗ функције струја обе равни. С обзиром на то, једначине за флуксева (2.30a)-(2.30в) треба модификовати на следећи начин:

$$\vec{\psi}_{dqs} = L_s \vec{i}_{dqs} + M \vec{i}_{dqr} + \Delta \vec{\psi}_{dqs}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}), \quad (4.15a)$$

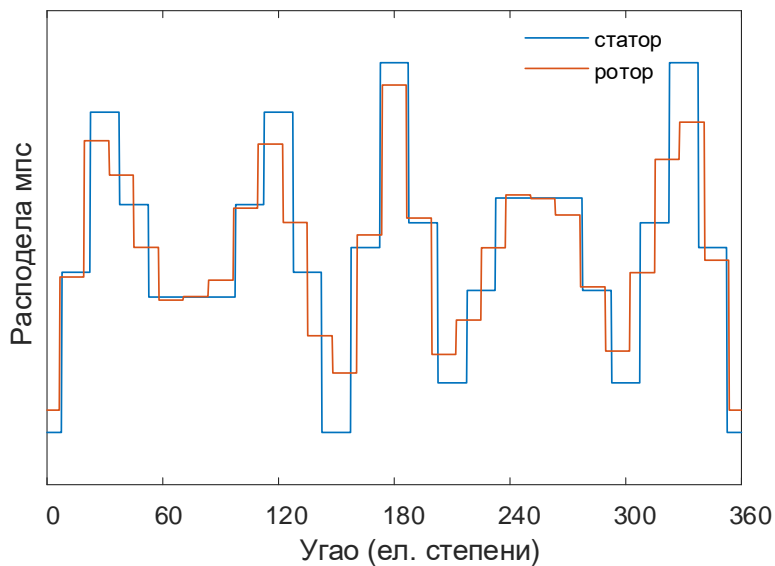
$$\vec{\psi}_{dqr} = L_r \vec{i}_{dqr} + M \vec{i}_{dqs} + \Delta \vec{\psi}_{dqr}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}), \quad (4.15б)$$

$$\vec{\psi}_{xys} = L_{lsxy} \vec{i}_{xys} + \Delta \vec{\psi}_{xys}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}), \quad (4.15в)$$

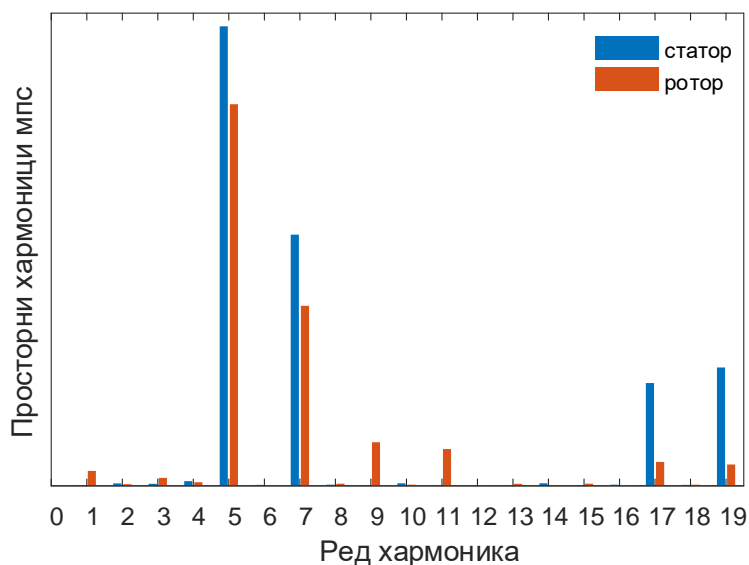
где су \hat{i}_m и \hat{i}_{xy} амплитуде вектора струје магнећења и вектора струје статора у xy равни:

$$\hat{i}_m = \left| \vec{i}_{dqs} + \vec{i}_{dqr} \right|, \quad (4.16a)$$

$$\hat{i}_{xy} = \left| \vec{i}_{xys} \right|. \quad (4.16б)$$



(а)



(б)

Слика 4.7: Поређење мпс статора и ротора у случају када у намотајима статора постоје само компоненте струја у xy равни: (а) расподела мпс, (б) просторни хармоници мпс

У складу са резултатима FEM анализе, вектори промена флуксева у dq и xy равни услед ефекта МРУЗ дати су изразима:

$$\Delta \vec{\psi}_{dqs}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) = \vec{\psi}_{dqs}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) - \vec{\psi}_{dqs}(\hat{i}_m, 0), \quad (4.17a)$$

$$\Delta \vec{\psi}_{dqr}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) = \vec{\psi}_{dqr}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) - \vec{\psi}_{dqr}(\hat{i}_m, 0), \quad (4.17б)$$

$$\Delta \vec{\psi}_{xys}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) = \vec{\psi}_{xys}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) - \vec{\psi}_{xys}(0, \hat{i}_{xy}), \quad (4.17в)$$

Вредности \hat{i}_m и \hat{i}_{xys} одговарају вредностима \hat{I}_{dq} и \hat{I}_{xy} из FEM анализе, респективно. С обзиром на то да је кроз FEM анализу утврђено да су промене флуксева $\Delta \vec{\psi}_{dqs}$ и $\Delta \vec{\psi}_{xys}$

у противфази са одговарајући флуксевима, једначине (4.15) могу се изразити на следећи начин:

$$\vec{\psi}_{dqs} = L_s \vec{i}_{dqs} + M \vec{i}_{dqr} + \Delta\psi_{dq}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) \cdot e^{j\angle\vec{\psi}_{dqs}}, \quad (4.18a)$$

$$\vec{\psi}_{dqr} = L_r \vec{i}_{dqr} + M \vec{i}_{dqs} + \Delta\psi_{dq}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) \cdot e^{j\angle\vec{\psi}_{dqr}}, \quad (4.18б)$$

$$\vec{\psi}_{xys} = L_{lsxy} \vec{i}_{xys} + \Delta\psi_{xy}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) \cdot e^{j\angle\vec{\psi}_{xys}}, \quad (4.18в)$$

где су $\Delta\psi_{dq} = -|\Delta\vec{\psi}_{dqs}|$ и $\Delta\psi_{xy} = -|\Delta\vec{\psi}_{xys}|$ алгебарске вредности промена флуксева. С обзиром на претходно разматрање у вези са струјама статора и ротора у xy равни, оправдано је сматрати да су промене флуксева статора и ротора у dq равни услед МРУЗ међусобно једнаке.

У [79] је закључено да МРУЗ не утиче на флукс у међутвожђу машине, тако да се индуктивност магнећења третира као функција искључиво струје магнећења у dq равни:

$$M = f(\hat{i}_m) \quad (4.19)$$

Дакле, засићење на путу главног флукса уважено је представљањем индуктивности магнећења као нелинеарне функције струје магнећења. С обзиром на то да су променљиве стања код коришћеног модела флуксеви статора и ротора, није неопходно експлицитно уважавање унакрсног засићења између d и q осе (енгл. *cross-saturation*) [84].

Једначина за момент (2.26) и електромеханичка диференцијална једначина кретања ротора (2.8) остају непромењене код новог модела. Предложени VSD модел са уваженим засићењем, који се састоји из једначина (4.14), (4.18), (2.8), (2.7) и једначине за момент (2.26) у даљем тексту биће називан “МРУЗ модел”. Поред наведених једначина, саставни део МРУЗ модела су и нелинеарне релације за индуктивност магнећења (4.19) и за промене флуксева у dq и xy равни. Ове релације су експериментално идентификоване у поглављу 5.

4.3.2 Модел у устаљеном стању

Слично полазном VSD моделу описаном у одељку 2.2.2, и МРУЗ модел се може изразити у облику погодном за анализу устаљених стања. При томе се могу формирати и одговарајућа еквивалентна кола у dq и xy равни. Једначине МРУЗ модела у dq равни у устаљеном стању гласе:

$$\underline{U}_{dqs} = R_s \underline{I}_{dqs} + j\omega_s \underline{\Psi}_{dqs} = R_s \underline{I}_{dqs} + jX_{lsdq} \underline{I}_{dqs} + j\omega_s \Delta\underline{\Psi}_{dqs}(\hat{I}_m, \hat{I}_{xy}) + jX_m \underline{I}_m, \quad (4.20a)$$

$$0 = \frac{R_r}{s} \underline{I}_{dqr} + j\omega_s \underline{\Psi}_{dqr} = \frac{R_r}{s} \underline{I}_{dqr} + jX_{lr} \underline{I}_{dqs} + j\omega_s \Delta\underline{\Psi}_{dqr}(\hat{I}_m, \hat{I}_{xy}) + jX_m \underline{I}_m, \quad (4.20б)$$

где је $\underline{I}_m = \underline{I}_{dqs} + \underline{I}_{dqr}$ просторни вектор струје магнећења, а \hat{I}_m и \hat{I}_{xy} амплитуде просторних вектора струје магнећења и струје у xy равни у устаљеном стању. Једначина МРУЗ модела у xy равни у устаљеном стању гласи:

$$\underline{U}_{xys} = R_s \underline{I}_{xys} + jX_{lsxy} \underline{I}_{xys} + j\omega_s \Delta\underline{\Psi}_{xys}(\hat{I}_m, \hat{I}_{xy}), \quad (4.21)$$

Промене флуксева у dq и xy равни одређују се на исти начин као код динамичког модела, с тим што у изразима за промене флуксева фигуришу стационарне вредности

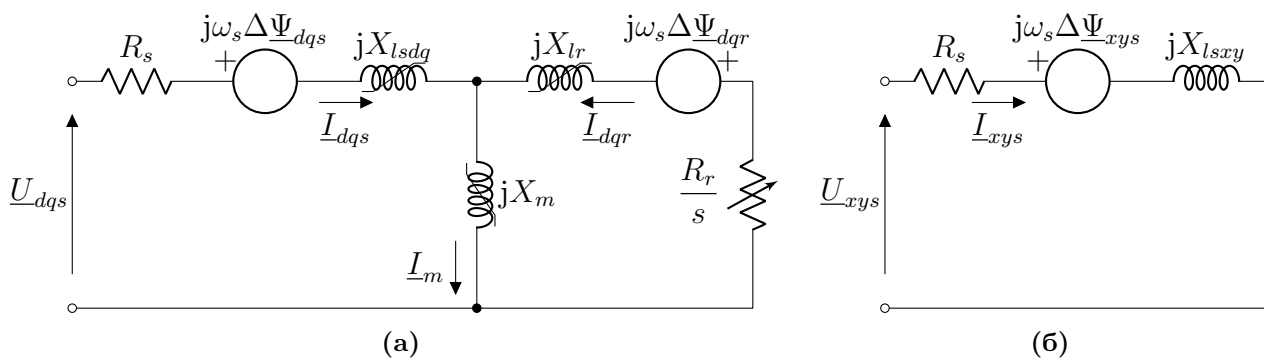
просторних вектора струја:

$$\Delta \underline{\Psi}_{dqs}(\hat{I}_m, \hat{I}_{xy}) = \underline{\Psi}_{dqs}(\hat{I}_m, \hat{I}_{xy}) - \underline{\Psi}_{dqs}(\hat{I}_m, 0), \quad (4.22a)$$

$$\Delta \underline{\Psi}_{dqr}(\hat{I}_m, \hat{I}_{xy}) = \underline{\Psi}_{dqr}(\hat{I}_m, \hat{I}_{xy}) - \underline{\Psi}_{dqr}(\hat{I}_m, 0), \quad (4.22b)$$

$$\Delta \underline{\Psi}_{xys}(\hat{I}_m, \hat{I}_{xy}) = \underline{\Psi}_{xys}(\hat{I}_m, \hat{I}_{xy}) - \underline{\Psi}_{xys}(0, \hat{I}_{xy}), \quad (4.22b)$$

Еквивалентна кола МРУЗ модела за устаљено стање приказана су на слици 4.8. У поређењу са еквивалентним колима незасићеног VSD модела приказаним на слици 2.3, еквивалентна кола МРУЗ модела садрже нелинеарне индуктивности и електромоторне силе које су последица ефекта МРУЗ и које су нелинеарне функције амплитуда просторних вектора струја у dq и xy равни.



Слика 4.8: Еквивалентна кола 6ΦААМ за устаљено стање са уваженим ефектом zasiћења и МРУЗ у (а) dq , (б) xy равни

Поглавље 5

Одређивање параметара модела

У поглављу 4 предложен је нови VSD модел 6ФААМ. Овај модел уважава засићење магнетског кола на путу главног флукса, као и спрегу између dq и xy равни у случају када је магнетско коло засићено. Како би овај модел био практично употребљив, неопходно је развити експерименталне методе за одређивање свих параметара који у њему фигуришу. Нарочито је значајно одредити параметре којима се описује засићење на путу главног флукса и ефекат МРУЗ. За те потребе су у овој дисертацији развијене нове методе. Преостали параметри модела одређени су применом постојећих метода.

5.1 Индуктивност магнећења

Индуктивност магнећења је основни параметар потребан за моделовање засићених вишефазних АМ. Познавање вредности индуктивности магнећења је неопходно за управљање вишефазним асинхроним моторима [42, 43, 45] и генераторима [85]. Индуктивност магнећења је кључни параметар и за динамичко моделовање вишефазних машина у засићењу [36, 37, 86]. Познавање карактеристике магнећења је неопходан предуслов и за моделовање вишефазних СПАГ [87].

Стандардне методе за одређивање параметара трофазних АМ, између осталог и индуктивности магнећења, базиране су на огледима празног хода и укоченог ротора и део су важећих стандарда за испитивање обртних електричних машина [41]. Током претходних деценија, спроведена су бројна истраживања у циљу унапређења стандардних и развоја нових метода за одређивање параметара трофазних АМ. Детаљан преглед најзначајнијих међу њима дат је у [88]. Ове методе се, у општем случају, не могу директно применити на вишефазне АМ, али представљају значајну основу за развој нових метода за њихово испитивање.

Истраживања у вези са одређивањем параметара вишефазних електричних машина постала су нешто заступљенија у последњих неколико година. У [89] је предложена метода која комбинује експерименталне резултате и FEM за прорачун комплетне матрице индуктивности деветофазне синхроне машине. Примена FEM-а захтева додатно време и познавање конструкционих података машине. У [45] је предложена метода за одређивање индуктивности магнећења и расипања петофазне АМ са једнослојним намотајем на статору. Предложени приступ базиран је на примени огледа празног хода и укоченог ротора при сложенопериодичном напајању. Ова метода захтева познавање топологије намотаја и ослања се на претпоставку о једнакости индуктивности расипања у различитим векторским потпросторима, која је задовољена само за одређене топо-

гије намотаја. Метода описана у [42] базирана је на примени огледа празног хода и укоченог ротора и додатног огледа са напајањем у xy равни за одређивање индуктивности расипања статора. Комбинацијом резултата ових огледа могу се одредити сви параметри машине. Недостатак методе представља чињеница да је у претпостављеном моделу машине занемарена међусобна индуктивност расипања. Овај недостатак је откљоњен у [46], где је изведен додатни оглед са нултом компонентом напона напајања, што је омогућило одређивање међусобне индуктивности расипања, а тиме и прецизнији прорачун индуктивности магнећења. За примену ове методе потребни су подаци о расподели статорског намотаја и закошености штапова ротора (*skew factor*). Метода за одређивање индуктивности магнећења базирана на побуђивању намотаја једносмерним напоном и истовременим мерењем индукованог напона на крајевима отворених намотаја предложена је у [90]. Методе [46] и [90] захтевају доступност свих крајева намотаја, што може представљати ограничавајући фактор у њиховој практичној примени.

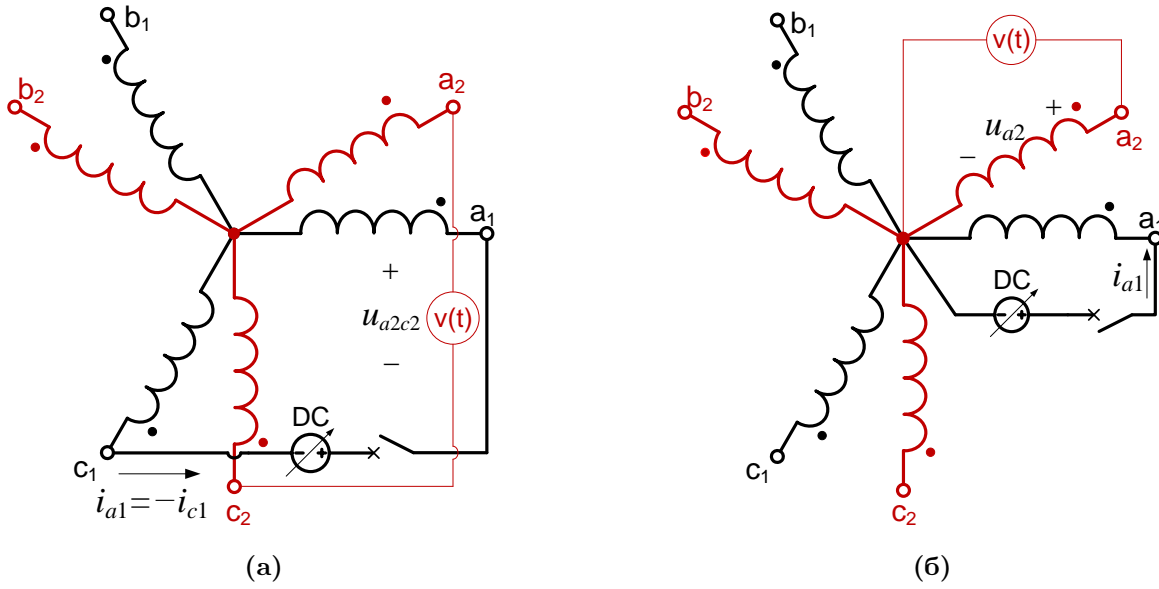
У оквиру ове дисертације, предложена је нова метода за мерење индуктивности магнећења 6ФААМ [91]. Предложена метода базирана је на побуђивању два намотаја једне трофазне звезде једносмерним напоном и мерењу индукованог напона између отворених крајева два намотаја друге трофазне звезде. Предност методе је у томе што је машина заустављена током испитивања и што су, с обзиром на чињеницу да у намотајима током испитивања постоји једносмерна струја, губици у гвожђу практично занемарљиви и не утичу на тачност мерења. За разлику од приступа описаних у [92] за трофазну и у [90] за петофазну АМ, предложена метода не захтева да звездиште машине буде доступно, што представља велику предност са аспекта реализације. Поред тога, метода је подједнако примењива независно од тога да ли су звездишта трофазних звезда међусобно спојена или изолована. У наставку је дат детаљан опис и анализа предложене методе, верификација применом FEM модела и експерименталним путем.

5.1.1 Теоријска основа и опис методе

Шема веза намотаја статора 6ФААМ за примену предложене методе (у даљем тексту “метода А”) без приступа звездишту приказана је на слици 5.1а. Ради поређења, анализирана је и метода која је директно мотивисана приступима описаним у [90, 92], која захтева приступ звездишту машине (у даљем тексту “метода Б”). Шема веза за примену ове методе приказана је на слици 5.1б. Ради краћег записа, индекс “ s ” изостављен је из ознака статорских параметара и електричних величина у овом одељку. Роторске величине и параметри и даље су означаване индексом “ r ”.

Мерна процедура за методе А и Б је веома слична:

- напон једносмерног извора се подеси на жељену вредност и затвори се прекидач, чиме се једносмерни напон доводи између прикључака a_1 и c_1 (метода А)/прикључка a_1 и звездишта прве звезде (метода Б);
- експоненцијална промена струје у побуђеним фазама индукује напоне у фазама друге звезде;
- снима се таласни облик индукованог напона, и то између прикључака a_2 и c_2 (метода А); између прикључка a_2 и звездишта (метода Б);
- интеграљењем добијеног таласног облика напона на интервалу времена довољно дугом за достизање устаљеног стања, одређује се вредност флукса у фазама друге звезде у устаљеном стању.



Слика 5.1: Шеме веза намотаја статора 6ФААМ за мерење индуктивности магнећења (а) без приступа звездишту (предложена метода), (б) са приступом звездишту

Индуктовани напони у фазама a_2 и c_2 дати су као:

$$u_{a2} = \frac{d\psi_{a2}}{dt}, \quad (5.1a)$$

$$u_{c2} = \frac{d\psi_{c2}}{dt}. \quad (5.1б)$$

С обзиром на то да се у случају методе А мери индуктовани напон између прикључака a_2 и c_2 , интегралњем таласног облика овог напона добија се разлика флуксева ових фаза (ознака ∞ означава устаљено стање):

$$\psi_{a2}(\infty) - \psi_{c2}(\infty) = \int_0^{\infty} u_{a2}(t)dt - \int_0^{\infty} u_{c2}(t)dt = \int_0^{\infty} u_{a2c2}(t)dt. \quad (5.2)$$

Код методе Б мери се индуктовани напон између прикључка a_2 и звездишта, тако да прорачунати флукс одговара флуксу фазе a_2 :

$$\psi_{a2}(\infty) = \int_0^{\infty} u_{a2}(t)dt. \quad (5.3)$$

Индуктивност магнећења одређује се на основу односа овако израчунатих флуксева и инјектиране једносмерне струје у устаљеном стању. Међутим, претходно је потребно на основу једначина за флуксева намотаја утврдити каква је веза између инјектиране струје и флуксева који фигуришу у (5.2) и (5.3). Флукс фазе a_2 може се изразити у општем облику на основу једначина фазног модела (2.4)–(2.5) као:

$$\begin{aligned} \psi_{a2} = & L_{a2a1}i_{a1} + L_{a2b1}i_{b1} + L_{a2c1}i_{c1} + L_{a2a2}i_{a2} + L_{a2b2}i_{b2} + L_{a2c2}i_{c2} \\ & + \frac{\sqrt{3}}{2}L_m i_{a1r} + 0 \cdot L_m i_{b1r} - \frac{\sqrt{3}}{2}L_m i_{c1r} + L_m i_{a2r} - \frac{L_m}{2}i_{b2r} - \frac{L_m}{2}i_{c2r} \end{aligned} \quad (5.4)$$

У претходној једначини, намотаји ротора су смештени у стационарни референтни систем и осе одговарајућих фаза статора и ротора се поклапају. Овакво моделовање роторског

намотаја неће утицати на примену предложене методе, што је појашњено током даљег извођења. Индуктивности статорског намотаја могу се изразити као:

$$\begin{aligned}
 L_{a2a1} &= \sqrt{3}/2 \cdot L_m + L_{la2a1} \\
 L_{a2b1} &= 0 \cdot L_m + L_{la2b1} \\
 L_{a2c1} &= -\sqrt{3}/2 \cdot L_m + L_{la2c1} \\
 L_{a2a2} &= L_m + L_{la2a2} \\
 L_{a2b2} &= -L_m/2 + L_{la2b2} \\
 L_{a2c2} &= -L_m/2 + L_{la2c2}
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

где је са L_m означена индуктивност магнећења, са L_{la2a2} сопствена индуктивност расипања фазе a_2 , а са L_{la2x} међусобна индуктивност расипања фазе a_2 и произвољне фазе x ($x \neq a_2$). При шестофазном уравнотеженом напајању, када су присутне само компоненте напона и струја у dq равни, флукс расипања фазе a_2 се може изразити као (аналогно важи и за остале фазе):

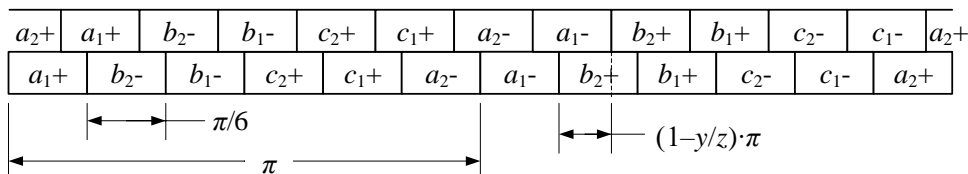
$$\psi_{la2} = L_{ls} i_{a2}, \tag{5.6}$$

где је L_{ls} еквивалентна индуктивност расипања по фази. Овакав прорачун није валидан при несиметричном напајању, што је случај код метода А и Б. Због тога је неопходна детаљнија анализа флукса расипања у овим случајевима. Ова анализа спроведена је на примеру двослојног намотаја са навојним кораком у опсегу $5/6 \leq y/z \leq 1$ код ког су сви навојци једне фазе везани на ред.

Израз “флукс расипања” односи се на све компоненте флукса које не доприносе генерисању корисног електромагнетског момента. Компоненте флукса расипања статора су [93]:

- жлебно расипање (енгл. *slot leakage*),
- расипање бочних веза (енгл. *end-winding leakage*),
- расипање у међугвожђу (енгл. *belt leakage*) и
- “цик-цак” расипање (енгл. *zig-zag leakage*).

Свака од ових компоненти састоји се од сопственог флукса расипања посматране фазе и међусобног расипања, које је последица струја осталих фаза. У наставку је анализирана свака од наведених компоненти понаособ. Анализа је спроведена на примеру фазе a_2 . Развијена шема намотаја приказана је на слици 5.2.



Слика 5.2: Развијена шема асиметричног шестофазног намотаја са навојним кораком $5/6 \leq y/z \leq 1$

Укупни флуks жлебног расипања фазе a_2 дат је као [50]:

$$\psi_{sl,a_2} = L_{sls}i_{a_2} + L_{slm}(i_{a_1} - i_{c1}), \quad (5.7)$$

где је L_{sls} сопствена, а L_{slm} међусобна индуктивност жлебног расипања. У [50] показано је да се највећа вредност L_{slm} има при навојном кораку од $5/6$, док је њена вредност једнака нули за пун навојни корак и навојни корак од $2/3$. Показано је и да навојни корак од $5/6$ резултује минималном вредношћу укупне индуктивности жлебног расипања, због чега је овај избор пожељан уколико је потребно минимизирати вредност индуктивности расипања.

У [50] је претпостављено да је флуks расипања бочних веза у погледу сопствених и међусобних индуктивности сличан жлебном расипању. Сходно томе, флуks расипања бочних веза могао би се изразити на сличан начин као флуks жлебног расипања (5.7). Међутим, детаљнија анализа спроведена у [94] показује да флуks расипања бочних веза има нешто сложенију зависност од струја намотаја, која се у случају фазе a_2 може изразити као:

$$\psi_{ew,a_2} = L_{ews}i_{a_2} + L_{ewm}^{(1)}(i_{a_1} - i_{c1}) - L_{ewm}^{(2)}(i_{c2} + i_{b2}), \quad (5.8)$$

где је L_{ews} сопствена индуктивност расипања бочних веза посматране фазе, а $L_{ewm}^{(1)}$ и $L_{ewm}^{(2)}$ међусобне индуктивности расипања бочних веза које одговарају различитим просторним померајима осталих фаза у односу на фазу a_2 . Како је у већини практичних случајева $L_{ewm}^{(2)} \ll L_{ewm}^{(1)}$, у даљој анализи разматрана је само прва компонента међусобног расипања бочних веза, тако да израз за флуks расипања бочних веза фазе a_2 добија форму:

$$\psi_{ew,a_2} = L_{ews}i_{a_2} + L_{ewm}(i_{a_1} - i_{c1}). \quad (5.9)$$

У ознаци међусобне индуктивности расипања је, ради једноставнијег записа, изостављен експонент “(1)”. Израз (5.9) има исту форму као (5.7), што је у сагласности са раније наведеном претпоставком из [50].

Флуks расипања у међугвожђу се, у ширем смислу, састоји из виших просторних хармоника флуksа које генерише статорски намотај (енгл. *belt leakage*) и тзв. “цик-цак” расипања (енгл. *zig-zag leakage*). С обзиром на недостатак адекватне терминологије на српском језику, у овој дисертацији се појам “флуks расипања у међугвожђу” односи на флуks који је последица виших хармоника мпс статора, док је “цик-цак” расипање третирано засебно.

При прорачуну флуksа расипања у међугвожђу треба поћи од таласног облика мпс статора. Овај прорачун до сада није експлицитно вршен за 6ФААМ, а нарочито не у погледу међусобног утицаја намотаја. Приступ базиран на функцији намотаја (енгл. *winding function*) приказан у [95] погодан је за ову анализу. При томе, у [95] је разматран случај синхроне машине са истуреним половима. Овде је предложени приступ поједностављен тако што се разматра машина са цилиндричним ротором и занемарује се утицај променљиве релуктансе статора и ротора услед ожлебљења (утицај жлебова обухваћен је у оквиру анализе цикл-цак расипања). Мпс једног фазног намотаја дата је у облику суме просторних хармоника као:

$$F_x(\vartheta) = \frac{4}{\pi} \frac{N_f}{2p} I_x \sum_{\substack{\nu=2k+1 \\ k=0,1,2,\dots}} \frac{k_\nu}{\nu} \sin(\nu\vartheta), \quad (5.10)$$

где је N_f број навојака по фази, F_x и I_x амплитуде мпс и струје произвољне фазе x , респективно, ν ред просторног хармоника мпс и ϑ електрични угао дуж обима статора. Уз занемарење ожлебљености и промене релуктансе магнетског кола услед засићења, може

се сматрати да мпс дата изразом (5.10) резултује расподелом индукције истог облика. Уз познату расподелу индукције и уважавајући одговарајући угаони померај између фаза, флукс који произвољна фаза x ствара у фази a_2 може се одредити за сваки појединачни просторни хармоник као:

$$\begin{aligned}\psi_{a_2,x}^{(\nu)} &= \frac{\mu_0}{\delta_{ef}} \cdot \frac{4 N_f^2 k_\nu^2}{\pi 2p} I_x \int_0^\pi \sin[\nu(\vartheta + \varphi_{a_2,x})] r l_a \frac{d\vartheta}{p} \\ &= \frac{4 N_f^2}{\pi p^2} \left(\frac{k_\nu}{\nu}\right)^2 \frac{\mu_0}{\delta_{ef}} r l_a I_x \cdot \cos(\nu \varphi_{a_2,x}),\end{aligned}\quad (5.11)$$

где је δ_{ef} ефективна дужина међугвожђа, r средњи полупречник међугвожђа, а $\varphi_{a_2,x}$ електрични угао између фаза a_2 и x . Одговарајућа међусобна индуктивност може се изразити као:

$$L_{a_2x}^{(\nu)} = \frac{\psi_{a_2,x}^{(\nu)}}{I_x} = \frac{4 N_f^2}{\pi p^2} \left(\frac{k_\nu}{\nu}\right)^2 \frac{\mu_0}{\delta_{ef}} r l_a \cdot \cos(\nu \varphi_{a_2,x}). \quad (5.12)$$

Када се у претходни израз замени $\nu = 1$ и $\varphi_{a_2,x} = 0$, добија се израз за индуктивност магнећења за основни хармоник:

$$M = 3L_{a_2x}^{(\nu)} \Big|_{\substack{\nu=1 \\ \varphi_{a_2x}=0}} = 3L_m = \frac{12 N_f^2}{\pi p^2} k_1^2 \frac{\mu_0}{\delta_{ef}} r l_a, \quad (5.13)$$

па се међусобна индуктивност за ν -ти хармоник може изразити као:

$$L_{a_2x}^{(\nu)} = M \cdot \left[\frac{1}{3} \frac{k_\nu^2}{\nu^2 k_1^2} \cos(\nu \varphi_{a_2,x}) \right]. \quad (5.14)$$

Међусобне индуктивности између фаза a_2 и осталих фаза 6ФААМ добијају се уврштавањем одговарајућих угаоних помераја (погледати слику 3.2б) у (5.14):

$$\begin{aligned}L_{a_2a_1}^{(\nu)} &= M \cdot \left[\frac{1}{3} \frac{k_\nu^2}{\nu^2 k_1^2} \cos \frac{\nu\pi}{6} \right], \\ L_{a_2b_1}^{(\nu)} &= 0, \\ L_{a_2c_1}^{(\nu)} &= M \cdot \left[\frac{1}{3} \frac{k_\nu^2}{\nu^2 k_1^2} \cos \frac{5\nu\pi}{6} \right] = -L_{a_2a_1}^{(\nu)}, \\ L_{a_2b_2}^{(\nu)} &= M \cdot \left[\frac{1}{3} \frac{k_\nu^2}{\nu^2 k_1^2} \cos \frac{2\nu\pi}{3} \right] = -\frac{M}{6} \frac{k_\nu^2}{\nu^2 k_1^2}, \\ L_{a_2c_2}^{(\nu)} &= L_{a_2b_2}^{(\nu)}.\end{aligned}\quad (5.15)$$

Укупна вредности међусобне индуктивности расипања у међугвожђу добија се сумирањем вредности које одговарају појединачним вишим просторним хармоницима мпс:

$$L_{\delta,a_2x} = \sum_{\substack{\nu=2k+1 \\ k \geq 1}} L_{a_2x}^{(\nu)} \quad (5.16)$$

Цик-цак расипање је последица ожлебљености статора и ротора и детаљно је анализирано у [93] за случај трофазног асинхроног мотора. С обзиром на то да цик-цак расипање у литератури није третирано за 6ФААМ, као и да у [93] нису експлицитно дати изрази за међусобни флуks цик-цак расипања, ови изрази су изведени у наставку. При томе се користи аналогија са трофазним асинхроним мотором, као и аналогија са жлебним расипањем. Наиме, слично жлебном расипању, заједнички флуks цик-цак расипања може постојати само између оних фаза које имају навојне делове у истим жлебовима. Применом аналогије са жлебним расипањем код 6ФААМ описаног у [50], може се написати следећи израз за укупан флуks фазе a_2 услед цик-цак расипања:

$$\begin{aligned}\psi_{zz,a2} &= L_{zzs}i_{a2} + L_{zzm}(i_{a1} - i_{c1}) \\ &= Q_{sf} [L_{zz,T} + L_{zz,B} + 2(6y - 5)L_{zz,TB}] i_{a2} + Q_{sf}(6 - 6y)L_{zz,TB}(i_{a1} - i_{c1}),\end{aligned}\tag{5.17}$$

где је L_{zzs} сопствена индуктивност цик-цак расипања, L_{zzm} међусобна индуктивност цик-цак расипања, $L_{zz,T}$, $L_{zz,B}$, $L_{zz,TB}$ индуктивности цик-цак расипања по жлебу, и то горњег слоја, доњег слоја и међусобна индуктивност горњег и доњег слоја, а $Q_{sf} = Q_s/6$ је број жлебова по фази. Дати израз важи у случају када навојни корак лежи у опсегу $5/6 \leq y/z \leq 1$, што је опсег који се разматра у овој анализи. На основу [93], вредности компонената цик-цак расипања по жлебу износе:

$$L_{zz,T} = L_{zz,B} = L_{zz,TB} = \frac{1}{4}L_{zz,slot},\tag{5.18}$$

где је $L_{zz,slot}$ индуктивност цик-цак расипања жлеба који садржи навојне делове само једне фазе. Према анализи изложеној у [93], флуks цик-цак расипања у потпуности обухвата све проводнике у жлебу, што значи да је магнетска спрега између горњег и доњег слоја у погледу цик-цак расипања идеална. Овакав закључак је у складу са (5.18). Сада се (5.17) може формулисати у функцији индуктивности цик-цак расипања једног жлеба на следећи начин:

$$\psi_{zz,a2} = \underbrace{Q_{sf}(3y - 2)L_{zz,slot}}_{L_{zzs}} \cdot i_{a2} + \underbrace{Q_{sf} \cdot \frac{1}{2}(3 - 3y)L_{zz,slot}}_{L_{zzm}} \cdot (i_{a1} - i_{c1}).\tag{5.19}$$

Флуksеве намотаја добијене помоћу (5.2) и (5.3) даље је потребно изразити у функцији фундаменталне међусобне индуктивности L_m и међусобних индуктивности расипања. Флуks фазе a_2 у устаљеном стању у случају када је фаза a_1 побуђена једносмерним

напоном дат је као:

$$\begin{aligned}
 \psi_{a2}(\infty) &= \int_0^{\infty} u_{a2}(t) dt = \frac{\sqrt{3}}{2} \int_{L_m^{(0)} i_{a1}(0)}^{L_m^{(\infty)} i_{a1}(\infty)} d(L_m i_{a1}) + \int_{L_{slm}^{(0)} i_{a1}(0)}^{L_{slm}^{(\infty)} i_{a1}(\infty)} d(L_{slm} i_{a1}) \\
 &+ \int_{L_{ewm}^{(0)} i_{a1}(0)}^{L_{ewm}^{(\infty)} i_{a1}(\infty)} d(L_{ewm} i_{a1}) + \int_{L_{\delta,a2a1}^{(0)} i_{a1}(0)}^{L_{\delta,a2a1}^{(\infty)} i_{a1}(\infty)} d(L_{\delta,a2a1} i_{a1}) + \int_{L_{zzm}^{(0)} i_{a1}(0)}^{L_{zzm}^{(\infty)} i_{a1}(\infty)} d(L_{zzm} i_{a1}) \\
 &+ \frac{\sqrt{3}}{2} \int_{L_m^{(0)} i_{a1r}(0)}^{L_m^{(\infty)} i_{a1r}(\infty)} d(L_m i_{a1r}) + \int_{L_m^{(0)} i_{a2r}(0)}^{L_m^{(\infty)} i_{a2r}(\infty)} d(L_m i_{a2r}) - \frac{\sqrt{3}}{2} \int_{L_m^{(0)} i_{c1r}(0)}^{L_m^{(\infty)} i_{c1r}(\infty)} d(L_m i_{c1r}) \\
 &- \frac{1}{2} \int_{L_m^{(0)} i_{c2r}(0)}^{L_m^{(\infty)} i_{c2r}(\infty)} d(L_m i_{c2r}) - \frac{1}{2} \int_{L_m^{(0)} i_{b2r}(0)}^{L_m^{(\infty)} i_{b2r}(\infty)} d(L_m i_{b2r})
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

С обзиром на то да су почетне вредности струја свих фаза једнаке нули, као и да су устаљене вредности струја ротора, при константној вредности струје у фази a_1 , такође једнаке нули, (5.20) се може изразити као:

$$\psi_{a2}(\infty) = \frac{\sqrt{3}}{2} L_m^{(\infty)} i_{a1}(\infty) + \left(L_{slm}^{(\infty)} + L_{ewm}^{(\infty)} + L_{zzm}^{(\infty)} + L_{\delta,a2a1}^{(\infty)} \right) i_{a1}(\infty). \tag{5.21}$$

Треба напоменути да су у (5.20) све индуктивности третиране као нелинеарне, тј. променљиве у времену. У (5.21) фигуришу само вредности индуктивности које одговарају устаљеном стању, тј. устаљеним вредностима струја намотаја. У даљим извођењима ознака “ ∞ ” је изостављена и подразумева се да сви флуксеви, струје и индуктивности одговарају вредностима у устаљеном стању.

Узимајући у обзир да су код методе А побуђене фазе a_1 и c_1 и да је $i_{c1} = -i_{a1}$ (слика 5.1а), вредности флуксева у фазама a_2 и c_2 могу се изразити као:

$$\psi_{a2} = \sqrt{3} L_m i_{a1} + 2 (L_{slm} + L_{ewm} + L_{zzm} + L_{\delta,a2a1}) i_{a1}, \tag{5.22a}$$

$$\psi_{c2} = -\frac{\sqrt{3}}{2} L_m i_{a1} - (L_{slm} + L_{ewm} + L_{zzm} + L_{\delta,a2a1}) i_{a1}. \tag{5.22б}$$

Интеграл таласног облика напона u_{a2c2} се на основу (5.2) и (5.22) може формулисати на следећи начин:

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\infty} u_{a2c2}(t) dt &= \frac{3\sqrt{3}}{2} L_m i_{a1} + 3 (L_{slm} + L_{ewm} + L_{zzm} + L_{\delta,a2a1}) i_{a1} \\
 &= \left[\frac{\sqrt{3}}{2} M + 3 (L_{slm} + L_{ewm} + L_{zzm} + L_{\delta,a2a1}) \right] i_{a1},
 \end{aligned} \tag{5.23}$$

при чему је у поглављу 2 показано да је $M = 3L_m$ индуктивност магнећења 6ФААМ. На основу измерене вредности струје i_{a1} у устаљеном стању и израчунатог интеграла напона u_{a2c2} , вредност индуктивности магнећења може се одредити применом методе А као:

$$M_A = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\int_0^\infty u_{a2c2}(t)dt}{i_{a1}}. \quad (5.24)$$

У случају методе Б, где је побуђена само фаза a_1 и мери се напон фазе a_2 , интеграл таласног облика напона (5.3) одговара изразу (5.21). Према томе, вредност индуктивности магнећења може се одредити применом методе Б као:

$$M_B = 2\sqrt{3} \cdot \frac{\int_0^\infty u_{a2}(t)dt}{i_{a1}} \quad (5.25)$$

Вредности добијене применом метода А и Б разликују се од стварне индуктивности магнећења за компоненте које зависе од међусобних индуктивности расипања. У наставку је анализирана грешка узрокована заједничким расипањем и извршено поређење метода А и Б.

5.1.2 Утицај међусобног расипања на тачност методе

Пре свега, потребно је квантификовати утицај међусобних индуктивности расипања на грешку при прорачуну индуктивности магнећења применом метода А и Б. Релативна грешка мерења индуктивности магнећења применом методе А дата је као:

$$\Delta M_{A\%} = \frac{M_A - M}{M} \cdot 100\% = \frac{2\sqrt{3}(L_{slm} + L_{ewm} + L_{zzm} + L_{\delta,a2a1})}{M} \cdot 100\%. \quad (5.26)$$

Једноставно се може показати да се исти израз за релативну грешку има и у случају методе Б. Дакле, методе А и Б су еквивалентне са становишта утицаја међусобних индуктивности расипања на тачност мерења. С обзиром на то, релативна грешка обеју метода надаље је означаваана са $\Delta M\%$. Како би се проценило колика је максимална грешка, потребно је проценити очекиване вредности међусобних индуктивности расипања.

Као што је наглашено у претходном одељку, индуктивност расипања статорског намотаја L_{ls} представља еквивалентну индуктивност расипања по фази која се има када струје намотаја садрже само компоненте у dq равни, као у (4.5). У том случају, индуктивност расипања може се изразити као:

$$L_{ls} = \frac{\psi_{sl,a2} + \psi_{ew,a2} + \psi_{zz,a2}}{i_{a2}}. \quad (5.27)$$

Треба нагласити да су компоненте флукса расипања фазе a_2 функције струје те фазе и струја фаза a_1 и c_1 , што је показано у претходним разматрањима. Флукс расипања у међугвожђу је изостављен у претходном изразу због чињенице да је он при раду машине са наизменичним струјама у намотајима великим делом потиснут реакцијом роторског кавеза, те се његов утицај на резултантни флукс расипања тада може занемарити [93]. Међутим, ова компонента флукса се не може занемарити код предложених метода за мерење индуктивности магнећења, с обзиром на то да је у том случају струја намотаја у устаљеном стању једносмерна, због чега нема реакције роторског кавеза и виши хармоници флукса се могу слободно затварати кроз магнетско коло ротора.

Израз (5.27) може се додатно поједноставити када постоје само компоненте струја у dq равни, узимајући у обзир (5.7), (5.9), (5.19):

$$L_{ls} = L_{sls} + L_{zzs} + L_{ews} + \sqrt{3}(L_{slm} + L_{ewm} + L_{zzm}). \quad (5.28)$$

У [93] је показано да се максимална вредност међусобне индуктивности жлебног расипања има при навојном кораку од $5/6$, и тада је $L_{slm} \approx L_{sls}/3$. Уколико се усвоји конзервативна претпоставка $L_{sls} \approx L_{ls}/2$, има се да је $L_{slm} \approx L_{ls}/6$. Међусобна индуктивност расипања бочних веза је јако зависна од топологије и начина извођења намотаја, али се у већини практичних случајева може сматрати да је $L_{ewm} < L_{slm}/2$ [92]. С обзиром на то, претпостављено је да важи релација $L_{ewm} \approx L_{ls}/12$. Индуктивност цик-цак расипања је у пракси за ред величине мања од индуктивности жлебног расипања, па се усваја $L_{zzm} \approx L_{sls}/10 \approx L_{ls}/20$. На основу ове анализе, могуће је проценити горњу границу међусобне индуктивности расипања (без расипања у међугвожђу):

$$\frac{L_{slm} + L_{ewm} + L_{zzm}}{M} < \frac{0.3L_{ls}}{M}. \quad (5.29)$$

Потребно је одредити у ком опсегу се налази очекивана вредност односа индуктивности расипања и индуктивности магнећења. У [70] дате су вредности индуктивности магнећења и расипања за типичне четворополне трофазне асинхроне моторе за широк опсег називних снага $1.1 - 710 \text{ kW}$. На основу датих вредности, може се закључити да се однос L_{ls}/M за трофазне асинхроне машине креће између 0.03 (машине великих снага) и 0.06 (машине малих снага). С обзиром на то да се, према [50], може сматрати да однос L_{ls}/M код 6ФААМ има приближно исту вредност као и код трофазних АМ, може се сматрати да и код 6ФААМ важи $0.03 < L_{ls}/M < 0.06$.

На основу претходних разматрања и (5.29), има се да је:

$$\frac{L_{slm} + L_{ewm} + L_{zzm}}{M} < 0.018. \quad (5.30)$$

Како би се могла проценити укупна грешка мерења метода А и Б, потребно је одредити и однос вредности индуктивности расипања у међугвожђу и индуктивности магнећења. На основу (5.15) и (5.16), однос међусобне индуктивности расипања фаза a_2 и a_1 и индуктивности магнећења износи:

$$\frac{L_{\delta,a2a1}}{M} = \frac{1}{3} \sum_{\substack{\nu=2k+1 \\ k \geq 1}} \left(\frac{k_\nu}{\nu k_1} \right)^2 \cos \frac{\nu\pi}{6} \quad (5.31)$$

Израчунавањем (5.31) за различите топологије намотаја, тј. за различите вредности броја жлебова Q_s и навојног корака y , установљено је да се ова вредност креће у опсегу:

$$-0.0145 < \frac{L_{\delta,a2a1}}{M} < 0, \quad (5.32)$$

при чему вредност -0.0145 одговара намотају са концентрисаним секцијама и пуним навојним кораком, а вредности приближне нули намотају са великим бројем жлебова и скраћеним навојним кораком. Значајно је уочити да је вредност $L_{\delta,a2a1}$ негативна, што значи да позитивна струја у фази a_1 (“у тачку”, погледати слику 5.1) ствара негативан флуks у фази a_2 .

При процени максималне очекиване грешке метода А и Б услед међусобних индуктивности расипања, треба нагласити да су за све компоненте међусобних индуктивности

расипања усвојене конзервативне вредности, као и да се максималне вредности појединачних компоненти имају за различите топологије намотаја. Примера ради, максимална вредност индуктивности расипања у међугвожђу има се код концентрисаног намотаја са пуним навојним кораком, а у том случају међусобне индуктивности жлебног и цик-цак расипања имају минималне вредности. С обзиром на то, једноставно сумирање максималних вредности појединачних компоненти међусобног расипања нема практичног смисла. Показано је и да расипање у међугвожђу, за разлику од осталих компоненти флукса расипања, утиче на смањење флукса у фази a_2 , тј. да изазива негативну грешку. Код практичних намотаја треба очекивати да ће сума индуктивности међусобних расипања у (5.26) имати вредност мању од максималних процењених вредности (5.30) и (5.32).

5.1.3 Упоредна анализа предложених метода

У одељку 5.1.1 представљене су две методе. Код методе А, инјектирање једносмерне струје и мерење индукованог напона врши се између прикључака машине, те према томе нема потребе да звездиште машине буде приступачно. С друге стране, код методе Б се и инјектирање једносмерне струје и мерење напона врши између прикључка одговарајуће фазе и звездишта, те је неопходно да звездиште машине буде доступно. Поред тога, у [90] је показано да инјектирање и мерење између прикључака и звездишта може довести до додатних грешака услед постојања отпорности у изводу звездишта. С обзиром на све наведено, очигледно је да метода А има шире поље примене у односу на методу Б, а у неким случајевима има предност и у погледу тачности. У претходном одељку показано је да су методе еквивалентне у погледу грешке услед међусобног расипања. У овом поглављу извршена су додатна поређења метода А и Б, како би се утврдило која метода представља бољи избор за мерење индуктивности магнећења 6ФААМ.

Најпре је извршено поређење у погледу потребне вредности једносмерне струје. Наиме, мерење индуктивности магнећења потребно је извршити при различитим нивоима засићења магнетског кола, тј. при различитим вредностима једносмерне струје. С обзиром на то да се карактеристика магнећења уобичајено представља у функцији струје магнећења машине, за обе методе је потребно одредити вредност једносмерне струје еквивалентну струји магнећења (у даљем тексту “еквивалентна једносмерна струја”). Струја магнећења представља ефективну вредност фазне струје када машина ради у празном ходу и у намотајима машине постоје струје које чине шестофазни систем у dq равни, у складу са (4.5). У циљу еквивалентирања једносмерне струје и струје магнећења, потребно је изједначити одговарајуће основне хармонике мпс. Амплитуда основног хармоника мпс у режиму празног хода дата је као:

$$\hat{F}_{m6f} = \frac{4}{\pi} \frac{N_f}{2p} k_1 3\sqrt{2} I_m, \quad (5.33)$$

где је I_m струја магнећења машине. У случају методе А, у фазама a_1 и c_1 постоји једносмерна струја, па је одговарајући основни хармоник мпс:

$$\hat{F}_A = \frac{4}{\pi} \frac{N_f}{2p} k_1 \sqrt{3} I_A, \quad (5.34)$$

где је $I_A = i_{a1} = -i_{c1}$. Код методе Б, једносмерна струја постоји само у фази a_1 , па се основни хармоник мпс може изразити као:

$$\hat{F}_B = \frac{4}{\pi} \frac{N_f}{2p} k_1 I_B, \quad (5.35)$$

где је $I_B = i_{a1}$. Еквивалентне вредности једносмерне струје добијају се изједначавањем основних хармоника мпс:

$$\hat{F}_A = \hat{F}_{m6f} \implies I_A = \sqrt{6}I_m, \quad (5.36a)$$

$$\hat{F}_B = \hat{F}_{m6f} \implies I_B = 3\sqrt{2}I_m. \quad (5.36b)$$

Може се уочити да је код методе Б је вредност еквивалентне једносмерне струје $\sqrt{3}$ пута већа него код методе А, што резултује троструко већим губицима. С обзиром на релативно кратко трајање теста са аспекта загревања и чињеницу да је побуђена само једна фаза, не треба очекивати прекорачење максималне дозвољене температуре при једном мерењу. Међутим, за снимање карактеристике магнећења потребно је извршити више узастопних огледа, што, у комбинацији са отежаним условима хлађења услед чињенице да је ротор заустављен, може довести до прекорачења дозвољеног пораста температуре. Додатни проблем представља и потреба за извором једносмерног напона и прекидачком опремом за велике вредности једносмерне струје. Узевши у обзир наведене чињенице, метода А представља повољнији избор од методе Б.

Још један битан аспект по ком је потребно упоредити методе А и Б јесте расподела флукса у међугвожђу. Наиме, с обзиром на расподелу струја по фазама, очекивано је да је расподела мпс, а самим тим и флукса у међугвожђу, другачија у односу на режим празног хода. Услед тога, треба очекивати и другачију расподелу флукса у магнетском колу машине, што би довело до различитог нивоа засићења у различитим деловима магнетског кола. Како вредност индуктивности магнећења зависи од укупног магнетског отпора, разлике у засићењу појединих делова магнетског кола узроковаће разлику у вредностима индуктивности магнећења измерених применом метода А и Б у односу на вредност која одговара шестофазном напајању.

За потребе анализе утицаја расподеле поља на тачност метода А и Б коришћен је поједностављени модел који омогућава одређивање расподеле поља у кључним деловима машине на бази задате расподеле намотаја и вредности фазних струја. Расподелу поља у машини могуће је прецизније одредити применом методе коначних елемената, али је овакав приступ временски веома захтеван. Коришћени модел базиран је на пресеку магнетског кола машине приказаном на слици 5.3. За сваку вредност угла ϑ поставља се једначина за циркулацију магнетског поља (Амперов закон):

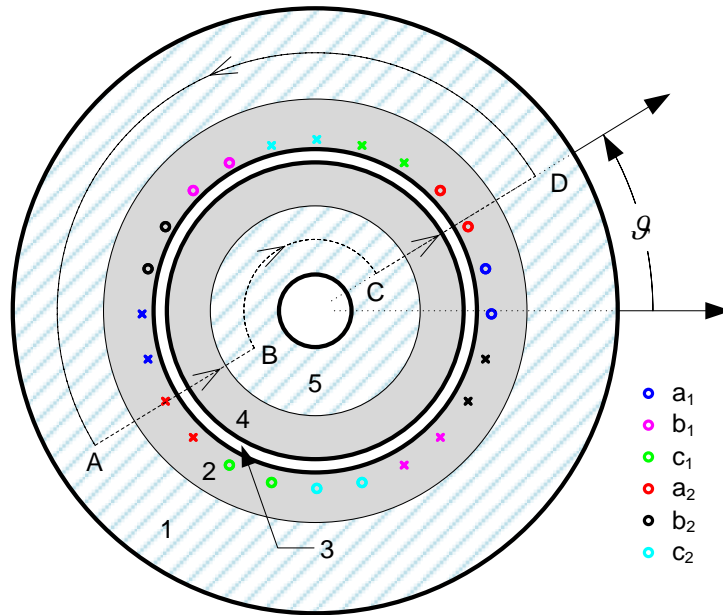
$$\oint_{ABCD} H dl = \iint_{S_{ABCD}} J dS, \quad (5.37)$$

која се за дату геометрију своди на облик:

$$2H_\delta(\vartheta) \cdot \delta + 2H_{ts}(\vartheta)h_{ts} + 2H_{tr}(\vartheta)h_{tr} + \int_{\vartheta}^{\vartheta+\pi} H_{ys}(v)r_{ys}dv + \int_{\vartheta+\pi}^{\vartheta} H_{yr}(v)r_{yr}dv = \quad (5.38)$$

$$2F_\delta + 2F_{ts} + 2F_{tr} + F_{ys} + F_{yr} = \sum_{S_{ABCD}} Ni,$$

Вредности јачине поља у различитим деловима магнетског кола означене су одговарајућим, раније дефинисаним, индексима. Вредности r_{ys} и r_{yr} представљају средње



Слика 5.3: Поједностављени пресек 6ФААМ: 1 – јарам статора (ys), 2 – зупци статора (ts), 3 – међугвожђе (δ), 4 – зупци ротора (tr), 5 – јарам ротора (yr)

полупречнике јарма статора и ротора, респективно:

$$r_{ys} = \frac{D_{so} - h_{ys}}{2}, \quad r_{yr} = \frac{D_{ri} + h_{yr}}{2}. \quad (5.39)$$

Једначини (5.38) треба додати конститутивне релације између индукције и јачине поља у различитим деловима магнетског кола:

$$\begin{aligned} H_{\delta} &= \frac{B_{\delta}}{\mu_0}, \\ H_{ts} &= H(B = B_{ts}), \\ H_{tr} &= H(B = B_{tr}), \\ H_{ys} &= H(B = B_{ys}), \\ H_{yr} &= H(B = B_{yr}), \end{aligned} \quad (5.40)$$

где је $H(B)$ карактеристика магнећења лимова статора и ротора. Коришћена је карактеристика материјала DI-MAX M-19 који је коришћен и у FEM моделу описаном у одељку 4.1.

Коначно, потребно је једначинама (5.38) и (5.40) додати релације између вредности магнетске индукције у различитим деловима магнетског кола (1-5 на слици 5.3). Ове релације су у основи базиране на Гаусовом закону за магнетско поље, и у разматраном

случају имају следећи облик:

$$B_{ts}(\vartheta) = 2B_\delta(\vartheta), \quad (5.41a)$$

$$B_{tr}(\vartheta) = 2B_\delta(\vartheta), \quad (5.41б)$$

$$B_{ys}(\vartheta) = \frac{1}{h_{ys}l_a} \int_{\vartheta}^{\vartheta+\pi} B_\delta(v)rl_a dv, \quad (5.41в)$$

$$B_{yr}(\vartheta) = -\frac{1}{h_{yr}l_a} \int_{\vartheta}^{\vartheta+\pi} B_\delta(v)rl_a dv, \quad (5.41г)$$

где је r средњи полупречник међугвожђа. Вредности B_{ys} и B_{yr} одговарају средњим вредностима индукције по висини јарма. У релацијама (5.41а) и (5.41б) усвојено је да је вредност индукције у пределу зубаца двоструко већа од вредности индукције у међугвожђу. С обзиром на чињеницу да се флуks доминантно затвара кроз зупце, ефективни пресек магнетског кола у пределу зубаца се смањује у односу на област међугвожђа. Како би Гаусов закон био задовољен, вредност индукције је повећана сразмерно смањењу попречног пресека.

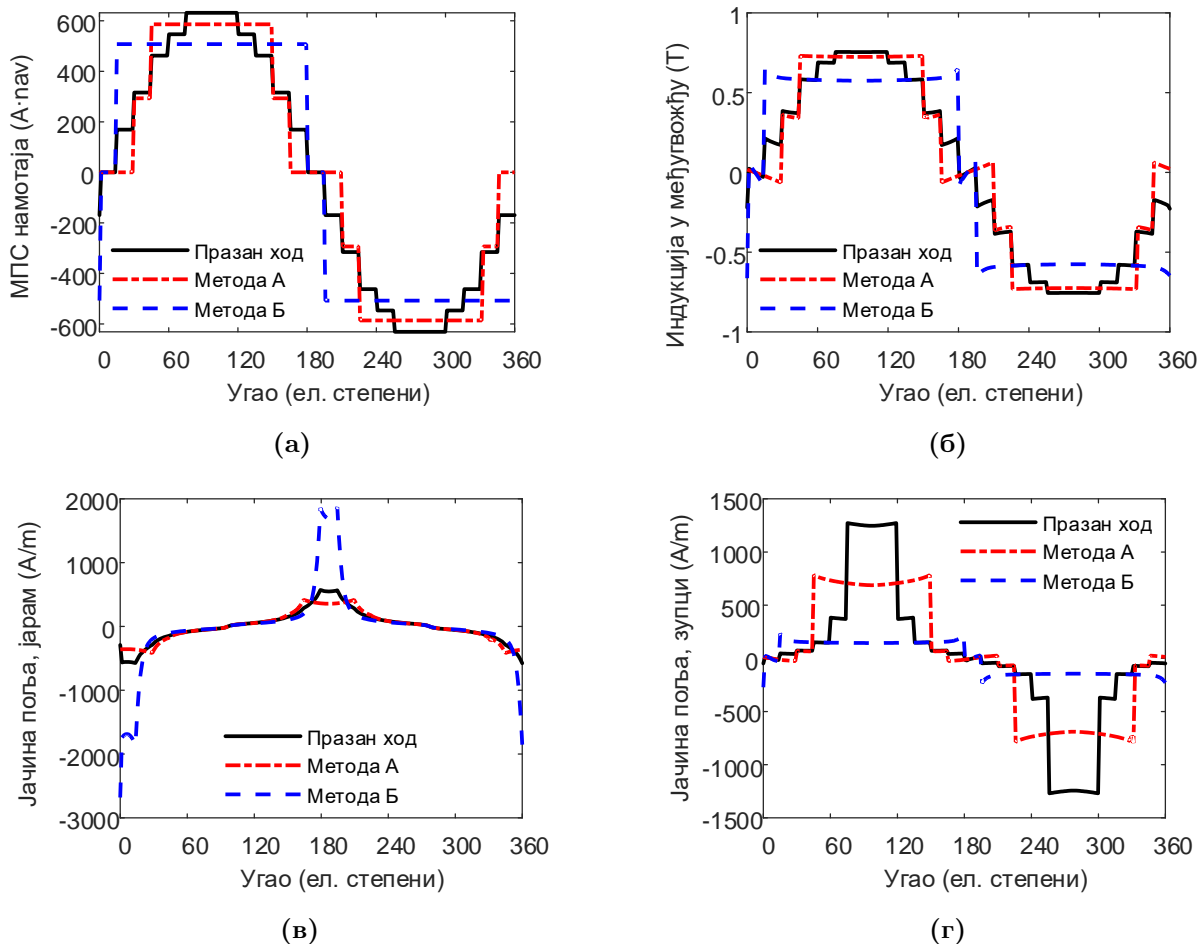
Резултати прорачуна приказани су на слици 5.4. Све расподеле одговарају истој вредности основног просторног хармоника мпс намотаја статора. Очигледно је да се при напајању две фазе у складу са принципом методе А добијају расподеле индукције у међугвожђу и јачине поља у феромагнетским деловима машине (јарам и зупци) веома приближне расподелама које одговарају шестофазном напајању, тј. режиму празног хода. С друге стране, при напајању једне фазе (метода Б) могу се уочити значајна одступања у односу на шестофазно напајање, нарочито код јачине поља у јарму. Разлог за ово је велика разлика у хармонијском саставу мпс намотаја статора у случају када је побуђена једна фаза у односу на режим празног хода.

Расподеле поља одређене су за различите вредности струје магнећења, тј. еквивалентних једносмерних струја. Затим су за сваку вредност струје магнећења прорачунате вредности флуксева намотаја машине, а на основу њих и вредности индуктивности магнећења. За случај метода А и Б приближна вредност индуктивности магнећења је израчуната на основу (5.24) и (5.25), респективно. Индуктивност магнећења која одговара режиму празног хода сматра се референтном вредношћу, и израчуната је као:

$$M = \frac{|\psi_{dq,1}|}{I_m \sqrt{2}}, \quad (5.42)$$

где је $\psi_{dq,1}$ основни хармоник просторног вектора флукса у dq равни израчунат полазећи од фазних флуксева применом (4.6а) и (4.11).

Вредности индуктивности магнећења које одговарају режиму шестофазног празног хода и вредности добијене применом метода А и Б приказане су на слици 5.5а. Може се уочити да су вредности добијене применом методе А веома блиске референтној вредности која одговара шестофазном празном ходу у широком опсегу вредности струје магнећења. Вредности индуктивности магнећења које одговарају методи Б блиске су референтној вредности при малим вредностима струје магнећења, тј. при ниском нивоу засићења, да би при повећању струје магнећења одступање од референтне вредности

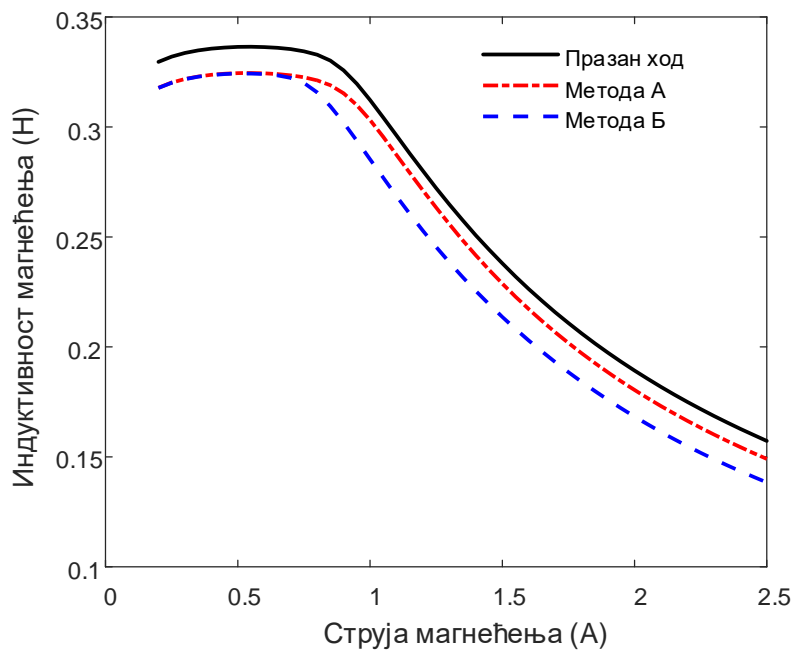


Слика 5.4: Резултати аналитичког прорачуна расподеле поља у 6ФААМ: (а) мпс намотаја статора, (б) индукција у међугвожђу, (в) јачина поља у јарму статора, (г) јачина поља у зупцима статора

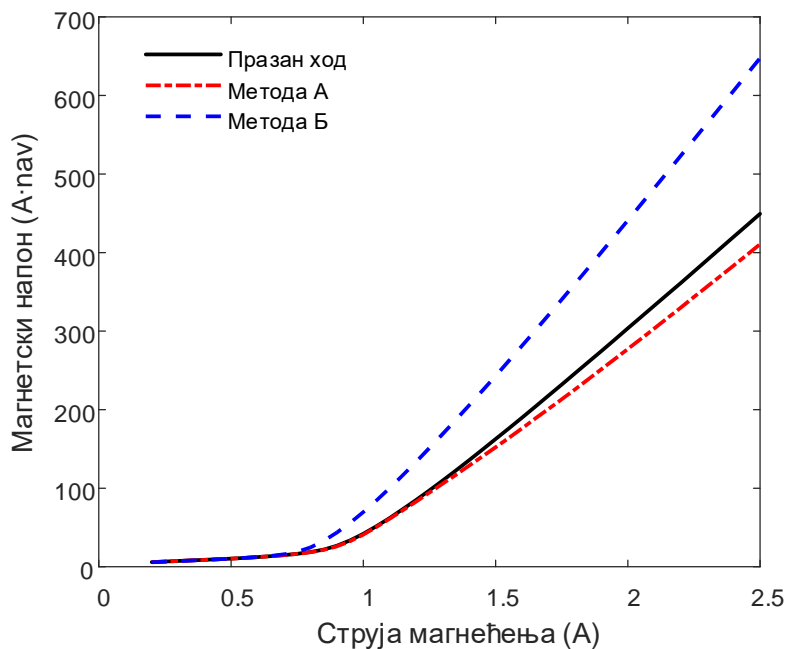
постало значајно веће. Разлика између референтне вредности и вредности одређене применом методе А узрокована је негативном грешком мерења услед међусобне индуктивности расипања у међугвожђу (погледати 5.32). Остале компоненте флукса расипања нису присутне у коришћеном моделу, тако да добијене резултате треба узети са извесном резервом. Повећање грешке методе Б при повећању струје магнећења може се образложити већом вредношћу јачине поља у јарму у случају када је само једна фаза побуђена, као што је претходно уочено на слици 5.4в. Овај закључак је додатно поткрепљен сликом 5.5б. На основу приказаних резултата, ниво засићења јарма у празном ходу и у случају методе А приближно је исти у широком опсегу струје магнећења. С друге стране, засићење јарма је знатно израженије у случају методе Б, што резултује већом грешком у прорачуну индуктивности магнећења. С обзиром на то, метода А представља бољи избор од методе Б за идентификацију карактеристике магнећења 6ФААМ.

5.1.4 Верификација применом FEM модела

Ради провере закључака из претходног одељка, спроведена је анализа помоћу FEMM софтвера. Симулације су спроведене за широк опсег вредности струје магнећења, и то за режим празног хода и за случај методе А и Б. Све симулације су извршене за стационарни режим, тј. за учестаност од 0 Hz. Овакав приступ у потпуности одговара устаљеном стању код методе А и Б. Режим празног хода се такође може приближно анализирати задавањем учестаности од 0 Hz [96], с тим што реакција роторског кавеза на



(а)

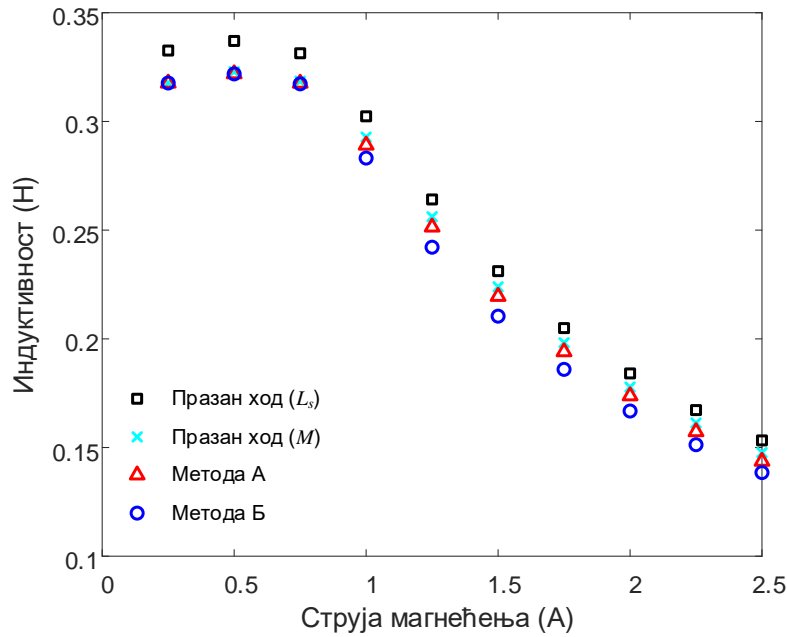


(б)

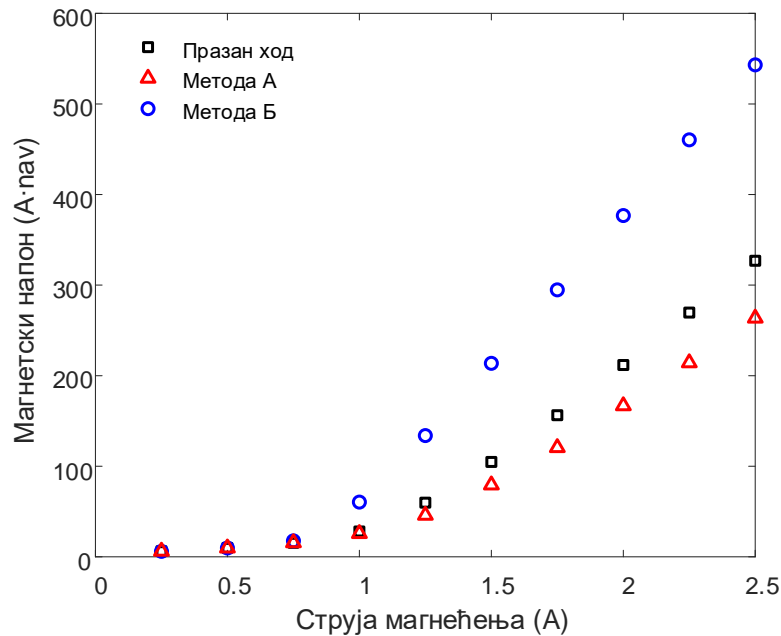
Слика 5.5: Резултати добијени применом аналитичког прорачуна: (а) индуктивност, (б) магнетски напон јарма

просторне хармонике вишег реда у том случају није адекватно уважена. FEM анализа је извршена над прототипом двополне 6ΦААМ снаге 1.5 kW описаним у одељку 4.1. У циљу додатне верификације, извршена је и FEM анализа над четворополном 6ΦААМ снаге 4 kW, чији су конструкциони подаци дати у [91].

Резултати FEM анализе за машину снаге 1.5 kW приказани су на слици 5.6, а за машину снаге 4 kW на слици 5.7. На сликама 5.6а и 5.7а приказане су укупна индуктивност празног хода (L_s), индуктивност магнећења која одговара празном ходу (M) и индуктивности одређене применом метода А и Б (M_A и M_B). На сликама 5.6б и 5.7б приказани су магнетски напони јарма у функцији струје магнећења. Магнетски напони



(а)



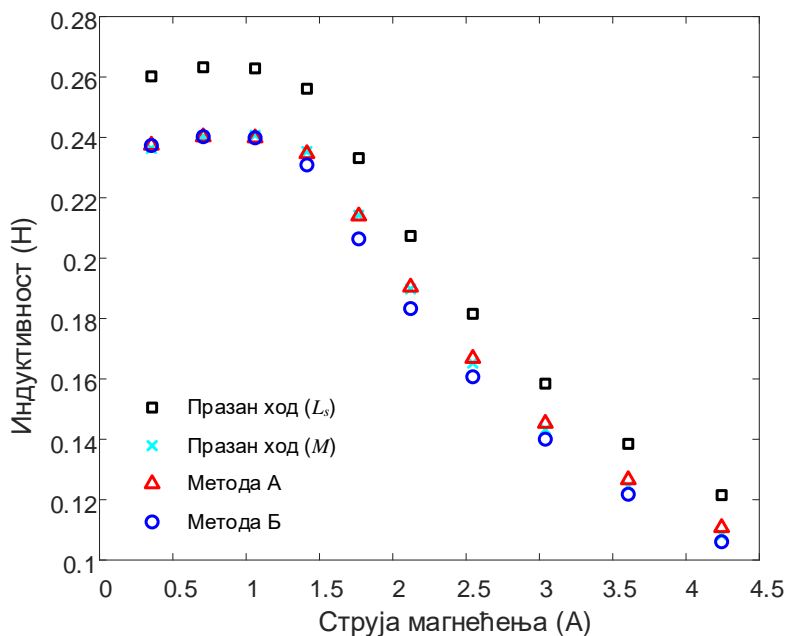
(б)

Слика 5.6: Резултати добијени применом методе коначних елемената за 6ΦААМ снаге 1.5 kW: (а) индуктивности, (б) магнетски напон јарма

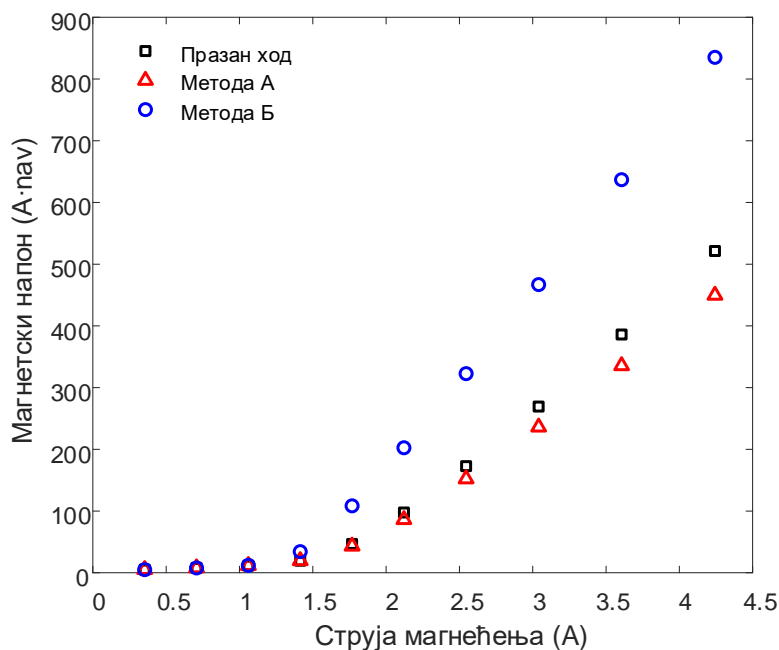
статора и ротора добијени су интегралњем тангенцијалне компоненте јачине магнетског поља дуж средњих линија јарма статора и ротора. Може се уочити да је код обе машине вредност магнетског напона у случају методе А приближно иста као у празном ходу, док је у случају методе Б вредност магнетског напона приметно већа. Ови резултати су у складу са резултатима аналитичког модела. Индуктивности L_s , M_A и M_B израчунате су на основу флуксева намотаја као:

$$L_s = \frac{|\psi_{dq,1}|}{I_m \sqrt{2}}, \quad M_A = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\psi_{a2} - \psi_{c2}}{I_A}, \quad M_B = 2\sqrt{3} \cdot \frac{\psi_{a2}}{I_B}. \quad (5.43)$$

Индуктивност магнећења M представља однос основног хармоника заједничког



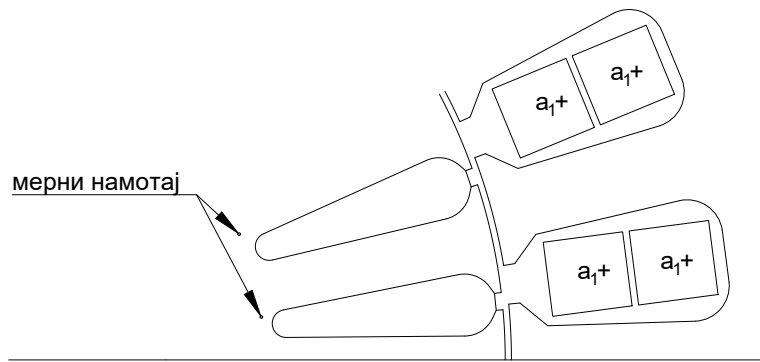
(а)



(б)

Слика 5.7: Резултати добијени применом методе коначних елемената за 6ФААМ снаге 4 kW: (а) индуктивности, (б) магнетски напон јарма

флуksа и струје магнећења. Другим речима, из укупног флуksа намотаја треба издвојити само заједнички флуks, без расутог флуksа. У [97] је предложен приступ за одређивање индуктивности магнећења базиран на динамичкој FEM симулацији. Када се обртање ротора експлицитно уважи, компоненте индуктивности расипања у међугвожђу су у великој мери потиснуте реакцијом роторског кавеза, тако да основни хармоник флуksа у међугвожђу врло приближно одговара заједничком флуksу. Софтвер примењен у овој дисертацији омогућава само анализу стационарних или квазистационарних режима при заустављеном ротору. При учестаности симулације од 0 Hz, што приближно одговара режиму празног хода, компоненте флуksа расипања су присутне у међугвожђу, с обзиром на то да реакција роторског кавеза не постоји. Услед тога, флуks у међугво-



Слика 5.8: Детаљ пресека 6ФААМ снаге 1.5 kW са мерним намотајем

жђу не репрезентује заједнички флуks на одговарајући начин. Због тога је додат мерни намотај у ротору, непосредно испод роторских жлебова, као што је приказано на слици 5.8. Расподела мерног намотаја одговара фази a_1 намотаја статора. Захваљујући занемарљивом пресеку и чињеници да му је додељен исти материјал као и роторском језгру, присуство мерног намотаја не утиче на расподелу поља у машини. Мерни намотај је позициониран тако да је оправдано претпоставити да обухвата само заједнички флуks. Према томе, може се закључити да је укупан флуks мерног намотаја једнак заједничком флуксу који обухвата фаза a_1 , те се индуктивност магнећења може прорачунати као:

$$M = \frac{\psi_{mn}}{i_{a1}} = \frac{\psi_{mn}}{I_m \sqrt{2}}, \quad (5.44)$$

где ψ_{mn} означава флуks мерног намотаја.

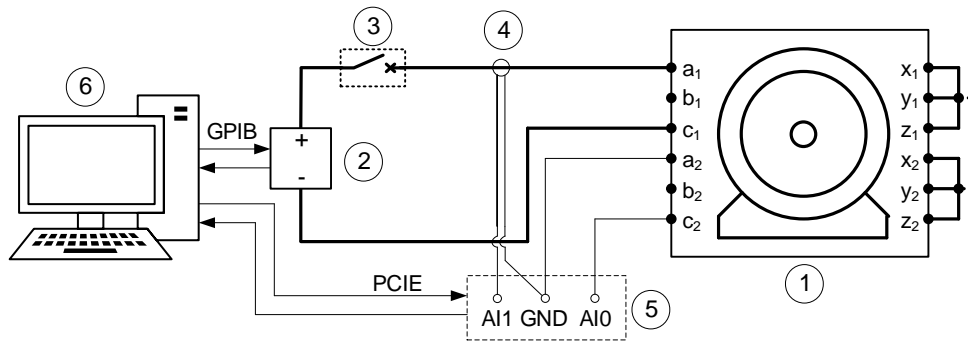
Резултати FEM анализе показују да метода А даје вредност индуктивности врло блиску индуктивности магнећења у широком опсегу струје магнећења. Истовремено, показано је да метода Б није погодна за естимацију индуктивности магнећења при значајнијем засићењу магнетског кола. С обзиром на то, као и остале предности методе А у односу методу Б истакнуте у претходном одељку, метода Б надаље неће бити разматрана. Метода А експериментално је верификована у наредном одељку.

5.1.5 Експериментална верификација

Шематски приказ експерименталне поставке за примену методе А приказана је на слици 5.9. Испрекидана линија између звездишта прве и друге звезде шестофазног намотаја указује на чињеницу да је метода подједнако примењива без обзира на то да ли су звездишта галвански одвојена или не.

За побуђивање намотаја користи се стабилисани извор једносмерног напона. Комуникација напојног уређаја са рачунаром остварена је применом GPIB (*General Purpose Interface Bus*) протокола. На тај начин омогућено је подешавање вредности излазног напона извора, укључење и искључење извора и мерење једносмерне струје. Аквизициона картица повезана је са рачунаром путем PCIE порта и користи се за аквизицију сигнала струје и индукованог напона намотаја. Мерна процедура је имплементирана у програмском пакету *Lab View*, и укључује следеће кораке:

- задаје се излазни напон извора;
- покреће се аквизиција података (струје i_{a1} и напона u_{a2c2});



Слика 5.9: Шематски приказ експерименталне поставке за мерење индуктивности магнећења: 1 – 6ФААМ, 2 – програмабилни извор једносмерног напона, 3 – прекидач за једносмерну струју, 4 – струјна сонда, 5 – аквизициона картица, 6 – рачунар са *National Instruments* софтвером

- укључује се извор једносмерног напона, чиме се једносмерни напон доводи између крајева a_1 и c_1 у виду одскочне побуде;
- аквизиција се прекида након дефинисаног временског интервала довољног за достизање устаљеног стања;
- искључује се извор једносмерног напона.

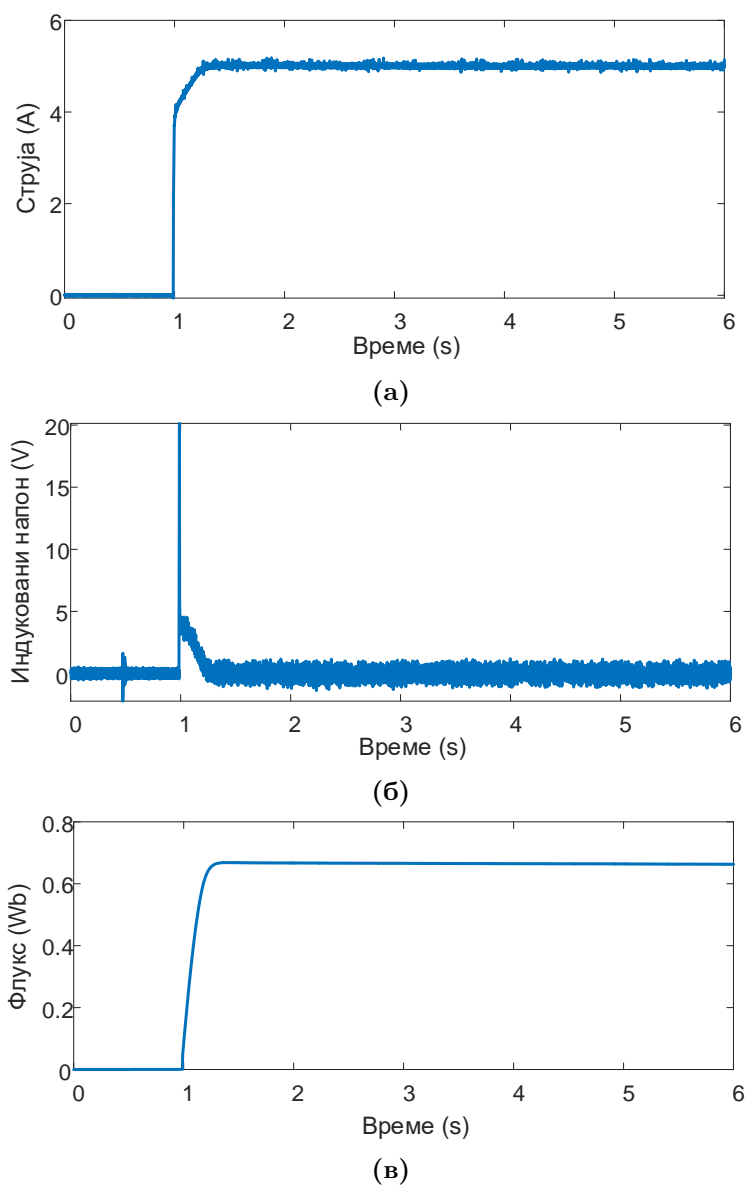
Описана процедура се понавља за различите вредности једносмерног напона, тј. струје I_A . Целокупна процедура је аутоматизована, што чини оглед врло једноставним и ефикасним. За снимање целокупне карактеристике магнећења у преко 10 мерних тачака потребно је свега неколико минута.

Аквизиција мерених сигнала врши се са учестаношћу одабирања од 100 kHz по каналу и амплитудском резолуцијом од 16 бита. Амплитудска резолуција А/D конверзије је веома утицајан фактор, с обзиром на то да шум квантизације може довести до акумулације грешке при интеграљењу таласног облика напона и, следствено, до значајних грешака у прорачуну устаљене вредности флукса намотаја. Из овог разлога, комерцијални осцилоскопи са амплитудском резолуцијом од 8 или 10 бита нису добар избор за имплементацију предложене методе. Додатна предност употребе аквизиционе картице је могућност снимања таласних облика у дугом временском интервалу без смањивања учестаности одабирања. Таласни облици струје, напона и флукса који одговарају једној од мерних тачака приказани су на слици 5.10. За сваку мерну тачку врши се естимација индуктивности магнећења у складу са (5.24).

При мерењу индуктивности магнећења код машине снаге 4 kW, одређена је референтна вредност индуктивности магнећења на основу вредности индукованог напона у мерном навојку који захвата један пол машине и смештен је у отворе жлебова статора, као на слици 5.11. Навојак је наменски постављен тако да не обухвата флукс расипања бочних веза и флукс жлебног расипања. С обзиром на овакав положај, флукс кроз мерни навојак је врло приближан заједничком флуксу статора и ротора, тј. флуксу магнећења. Индуковани напон у мерном навојку мерен је у режиму идеалног празног хода¹, тако да је расипање у међугвожђу у великој мери потиснуто реакцијом роторског кавеза [93]. Флукс магнећења се израчунава на основу индуковане електромоторне силе (емс) у мерном навојку, као:

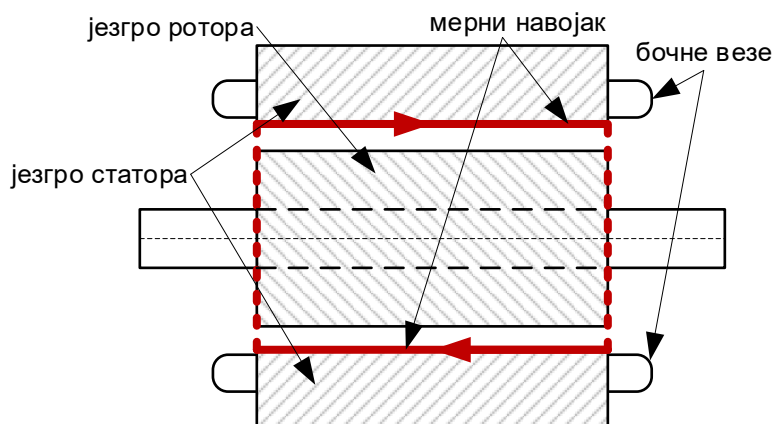
$$\psi_m = \frac{\hat{E}_{mn1}}{2\pi f_1} \cdot k_1 N_f, \quad (5.45)$$

¹Коришћена је погонска машина механички спрегнута са 6ФААМ у циљу достизања синхроне брзине.



Слика 5.10: Таласни облици снимљени у једној мерној тачки: (а) струја, (б) напон, (ц) флукс

где је \hat{E}_{m1} амплитуда основног хармоника емс индуковане у мерном навојку. На основу овако израчунате вредности флукса магнећења, индуктивност магнећења израчунава се

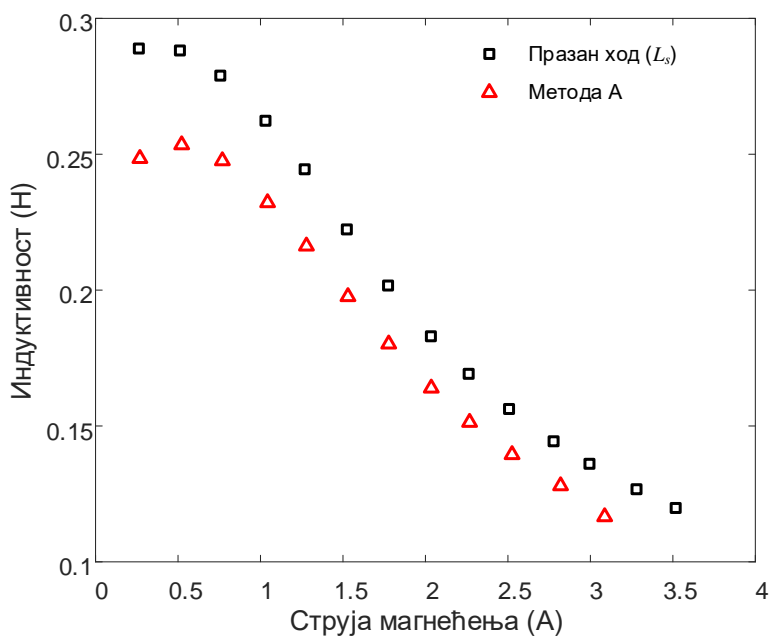


Слика 5.11: Шематски приказ постављања мерног навојка код 6ФААМ снаге 4 kW

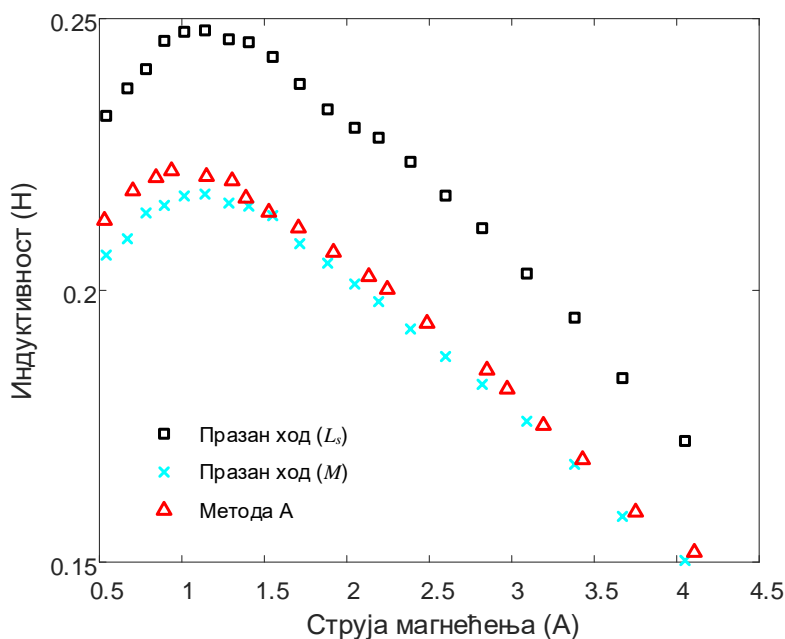
као:

$$M = \frac{\psi_m}{\sqrt{2}I_m}. \quad (5.46)$$

Експериментални резултати за прототип 6ФААМ снаге 1.5 kW приказани су на слици 5.12а, а за мотор снаге 4 kW на слици 5.12б. Код машине снаге 1.5 kW постављање мерног навојка није било изводљиво из практичних разлога, тако да у том случају није постојала могућност одређивања референтне вредности индуктивности магнећења. Вредност сопствене индуктивности статора L_s добијена је из огледа празног хода, на аналогни начин као код трофазне АМ [41]. При томе је брзина обртања 6ФААМ одржавана на синхроној вредности током читавог огледа помоћу трофазне АМ са истим



(а)



(б)

Слика 5.12: Експериментално добијене вредности индуктивности: (а) 6ФААМ снаге 1.5 kW, (б) 6ФААМ снаге 4 kW

бројем полова напајане из комерцијално доступног трофазног инвертора. Поређење експерименталних и FEM резултата би такође било од интереса, али у овом случају такво поређење не би било сврсисходно због недостатка података о типу лимова и геометрији магнетског кола и штапова ротора. На основу добијених резултата може се констатовати да је вредност индуктивности добијена применом методе А веома блиска референтној вредности индуктивности магнећења добијеној на основу (5.46). Резултати приказани на слици 5.12 показују да метода А омогућава одређивање индуктивности магнећења са великом тачношћу независно од нивоа засићења магнетског кола.

5.2 Индуктивности расипања и отпорности намотаја

На основу модела датог у поглављу 2, индуктивности расипања 6ФААМ у dq и xy равни у општем случају нису међусобно једнаке. Метода за мерење индуктивности расипања намотаја статора у dq и xy равни предложена је у [66]. У [46] је овај приступ унапређен и омогућено је прецизније одређивање индуктивности расипања и отпорности статора и ротора, с тим што је за примену ове методе потребно познавати податке о конструкцији статорског и роторског намотаја. У овој анализи, ти подаци нису неопходни, с обзиром на то да је вредност индуктивности магнећења позната. У наставку је дат кратак опис методе и приказани резултати мерења на 6ФААМ снаге 1.5 kW.

Индуктивност расипања статора у dq равни може се изразити као:

$$L_{lsdq} = L_{lss} + 2L_{lsm}, \quad (5.47)$$

где је L_{lss} сопствена индуктивност расипања по фази, а L_{lsm} међусобна (заједничка) индуктивност расипања по фази. Индуктивност расипања у xy равни једнака је сопственој индуктивности расипања:

$$L_{lsxy} = L_{lss}, \quad (5.48)$$

а улазна отпорност у xy равни једнака је отпорности намотаја статора:

$$R_{xy} = R_s. \quad (5.49)$$

Додатни оглед потребан за одређивање индуктивности расипања у dq равни је трофазни нулти тест, који се врши тако што се све три фазе једне звезде напајају из једнофазног напонског извора, при чему су прикључци фаза друге звезде отворени (слика 5.13). Улазна отпорност и индуктивност које се добијају из овог огледа имају вредности дате изразима:

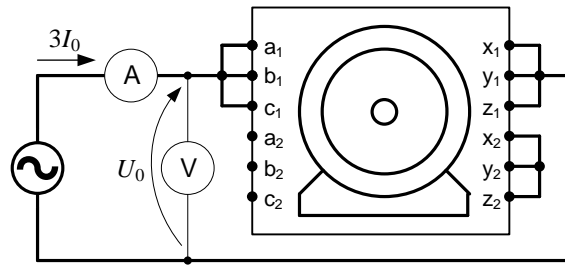
$$R_0 = R_s + \frac{R_{r3}(\omega_1 K_{m31} M/2)}{R_{r3}^2 + \omega_1^2 (L_{lr3} + K_{m31} M/2)^2}, \quad (5.50a)$$

$$L_0 = L_{lss} + L_{lsm} + \frac{K_{m31} M/2 \cdot (R_{r3}^2 + \omega_1^2 L_{lr3} (L_{lr3} + K_{m31} M/2))}{R_{r3}^2 + \omega_1^2 (L_{lr3} + K_{m31} M/2)^2}. \quad (5.50b)$$

Битно је напоменути да вредност L_0 није једнака вредности L_{ls0} дефинисаној у поглављу 2. Параметри R_{r3} и L_{lr3} су еквивалентна отпорност и индуктивност расипања ротора које одговарају нултој компоненти, тј. трећем просторном хармонику поља, и дати су изразима:

$$R_{r3} = C_{31} R_r / 2, \quad (5.51a)$$

$$L_{lr3} = C_{31} L_{lr} / 2, \quad (5.51b)$$



Слика 5.13: Шема веза за мерење нултих параметара машине при напајању једне звезде

где је:

$$C_{31} = \left(\frac{k_{skew1}}{k_1} \cdot \frac{k_3}{k_{skew3}} \right)^2. \quad (5.52)$$

Коефицијенти k_{skew1} и k_{skew3} представљају сачиниоце закошења роторских жлебова за основни и трећи хармоник, респективно, док k_1 и k_3 , према ранијој дефиницији, представљају резултантне навојне сачиниоце намотаја статора. Коефицијент K_{m31} из једначине (5.50) дефинисан је изразом:

$$K_{m31} = \frac{M_3}{M} = \left(\frac{k_3}{3k_1} \right)^2, \quad (5.53)$$

где је M_3 индуктивност магнећења која одговара трећем просторном хармонику, који генерише нулта компонента струје.

Поред xu и нултог теста, потребно је извршити и оглед укоченог ротора. Поступак је аналоган огледу укоченог ротора код трофазних АМ [41], при чему је намотаје 6ФААМ потребно напајати шестофазним системом напона који садрже само компоненте у dq равни. Учестаност напајања при извођењу огледа била је 10 Hz, како би се добиле вредности параметара које одговарају области малих клизања². Из огледа укоченог ротора одређују се отпорност и индуктивност кратког споја, чије су вредности дате следећим изразима:

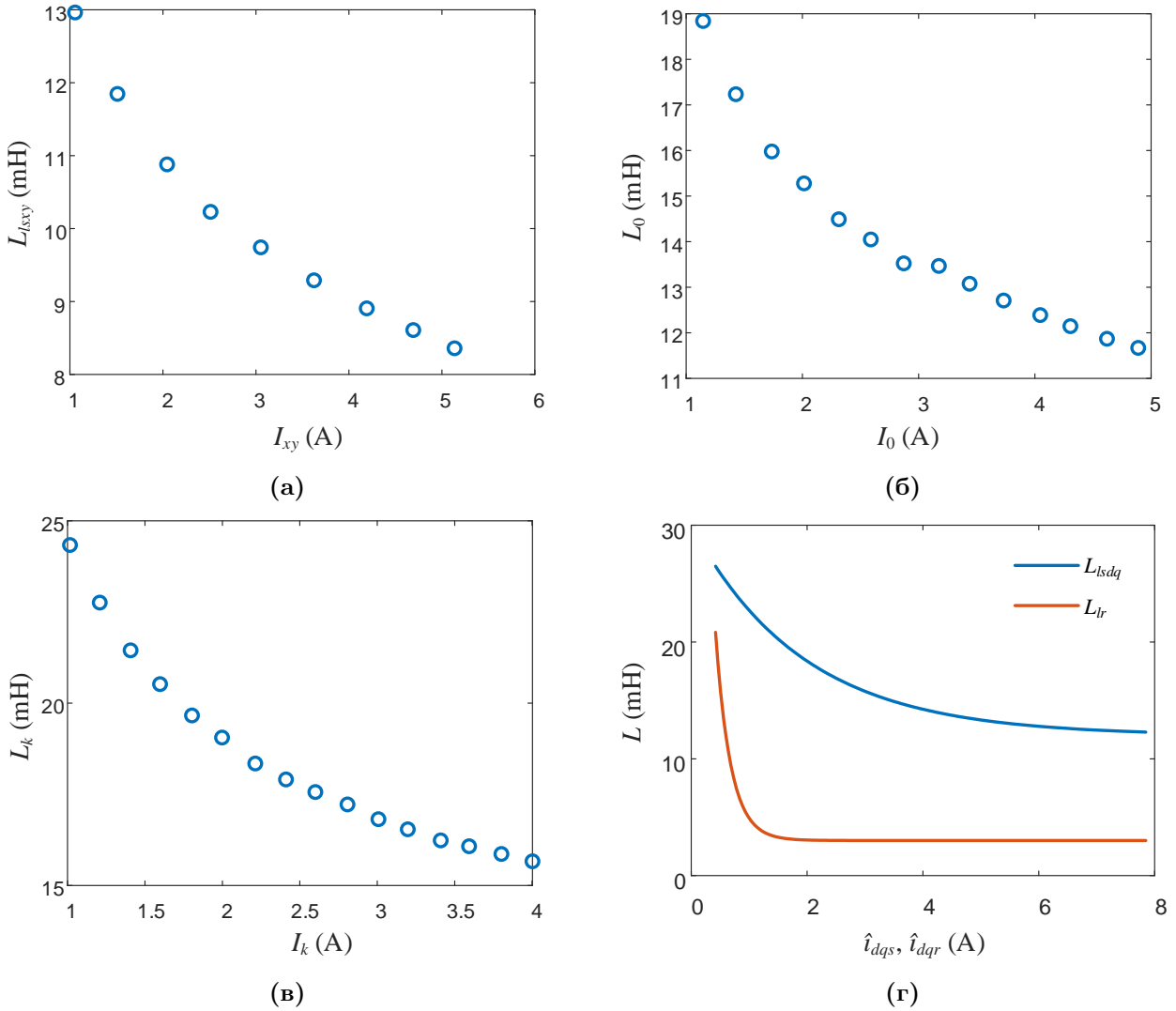
$$R_k = R_s + R_r, \quad (5.54a)$$

$$L_k = L_{lsdq} + L_{lr} = L_{lss} + 2L_{lsm} + L_{lr}. \quad (5.54b)$$

Коефицијенти C_{31} и K_{m31} зависе од параметара машине, тј. од карактеристика статорског намотаја и роторског кавеза. Параметар K_{m31} се добија као резултат прорачуна, али је параметар C_{31} неопходно унапред прорачунати. Ротор коришћене машине је заливен, тако да није било могуће утврдити да ли су и за који угао закошени жлебови ротора. Међутим, показује се да је за практичне вредности закошења $k_{skew1}/k_{skew3} \approx 1$, тако да се може сматрати да је $C_{31} \approx 9K_{m31}$.

На основу експериментално одређених параметара и једначина (5.47)-(5.54), могуће је одредити параметре VSD модела 6ФААМ. Вредности индуктивности L_k , L_0 и L_{lsxy} приказане су на сликама 5.14a-5.14в у функцији ефективних вредности одговарајућих компоненти статорских струја. На основу ових вредности и незасићене индуктивности магнећења одређене у одељку 5.1.5, применом (5.47)-(5.54) одређене су вредности L_{lsdq}

²Извођењем додатних огледа укоченог ротора утврђено је да варијације вредности параметара (улазне отпорности и реактансе) у опсегу од 10 до 50 Hz не превазилазе 20%.



Слика 5.14: Индуктивности 6ФААМ: (а) индуктивност у xy равни, (б) нулта индуктивност, (в) индуктивност кратког споја, (г) индуктивности расипања статора и ротора у dq равни (добијене прорачуном)

и L_{lr} . Ови параметри су затим интерполирани применом одговарајућих аналитичких функција чији су аргументи амплитуде просторних вектора струја статора и ротора, респективно. Добијене криве приказане су на слици 5.14г, а њихова математичка формулација гласи (вредности индуктивности у Н):

$$L_{lsdq}(\hat{i}_{dqs}) = 0.018 \cdot e^{-0.52 \cdot \hat{i}_{dqs}} + 0.012, \quad (5.55a)$$

$$L_{lr}(\hat{i}_{dqr}) = 0.089 \cdot e^{-3.85 \cdot \hat{i}_{dqr}} + 0.003. \quad (5.55б)$$

Може се уочити да индуктивност расипања ротора нагло опада при малим вредностима струје. С обзиром на то да геометрија роторских жлебова није позната, физичка интерпретација овакве зависности не може бити дата са сигурношћу. Најизвесније објашњење је да су жлебови ротора затворени, те да већ при малим вредностима роторских струја долази до значајног засићења горњег дела жлеба (енгл. *slot bridge*) услед флукса расипања ротора [78]. FEM модел у одељку 4.1 формиран је уз претпоставку да су жлебови ротора полуотворени, али облик роторских жлебова није од великог значаја за FEM анализе у овој дисертацији.

Генерално, промена индуктивности расипања услед засићења је сложена функција флукса расипања и главног флукса. Детаљна анализа ове појаве код трофазне АМ дата је у [98]. Моделовање засићења индуктивности расипања није предмет истраживања ове дисертације, али је ова појава код коришћене машине веома изражена, због чега је неопходно да се узме у обзир. Одлучено је да се прибегне поједностављеном приступу и да се претпостави да су индуктивности расипања статора и ротора у dq равни функција само одговарајућих компоненти струја. Овакав приступ неминовно доводи до одступања резултата модела у односу на експерименталне резултате, али је тачност свакако боља него када би се користиле константне вредности индуктивности расипања.

Отпорности намотаја статора и ротора одређене су на основу (5.49) и (5.54а) и износе, при температури од 30°C :

$$R_s = 2.21 \, \Omega, \quad R_r = 1.56 \, \Omega. \quad (5.56)$$

5.3 Промене флуксева услед МРУЗ

Ефекат МРУЗ је препознат и описан у [79]. Детаљнија анализа овог ефекта и његовог утицаја на модел 6ФААМ дата је у поглављу 4. У том поглављу приказани су резултати добијени применом методе коначних елемената који наводе на закључак да постојање струја у xy равни утиче на смањење флукса у dq равни и обрнуто. У овом поглављу су ови закључци експериментално потврђени и предложена је метода за одређивање прираштаја флуксева $\Delta\psi_{dq}$ и $\Delta\psi_{xy}$ дефинисаних у (4.15).

Циљ је да се експериментално утврде вредности промена флуксева у dq и xy равни услед МРУЗ при различитим вредностима струја у ове две равни. Мерења су извршена на експерименталној поставци описаној у поглављу 3 и приказаној на слици 3.10. Потребно је одредити промене флуксева за све комбинације вредности амплитуда струја у dq и xy равни које су елементи вектора \mathbf{I}_{dq} (димензије $1 \times N_{dq}$) и \mathbf{I}_{xy} (димензије $1 \times N_{xy}$), респективно. Елементи ових вектора су амплитуде просторних вектора струје магнетизације у dq равни (\hat{i}_m) и струје у xy равни (\hat{i}_{xy}). Ове струје су дефинисане у (4.16). За сваку од комбинација (\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}), врши се аквизиција таласних облика струја и напона машине. Потребно је извршити укупно $N_{dq} \cdot N_{xy}$ мерења. Након што су сви мерни подаци прикупљени, потребно је над њима извршити обраду како би се одредиле компоненте напона и струја у VSD домену. Затим се, на основу познате вредности отпорности намотаја статора, нумеричком интеграцијом одређују вектори флуксева у dq и xy равни на основу напонских једначина (2.28) и (2.29) као:

$$\vec{\psi}_{dqs}^{m,n}(k) = \frac{1}{N_t} \sum_{\kappa=0}^k \left(\vec{u}_{dqs}^{m,n}(\kappa) - R_s \vec{i}_{dqs}^{m,n}(\kappa) \right) \quad (5.57a)$$

$$\vec{\psi}_{xys}^{m,n}(k) = \frac{1}{N_t} \sum_{\kappa=0}^k \left(\vec{u}_{xys}^{m,n}(\kappa) - R_s \vec{i}_{xys}^{m,n}(\kappa) \right) \quad (5.57b)$$

где је N_t број одбирака таласног облика флукса, $k \in \{1..N_t\}$ редни број посматраног одбирка флукса и $m \in \{1..N_{dq}\}$, $n \in \{1..N_{xy}\}$. Претходни изрази одговарају случају када је брзина заједничког референтног система $\omega_e = 0$. Аналогно поступку описаном у поглављу 4, следећи корак јесте прорачун основних хармоника флуксева за сваку од

комбинација $(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy})$:

$$\psi_{-\zeta,1}^{m,n} = \frac{1}{N_t} \cdot \sum_{k=0}^{N_t-1} \psi_{\zeta}^{m,n}(k) \cdot e^{-\frac{j2\pi}{N_t} k}, \quad (5.58)$$

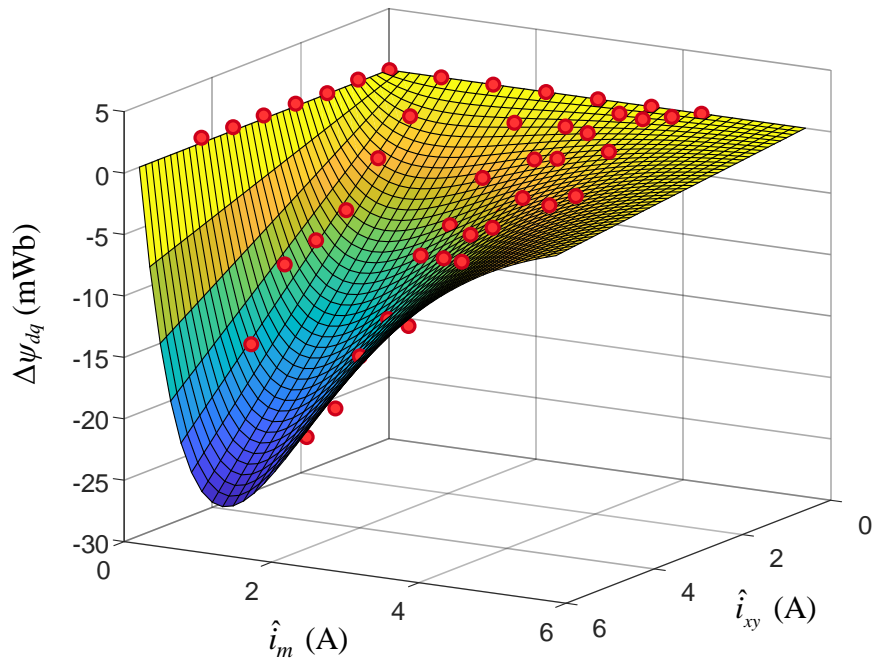
где је ζ ознака посматране равни (dq или xy). Израз (5.58) је по форми веома сличан изразу (4.11), с тим што у (5.58) фигуришу тренутне вредности просторног вектора флуksа, док у (4.11) фигуришу квазистационарне комплексне вредности вектора флуksа добијене FEM прорачуном при различитим фазним ставовима статорских струја, тј. при различитом угаоном положају вектора струје у dq равни. Вредности основних хармоника флуksа прорачунате на основу (5.58) формирају матрице $\psi_{dq,1}$ и $\psi_{xy,1}$ димензија $N_{dq} \times N_{xy}$. Матрице промена вредности флуksа у dq и xy равни услед ефекта МРУЗ одређују се применом једначина (4.12)-(4.13). При томе је неопходно да почетни елементи вектора \mathbf{I}_{dq} и \mathbf{I}_{xy} буду једнаки нули. У конкретном случају, извршено је 49 мерења, за по 7 вредности амплитуда струја у dq и xy равни. Промене флуksа у dq и xy равни услед МРУЗ приказане су на слици 5.15. Како би се омогућила имплементација ових зависности у модел 6ФААМ, извршено је фитовање експериментално добијених резултата одговарајућим аналитичким функцијама:

$$\Delta\psi_{dq}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) = -0.304\hat{i}_{xy} \cdot \left(e^{-0.856\hat{i}_m} - e^{-0.909\hat{i}_m} \right), \quad (5.59a)$$

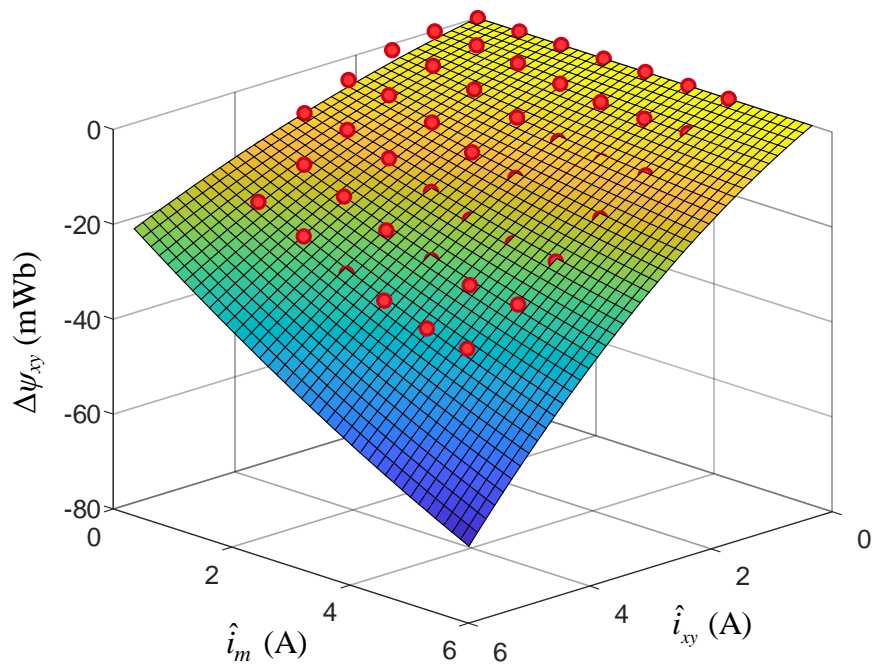
$$\Delta\psi_{xy}(\hat{i}_m, \hat{i}_{xy}) = \left(-0.054\hat{i}_{xy} - 0.007\hat{i}_{xy}^2 \right) \cdot \left(0.042 + 0.018\hat{i}_m - 0.0006\hat{i}_m^2 \right). \quad (5.59b)$$

Може се уочити да су дијаграми на слици 5.15 квалитативно веома слични онима добијеним применом FEM анализе и приказаним на слици 4.4. Према томе, овим резултатима експериментално су потврђени закључци у вези са природом утицаја МРУЗ на флуksе у dq и xy равни изведени на основу FEM анализе у поглављу 4. Треба напоменути и да је у оквиру промене флуksа у xy равни имплицитно уважена и промена индуктивности у xy равни приказана на слици 5.14a. С обзиром на то, при моделовању 6ФААМ индуктивност L_{lsxy} има константну (незасићену) вредност, а целокупан утицај засићења у xy равни обухваћен је променом флуksа $\Delta\psi_{xy}$.

У оквиру приказане анализе предложен је експериментални поступак за квантификацију утицаја МРУЗ и дата је аналитичка формулација која омогућава његову имплементацију у модел 6ФААМ. Предложени оглед може се учинити ефикаснијим и једноставнијим за извођење применом струјне регулације и аутоматизацијом задавања вредности референтних струја и аквизиције мерених сигнала. На тај начин била би могућа реализација већег броја мерења за краће време. Ефикасност извођења огледа је нарочито значајна због интензивног загревања намотаја при истовременом постојању струја вредности блиских називној у dq и xy равни. Анализу тачности представљене методе за мерење промена флуksа, попут оне спроведене за методу А у поглављу 5.1, није могуће извршити, с обзиром на то да се ради о параметрима који до сада нису примењивани при моделовању 6ФААМ и који су први пут квантификовани у овој дисертацији. Тачност методе проверена је у поглављу 6, поређењем резултата МРУЗ модела са експерименталним резултатима.



(a)



(б)

Слика 5.15: Промене компоненти флукса у: (а) dq , (б) xy равни услед МРУЗ (експериментални резултати); црвене тачке означавају вредности добијене на основу мерења

Поглавље 6

Верификација модела

Нелинеарни VSD модел 6ФААМ, који уважава засићење на путу главног и расутог флукса и ефекат МРУЗ, дат је једначинама (4.14)-(4.19), (2.26) и (2.8). У претходном поглављу описане су методе за мерење параметара модела и дате њихове вредности, укључујући и нелинеарне параметре који су последица засићења на путу главног флукса, флукса расипања и МРУЗ. У овом поглављу описана је софтверска имплементација предложеног модела и извршено поређење резултата модела са експерименталним резултатима. Како би се јасно нагласиле предности новог модела у односу на постојеће, истовремено је извршено и његово поређење са резултатима линеарног модела и модела који уважава засићење на путу главног флукса, али не и ефекат МРУЗ. Сви резултати приказани у овом поглављу односе се на прототип 6ФААМ снаге 1.5 kW описан у поглављу 3.

6.1 Имплементација модела

Сви коришћени модели имплементирани су у програмском пакету *Matlab*. Програм је организован на следећи начин:

- (i) уношење вредности параметара модела;
- (ii) задавање вредности улазних величина;
- (iii) решавање система диференцијално-алгебарских једначина (ДАЈ) 6ФААМ;
- (iv) анализа и обрада излазних података.

Параметри модела укључују све параметре дефинисане у одељцима 2.2.2 и 4.3. Вредности параметара су експериментално утврђене и дате су у поглављу 5. Вредности момента инерције и коефицијента фрикције до сада нису наведене, и оне износе $J = 0.002 \text{ kg m}^2$ и $k_f = 0.003 \text{ Nm/(rad/s)}$. За потребе моделовања и симулације, мерене вредности индуктивности магнећења добијене применом методе А (приказане на слици 5.12а) потребно је апроксимирати аналитичком функцијом. Најбоља апроксимација постигнута је применом двосегментне аналитичке функције облика предложеног у [99]:

$$M(\hat{i}_m) = \begin{cases} 0.2546, & \hat{i}_m < 0.68 \text{ A} \\ \left(1.645\hat{i}_m + 1.695 + 0.7576/\hat{i}_m\right)^{-1}, & \hat{i}_m \geq 0.68 \text{ A} \end{cases} \quad (6.1)$$

У случају анализе рада машине у режиму СПАГ, параметри укључују и вредности капацитивности кондензатора за самопобуду и импеданси оптерећења. Те вредности дате су у одељку 6.2.2. Улазне величине модела су напони напајања намотаја машине и момент оптерећења (за моторни режим) или брзина обртања ротора (за генераторски режим).

Систем једначина којима је описан 6ФААМ представља систем нелинеарних ДАЈ. Наиме, потребно је паралелно решавати:

- систем диференцијалних једначина напонске равнотеже (4.14) са флуксевима као променљивим стања,
- електромеханичку диференцијалну једначину кретања ротора (2.8) и диференцијалну једначину за угао ротора (2.7),
- систем алгебарских једначина које дају везу између флуксева и струја намотаја (4.18). Овај систем је нелинеаран јер су коефицијенти који фигуришу у њима (индуктивности расипања и магнећења и промене флуксева) функције струја у dq и xu равни и
- алгебарску једначину за електромагнетски момент машине (2.26).

Једначине модела у овој форми односе се на моторни режим рада, тачније, на случај када се машина напаја из независног напонског извора. Како би се симулирао рад машине у режиму СПАГ, потребне су додатне диференцијалне једначине за прорачун напона на крајевима генератора. Ове једначине дате су у одељку 6.2.2. У свим анализираним случајевима, приказане величине статора у dq равни одговарају стационарном систему оса. Другим речима, примењена је матрица трансформације (2.14) са $\theta_s = 0$. За потребе имплементације модела 6ФААМ коришћена је *Matlab* функција `ode15s` која је намењена нумеричком решавању система ДАЈ са променљивим кораком интеграције.

Поред описаног динамичког модела, имплементиран је и модел за анализу устаљених стања. Овај модел је користан јер значајно скраћује трајање прорачуна када је потребно одредити само радне величине машине у устаљеном стању. Модел за устаљено стање чине:

- напонске једначине за устаљено стање (2.32) и (2.33),
- једначине за флукसेве (4.18), модификоване тако да у њима фигуришу устаљене вредности просторних вектора струја и флуксева,
- једначина за електромагнетски момент (2.34) и
- једначина равнотеже момената (2.36).

Модел за устаљено стање дат је у форми система нелинеарних алгебарских једначина који се решава применом *Matlab* функције `lsqnonlin`. Улазне величине модела за анализу устаљених стања су ефективне вредности, фазни ставови и учестаност фазних напона и момент оптерећења или брзина обртања ротора (клизање).

Ради поређења, поред предложеног МРУЗ модела, имплементирана су још два модела: VSD модел са константним вредностима параметара (у даљем тексту “линеарни модел”), описан једначинама у одељку 2.2.2, и VSD модел који уважава засићење на путу главног флукса и на путевима расутог флукса, али не и ефекат МРУЗ (у даљем

тексту “засићени VSD модел”). Код линеарног модела, вредности свих индуктивности су константне, при чему индуктивност магнећења има вредност која одговара номиналној вредности струје магнећења, а индуктивности расипања имају вредности које одговарају називној вредности струје. Номинална вредност струје магнећења одговара струји празног хода при номиналном напону и износи $\hat{i}_{mn} = 2.61$ А. Код засићеног модела, индуктивности магнећења и расипања одређују се на исти начин као код МРУЗ модела, на основу нелинеарних зависности (6.1) и (5.55).

6.2 Резултати симулације

У овом одељку приказани су резултати симулације устаљених стања и прелазних процеса 6ФААМ. Приказани су резултати добијени применом МРУЗ модела, линеарног и засићеног VSD модела и експериментални резултати добијени мерењима на прототипу 6ФААМ. Поређењем ових резултата демонстрирана је валидност предложеног МРУЗ модела и истакнуте његове предности у односу на постојеће моделе.

6.2.1 Модел за устаљено стање

Најпре су приказани резултати модела за анализу устаљених стања. У том циљу, вршена су мерења напона и струја 6ФААМ у моторном радном режиму, при различитим вредностима механичког оптерећења и константним вредностима напона у dq и xy равни. Вредност момента оптерећења је подешавана помоћу кочнице са магнетним прахом (погледати поглавље 3). Поред струја и напона, мерена је и брзина обртања, с обзиром на то да је за прорачун величина у устаљеном стању потребно познавати вредност клизања. Измерене вредности напона и клизања коришћене су као улазне величине приликом прорачуна. Разматрана су четири карактеристична сценарија:

- 1) напони напајања садрже само компоненте у dq равни, машина је незасићена;
- 2) напони напајања садрже компоненте у dq и xy равни, машина је незасићена;
- 3) напони напајања садрже само компоненте у dq равни, машина је засићена;
- 4) напони напајања садрже компоненте у dq и xy равни, машина је засићена.

Вредности напона напајања у dq и xy равни дате су у табели 6.1. Машина се сматра незасићеном при вредностима напона значајно мањим од називне, док се засићеном сматра при вредностима напона једнаким називној или већим. Према табели 6.1, амплитуда просторног вектора напона у dq равни износила је 85 V у сценаријима 1 и 2, док је

Табела 6.1: Компоненте напона напајања 6ФААМ у анализираним сценаријима

Сценарио	Амплитуда просторног вектора напона	
	dq раван	xy раван
1)	85 V	/
2)	85 V	12 V
3)	180 V	/
4)	180 V	16 V

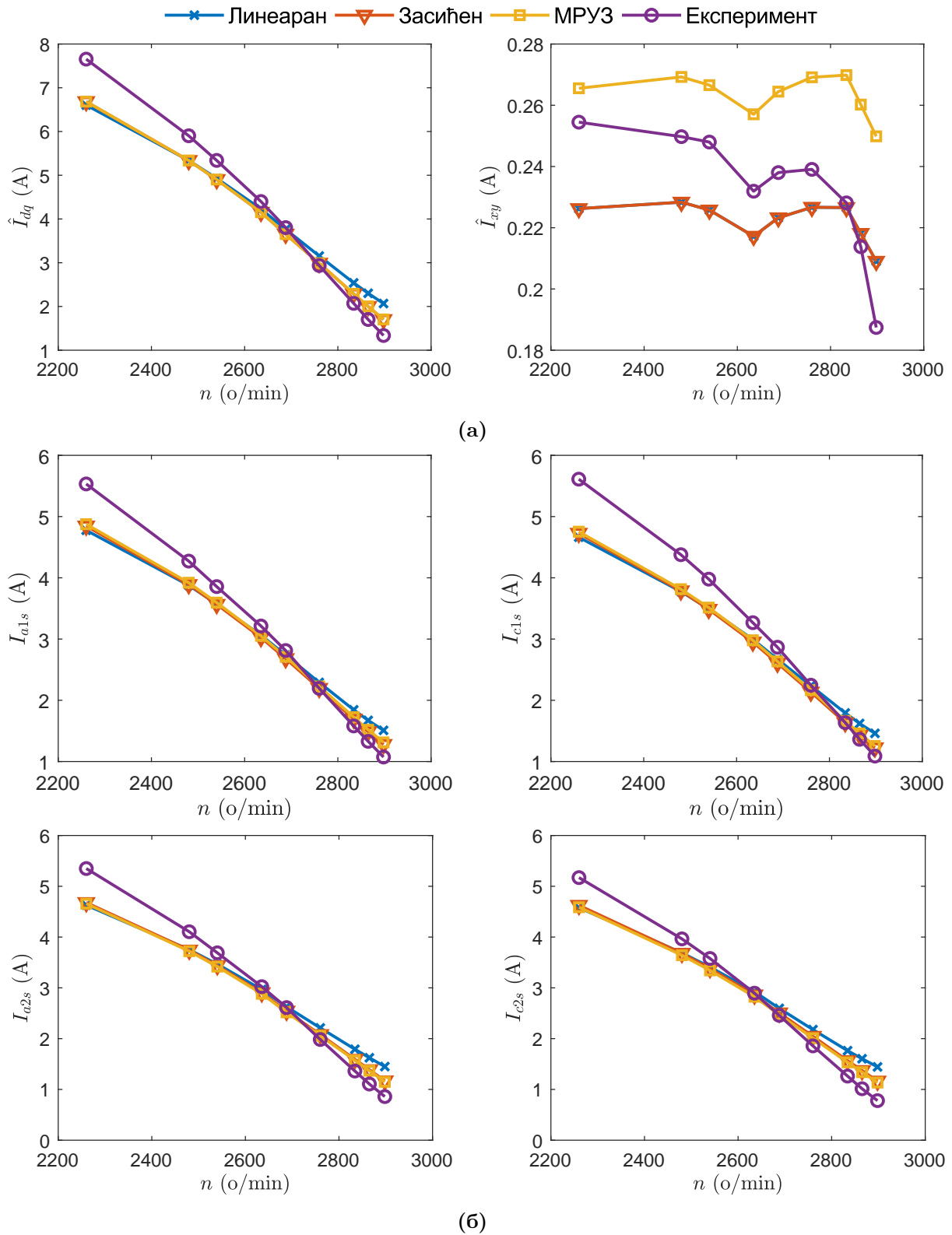
у сценаријима 3 и 4 ова вредност износила 180 V. Поређења ради, амплитуда вектора напона у dq равни при називној вредности напона по фази износи $\sqrt{2}U_{nf} = 168$ V.

Резултати симулације и експеримента за сценарије 1-4 приказани су на сликама 6.1-6.4. Приказани резултати укључују амплитуде просторних вектора струја у VSD домену и ефективне вредности фазних струја. Треба нагласити да мале вредности струја у xy равни постоје и у сценаријима 1 и 3 (слике 6.1а и 6.3а), без обзира на то што у тим режимима референтни напони не садрже xy компоненте. Присуство компоненти струја у xy равни је последица несавршености намотаја, што доводи до несиметрије у фазним струјама двеју трофазних звезда. Ова појава је уочена и анализирана у [100], док је у [101] предложен алгоритам за струјну регулацију 6ФААМ који обезбеђује нулте вредности струја у xy равни. Управљање инвертором у овој дисертацији вршено је без повратне спреге по струји (*open-loop*), тако да је присуство струја у xy равни неизбежно. Несиметрија струја доводи до несиметрије напона, који услед тога такође садрже компоненту у xy равни. С обзиром на то да су у прорачуну за устаљено стање као улазне величине коришћене мерене вредности напона¹, компоненте струја у xy равни присутне су и у резултатима симулација за сценарије 1 и 3.

Резултати добијени за сценарио 1 приказани су на слици 6.1. Вредности струја прорачунате на основу сва три модела су веома приближне при великим оптерећењима, тј. при великим вредностима клизања. Мале разлике између резултата засићеног и МРУЗ модела у односу на линеарни модел при великим клизањима последица су засићења на путу флуksа расипања, које није уважено код линеарног модела. При малим вредностима клизања, вредности струје у dq равни и фазних струја прорачунате применом линеарног модела веће су од одговарајућих вредности добијених на основу засићеног и МРУЗ модела. С обзиром на то да је линеарни модел формиран користећи константну засићену вредност индуктивности магнећења, јавља се грешка у прорачуну струје магнећења при вредностима напона мањим од називне, што је случај код сценарија 1. Вредност струје у xy равни коју даје МРУЗ модел је већа од вредности добијених применом засићеног и линеарног модела, с обзиром на то да моделовање ефекта МРУЗ укључује нелинеарне феномене у xy равни. Струје у xy равни у сценарију 1 су, као што је претходно наглашено, последица несавршености намотаја.

Резултати који одговарају сценарију 2 приказани су на слици 6.2. Као и код сценарија 1, вредности струја у dq равни су блиске у области великих клизања, док се приметнија разлика између резултата линеарног модела у односу на засићени и МРУЗ модел јавља при малим клизањима, услед коришћења константне засићене вредности индуктивности магнећења код линеарног модела. Предност МРУЗ модела у односу на засићени и линеарни модел долази до изражаја када се посматра струја у xy равни и фазне струје. Вредности струја у xy равни добијене применом МРУЗ модела су најприближније експериментално добијеним вредностима, захваљујући уважавању засићења на путу флуksа у xy равни. Сходно томе, и вредности фазних струја прорачунатих применом МРУЗ модела су најприближније експериментално добијеним вредностима. Треба нагласити да у овом случају, строго гледано, није реч о ефекту МРУЗ, с обзиром на то да је код сценарија 2 магнетско коло на путу главног флуksа слабо засићено. Повећање xy компоненте струје код МРУЗ модела у односу на линеарни и засићени модел у овом случају је последица засићења магнетског кола само услед компоненте флуksа у xy равни. Ова појава се може уочити на слици 5.15б за $\hat{i}_m = 0$. Захваљујући уважавању овог ефекта, вредности струја у xy равни и фазних струја добијене применом МРУЗ модела значајно су приближније експерименталним резултатима у односу на вредности

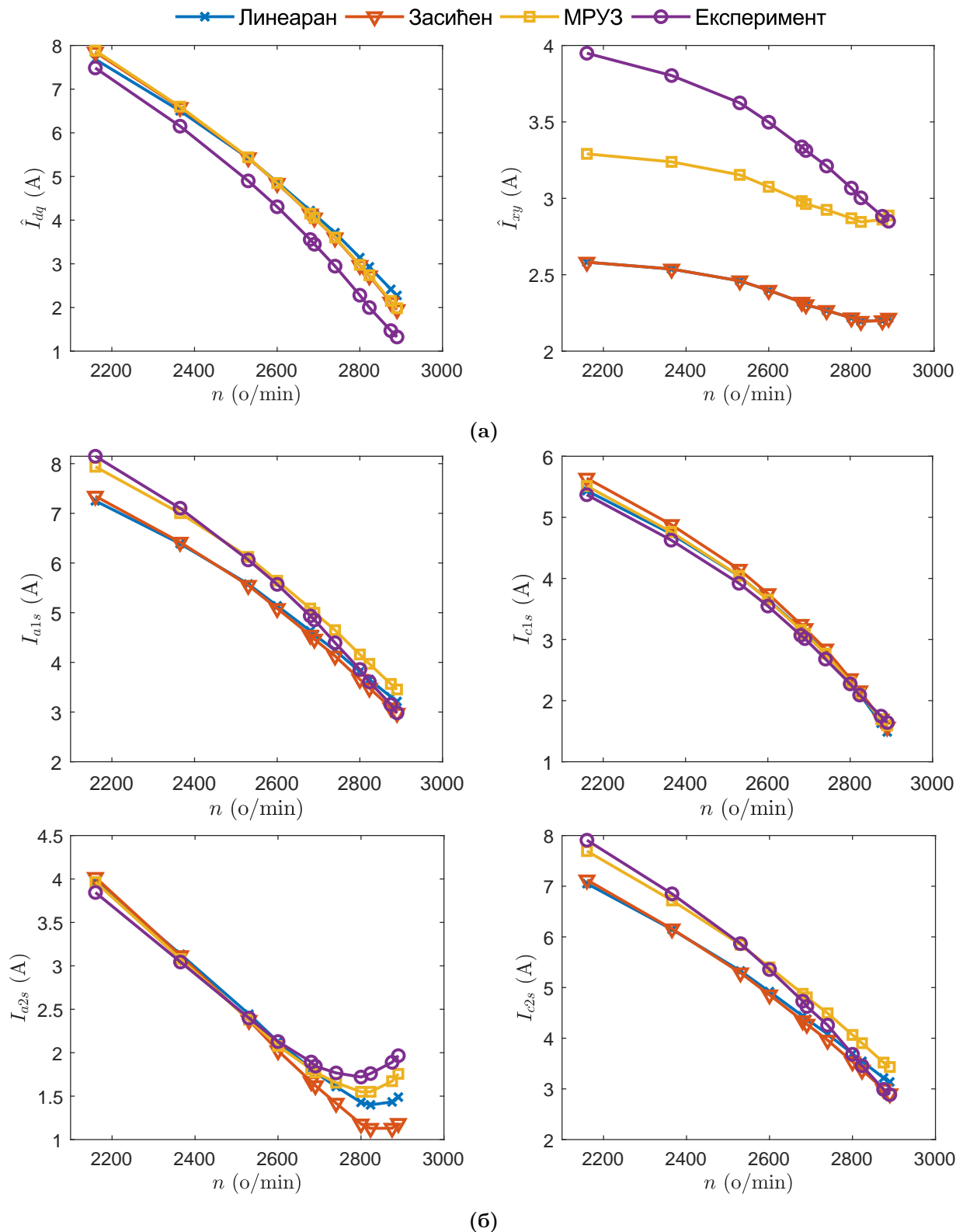
¹При мерењима у устаљеном стању, коришћена је додатна аквизициона картица за мерење фазних напона 6ФААМ.



Слика 6.1: Струје 6ФААМ, сценарио 1: (а) амплитуде просторних вектора VSD компоненти, (б) ефективне вредности по фази

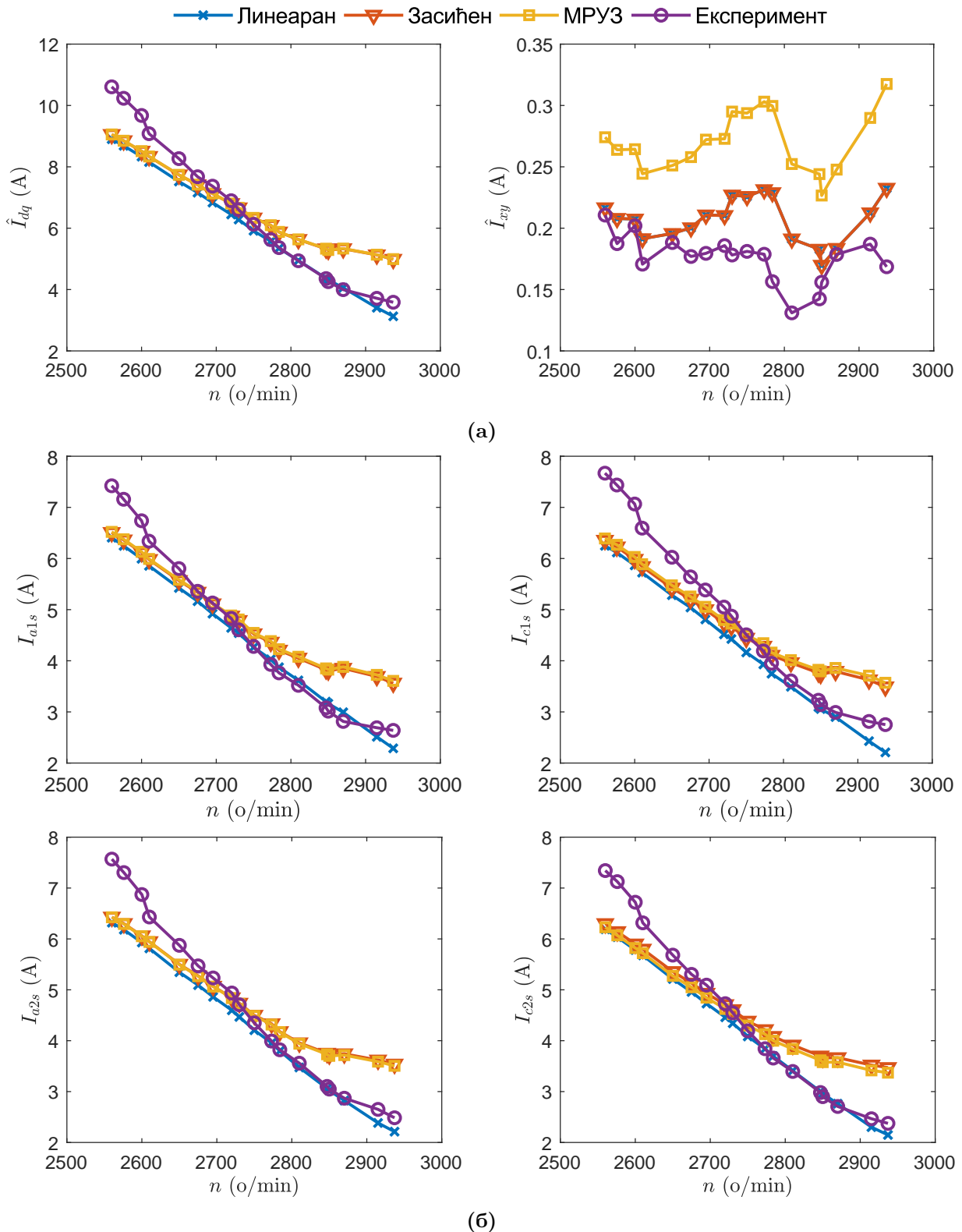
добијене применом линеарног и засићеног модела.

Резултати који одговарају сценарију 3 приказани су на слици 6.3. У овом случају су резултати добијени применом засићеног и МРУЗ модела веома блиски међусобно, док су вредности струја добијене применом линеарног модела приметно мање. Зависности струја од брзине обртања при примени засићеног и МРУЗ модела сличне су експери-



Слика 6.2: Струје 6ФААМ, сценарио 2: (а) амплитуде просторних вектора VSD компоненти, (б) ефективне вредности по фази

ментално добијеним зависностима, док су при примени линеарног модела ове зависности приближно линеарне. Највећа разлика се примећује при малим клизањима, када главни флуks у машини има значајне вредности, услед чега долази до повећања струје магнетнећа услед појаве засићења. Одступање вредности струја добијених применом засићеног и МРУЗ модела од експерименталних резултата последица је одступања стварних

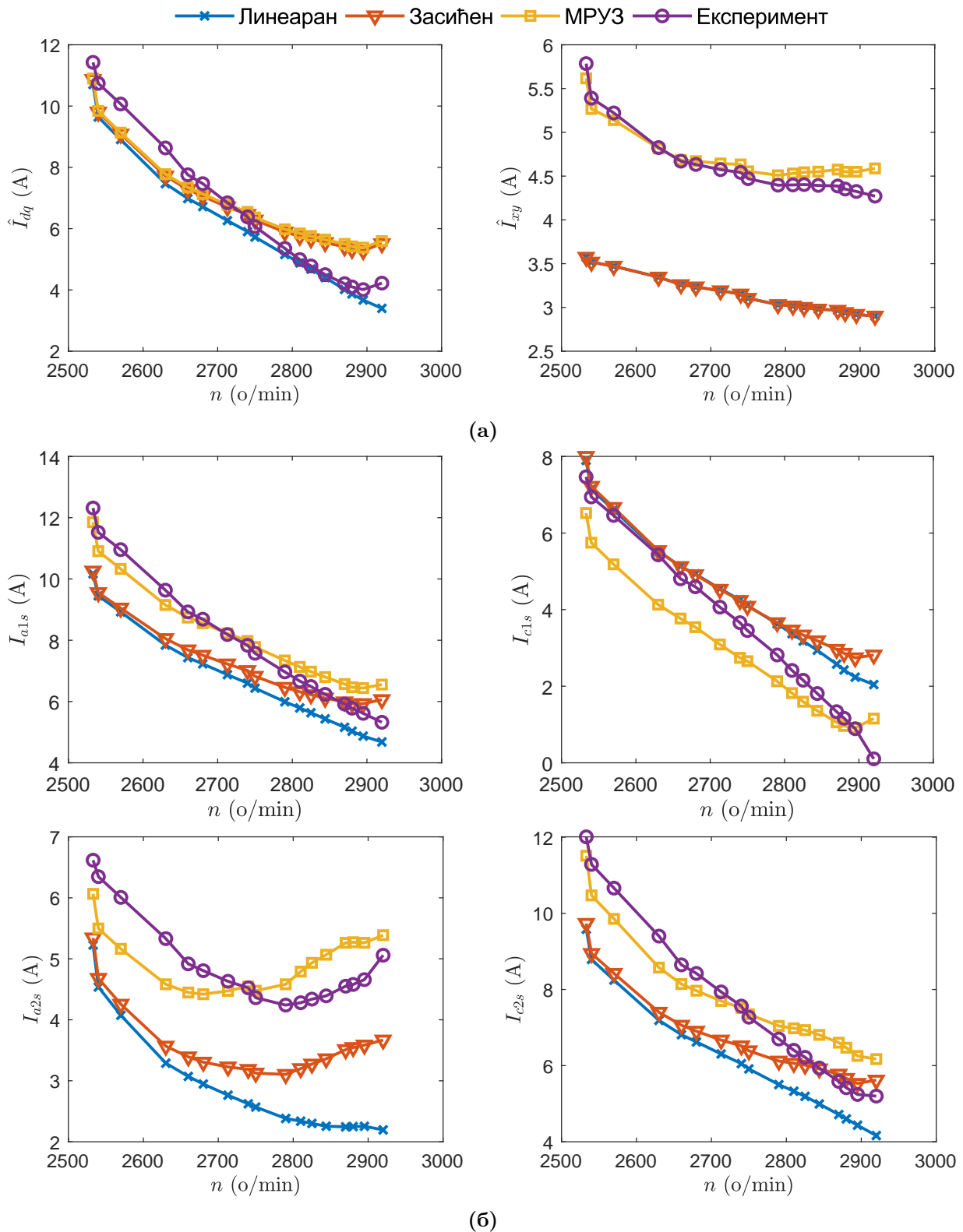


Слика 6.3: Струје 6ФААМ, сценарио 3: (а) амплитуде просторних вектора VSD компоненти, (б) ефективне вредности по фази

вредности отпорности намотаја од оних датих у (5.56), а услед пораста температуре при великим оптерећењима. Додатни узроци одступања резултата јесу систематска грешка методе за мерење индуктивности магнећења (погледати одељак 5.1.2) и недовољно прецизно уважавање засићења индуктивности расипања. Комбинација ових фактора је узрок наизглед боље прецизности линеарног модела при малим клизањима, што не

треба интерпретирати као инхерентну предност линеарног модела. Струје у xy равни су, као и код сценарија 1, последица несавршености намотаја.

Резултати који одговарају сценарију 4 приказани су на слици 6.4. Предности МРУЗ модела у односу на линеарни и засићени модел у овом режиму највише долазе до изражаја. Вредност струје у xy равни добијена применом МРУЗ модела веома је блиска



Слика 6.4: Струје 6ФААМ, сценарио 4: (а) амплитуде просторних вектора VSD компоненти, (б) ефективне вредности по фази

експерименталним резултатима. Засићени и МРУЗ модел дају приближно исте резултате за струју у dq равни, што је очекивано, с обзиром на релативно мали процентуални утицај ефекта МРУЗ на флукс у dq равни (погледати слике 4.4а и 4.5). Слично сценарију 3, линеарни модел даје вредности струје у dq равни нешто приближније експерименталним у односу на засићени и МРУЗ модел при малим клизањима, услед грешке методе за мерење индуктивности магнећења и начина моделовања засићења на путевима флукса расипања у dq равни. Посматрањем ефективних вредности фазних струја, може се закључити да МРУЗ модел даје резултате најприближније експерименталним. Утицај промене отпорности намотаја услед пораста температуре у овом случају је уважен тако што је отпорност статора у свакој радној тачки естимирана применом (5.49), за вредности компоненти напона и струја у xu равни које одговарају тој радној тачки. Ово није било могуће у сценаријима 1 и 3, с обзиром на то да у тим случајевима напон напајања није садржао xu компоненту.

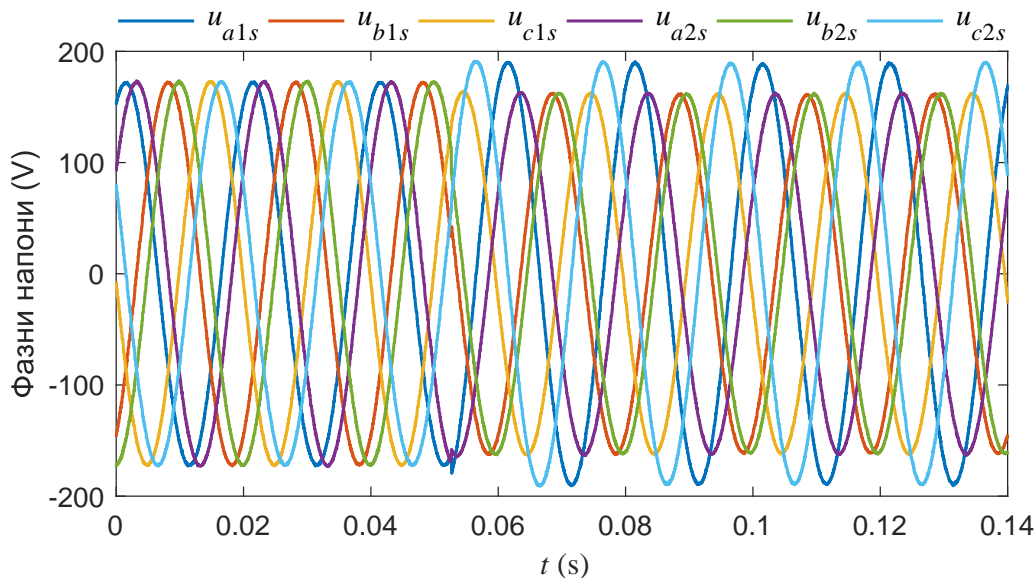
Анализиран је рад 6ФААМ у моторном режиму рада, при различитим условима напајања и различитим вредностима момента оптерећења. За сваки од режима извршено је поређење између резултата линеарног, засићеног и МРУЗ модела и експерименталних резултата. Утврђено је да МРУЗ модел, са вредностима параметара одређеним у поглављу 5, даје резултате најприближније експерименталним. Извесна одступања резултата МРУЗ модела у односу на експерименталне резултате могу се приписати грешкама методе за одређивање индуктивности магнећења (погледати одељак 5.1.2) и недовољно прецизном моделовању засићења индуктивности расипања (погледати одељак 5.2). И поред тога, МРУЗ модел представља значајно побољшање у односу на постојеће моделе, нарочито су у радним режимима са израженим засићењем магнетског кола и неуравнотеженим напајањем.

6.2.2 Динамички модел

У овом одељку приказани су резултати добијени применом динамичког модела 6ФААМ. Најпре ће бити приказани резултати који одговарају прелазном процесу наглог повећања компоненте напона у xu равни у моторном режиму рада. Након тога ће бити приказани резултати који одговарају раду 6ФААМ у режиму СПАГ. Анализирани режими укључују прелазни процес успостављања напона на крајевима неоптерећеног СПАГ и рад СПАГ са несиметричним оптерећењем.

Дијаграми који одговарају наглом повећању компоненте напона у xu равни у моторном режиму рада приказани су на сликама 6.5-6.8. На слици 6.5 приказани су таласни облици фазних напона мотора. Додавање xu компоненте напона врши се у тренутку $t = 0.053$ s. С обзиром на ограничен број канала А/D конвертора, могуће је симултано мерење само два фазна напона. Као што је наглашено у поглављу 3, у оквиру управљачког алгорита извршена је компензација мртвог времена транзистора, тако да се вредности излазних напона претварача могу веома добро проценити на основу референтних вредности и мерене вредности напона једносмерног међукола. У циљу поређења резултатата експеримента и симулације, таласни облици напона приказани на слици 6.5 коришћени су као улазне величине динамичког модела.

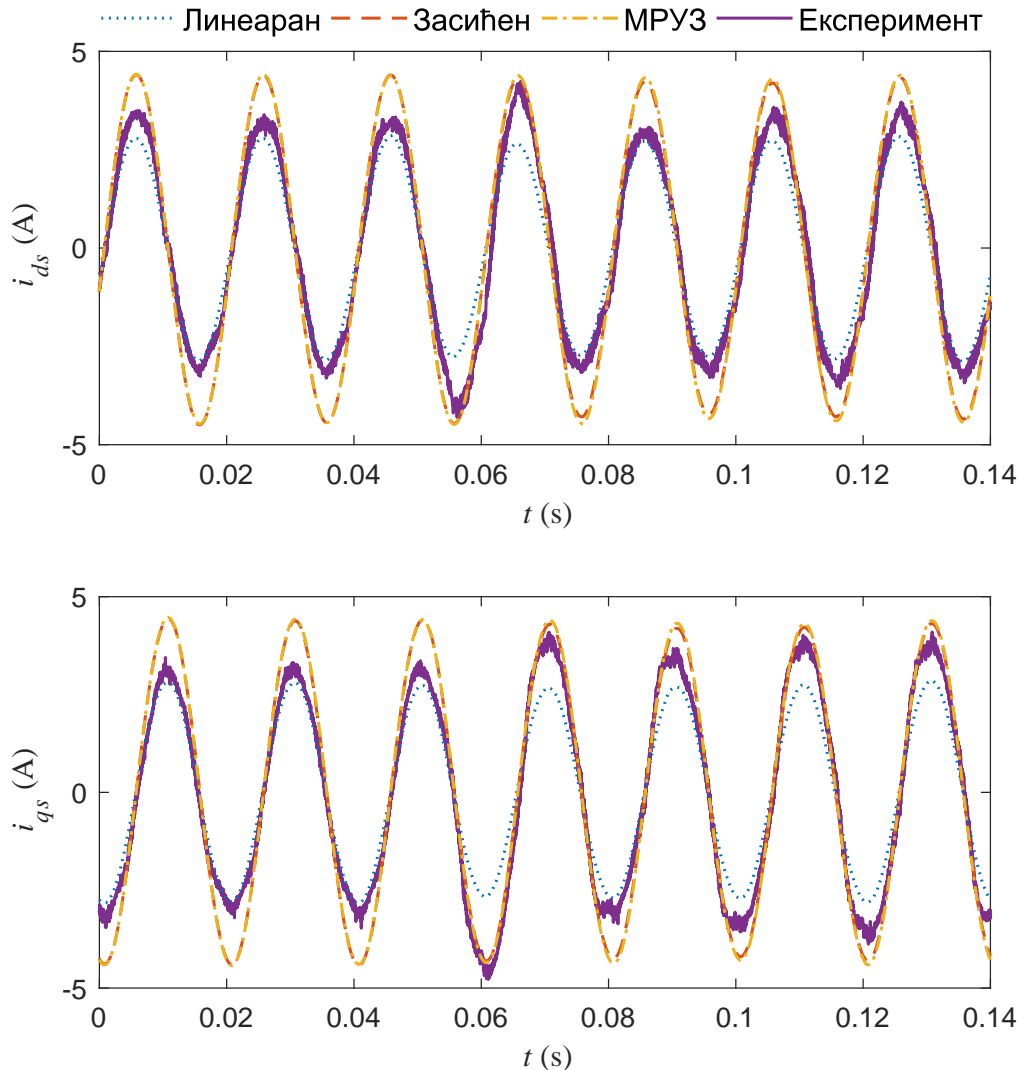
Струје мотора у d и q оси пре и после наглог додавања xu компоненте напона приказане су на слици 6.6. Као што се могло очекивати, засићени и МРУЗ модел дају веће вредности струја у односу на линеарни модел. Вредности струја добијене применом МРУЗ модела су нешто веће у односу на оне добијене применом засићеног модела у интервалу после додавања xu компоненте напона, услед ефекта МРУЗ који постаје



Слика 6.5: Напони напајања мотора при наглом повећању напона у xy равни (референтне вредности)

изражен при постојању xy компоненте струје. Вредности струја у d и q оси добијене применом засићеног и МРУЗ модела су нешто веће од експериментално добијених вредности. Фактори који утичу на ово одступање су систематска грешка при естимацији индуктивности магнећења услед међусобних индуктивности расипања, недовољно прецизно моделовање засићења индуктивности расипања, као и извесне разлике између намотаја у електромагнетском смислу услед несавршеног извођења. Посматрањем таласних облика добијених мерењем на експерименталној поставци може се уочити да, услед довођења xy компоненте напона, долази до повећања вредности струја у d и q оси, нарочито током трајања прелазног процеса. Овај феномен није присутан ни код једног од разматраних модела. У случају МРУЗ модела постоји извесно повећање компоненте струје у dq равни услед ефекта МРУЗ, али у значајно мањој мери у односу на експерименталне таласне облике. На основу досадашњих сазнања, не може се са сигурношћу утврдити због чега повећање струја у d и q оси није адекватно квантификовано применом МРУЗ модела. Оправдано је претпоставити да је узрок томе занемарење утицаја струје у xy равни на смањење индуктивности расипања статора у dq равни, али ће за проверу те претпоставке бити неопходно додатно истраживање.

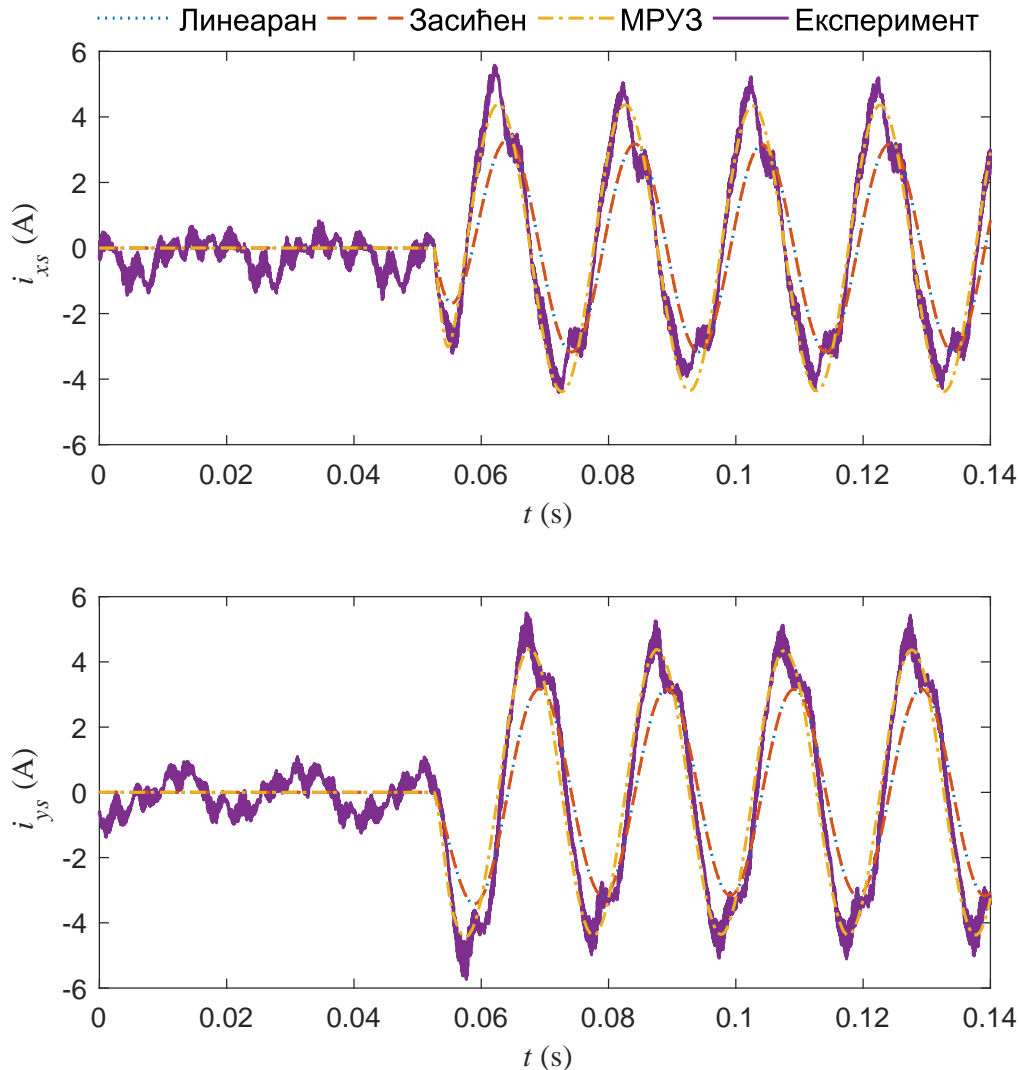
Струје мотора у x и y оси пре и после наглог додавања xy компоненте напона приказане су на слици 6.7. У овом случају може се уочити да линеарни и засићени модел дају идентичне вредности струја у xy равни, док МРУЗ модел резултује већим вредностима струја, услед уважавања ефекта МРУЗ. Вредности струја у x и y оси добијене на основу МРУЗ модела веома се добро поклапају са струјама добијеним мерењем. Предност МРУЗ модела у односу на линеарни и засићени манифестује се у бољој естимацији амплитуде и фазе компоненти струја у xy равни. Посматрањем експерименталних таласних облика уочава се да струје у xy равни постоје и пре додавања xy компоненте напона. Као што је раније дискутовано, постојање основног хармоника струја у xy равни је последица извесне разлике између фаза у електромагнетском смислу услед несавршеног извођења намотаја, због чега ова појава није могла бити уважена у оквиру модела. За разлику од анализе устаљених стања дате у одељку 6.2.1, код динамичког модела су као улазне величине коришћени референтни напони, код којих није присутна несиметрија услед несавршености намотаја. Због тога су вредности струја у xy равни добијене прорачуном једнаке нули пре додавања xy компоненте напона. Треба напоменути и да



Слика 6.6: Струје мотора у d и q оси при нагом повећању напона у xu равни

засићење магнетског кола доводи до појаве виших хармоника фазних струја, од којих се неки (код 6ФААМ доминантно пети и седми) манифестују као компоненте у xu равни. Изобличење струја код вишефазних машина услед засићења магнетског кола на путу главног флукса детаљно је образложено у [74], док је утицај ове појаве на индуковање компоненти струја у xu равни анализиран у [38]. Уважавање утицаја засићења на појаву виших хармоника струја превазилази област истраживања ове дисертације. Таква анализа захтевала би извођење додатних огледа и познавање конструкционих података машине [5]. Овакав модел би у пракси било тешко формирати, с обзиром на то да су ови подаци најчешће недоступни.

Таласни облици фазних струја 6ФААМ приказани су на слици 6.8. Може се констатовати да примена МРУЗ модела резултује бољом проценом фазних струја у односу на линеарни и засићени модел. Предност МРУЗ модела изражена је током трајања прелазног процеса и у новом устаљеном стању у ком су присутне xu компоненте напона и струје. Прецизност МРУЗ модела је додатно истакнута помоћу увећаних детаља на слици 6.8. У случају струје i_{c1s} се може уочити значајније одступање вредности струја које сва три модела дају у односу на експериментално добијени таласни облик. Ово је последица чињенице да је основни хармоник ове струје мали, те су у том случају

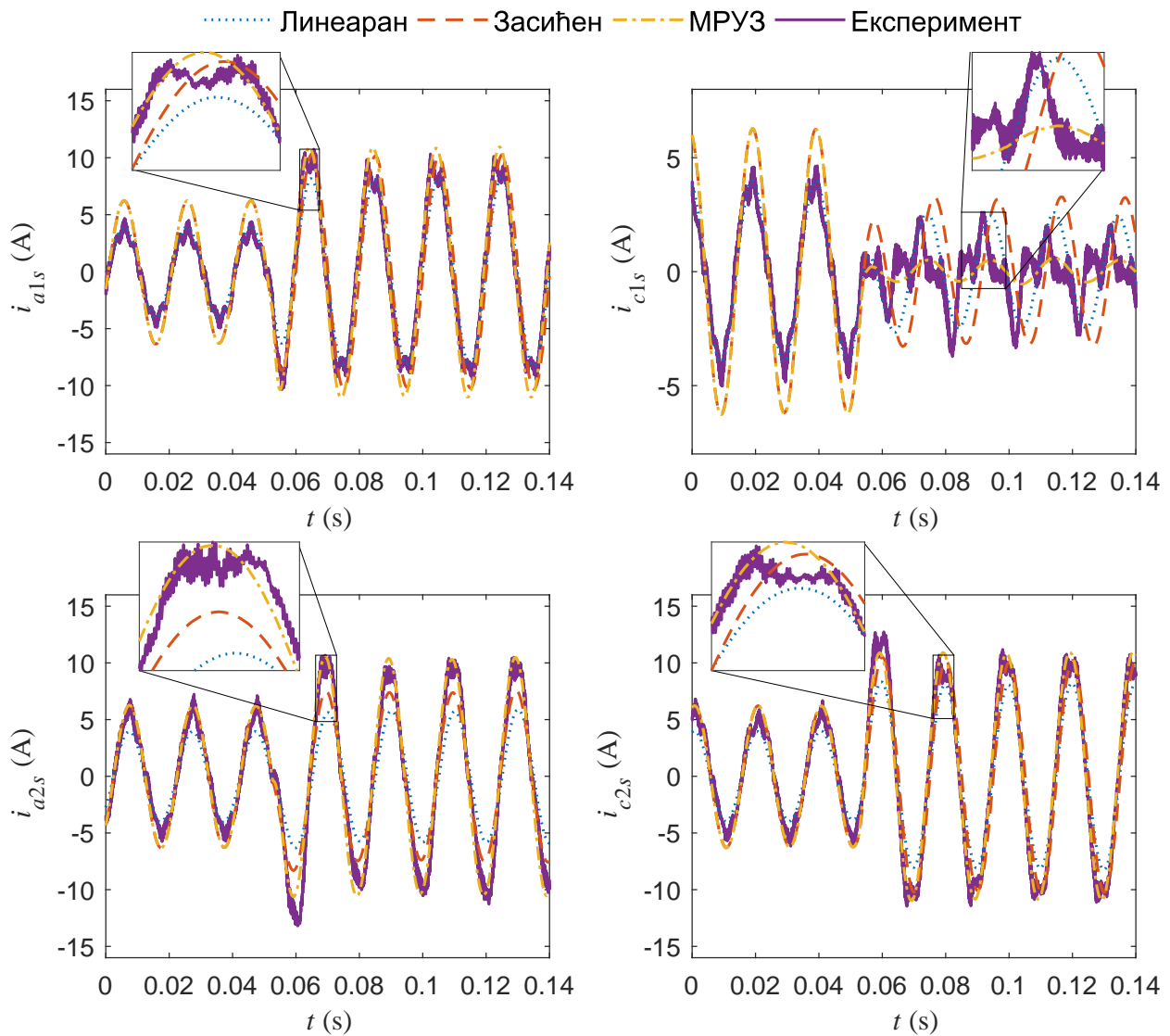


Слика 6.7: Струје мотора у x и y оси при наглом повећању напона у xu равни

доминантни виши хармоници струја, који нису обухваћени ниједним од разматраних модела.

Предности МРУЗ модела и тачност предложених метода за одређивање параметара бФААМ до сада су демонстриране на примеру рада бФААМ у устаљеном стању и у прелазном режиму изазваном наглим повећањем компоненте напона у xu равни. Све досадашње анализе односиле су се на рад бФААМ у моторном режиму. Када је реч о моделима асинхроних машина који уважавају засићење магнетског кола, од интереса је анализирати рад машине у режиму СПАГ. Режим СПАГ је карактеристичан јер захтева уважавање засићења, с обзиром на то да је самопобуђивање асинхроне машине могуће управо захваљујући појави засићења. У наставку је дата шема веза и основне једначине СПАГ, а више детаља о његовом принципу рада и моделовању може се пронаћи у литератури [102].

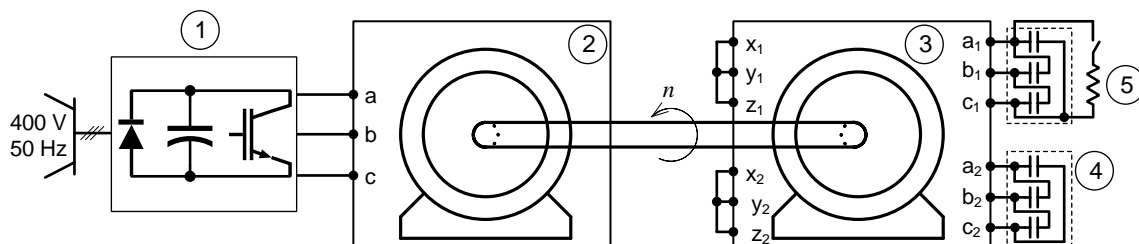
Шематски приказ лабораторијске поставке за испитивање бФААМ у режиму СПАГ дат је на слици 6.9. Као погонска машина користи се трофазни асинхрони мотор напајан из комерцијално доступног енергетског претварача који обезбеђује константну брзину обртања. На крајеве бФААМ везана су два истоветна трофазна кондензатора, добијена везивањем једнофазних кондензатора у троугао. Вредност капацитивности појединач-



Слика 6.8: Фазне струје мотора при нагом повећању напона у xy равни

них кондензатора износи $C = 25 \mu\text{F}$. Поред тога, омогућено је несиметрично оптерећевање СПАГ везивањем отпорника отпорности $R_{opt} = 75 \Omega$ између фазних прикључака a_1 и c_1 . Мерно-аквизициона опрема коришћена у оквиру ове поставке иста је као и на слици 3.10.

Једначине динамичког модела 6ФААМ дате у поглављу 4 важе и у режиму СПАГ,



Слика 6.9: Шеме веза експерименталне поставке за анализу рада 6ФААМ у режиму СПАГ: 1 – енергетски претварач, 2 – погонска машина (трофазни асинхрони мотор), 3 – испитивани 6ФААМ (СПАГ), 4 – трофазни кондензатор, 5 – отпорник за несиметрично оптерећевање СПАГ

с тим што им је потребно додати диференцијалне једначине за фазне напоне:

$$\frac{du_{\chi s}}{dt} = -\frac{i_{\chi s}}{C_f}, \quad (6.2)$$

где је χ ознака произвољне фазе, а $C_f = 3C = 75 \mu\text{F}$ вредност капацитивности по фази (еквивалентна звезда). Ове једначине важе за случај када је СПАГ неоптерећен. У случају несиметричног оптерећења између фаза a_1 и c_1 (погледати слику 6.9), једначине за ове фазе треба модификовати на следећи начин:

$$\frac{du_{a1s}}{dt} = -\frac{1}{C_f} \left(i_{a1s} + \frac{u_{a1s} - u_{c1s}}{R_{opt}} \right), \quad (6.3a)$$

$$\frac{du_{c1s}}{dt} = -\frac{1}{C_f} \left(i_{c1s} - \frac{u_{a1s} - u_{c1s}}{R_{opt}} \right). \quad (6.3b)$$

Рад 6ФААМ у режиму СПАГ анализиран је у два сценарија:

- самопобуђивање, тј. успостављање напона на крајевима генератора (енгл. *voltage build-up*) и
- рад са несиметричним резистивним оптерећењем.

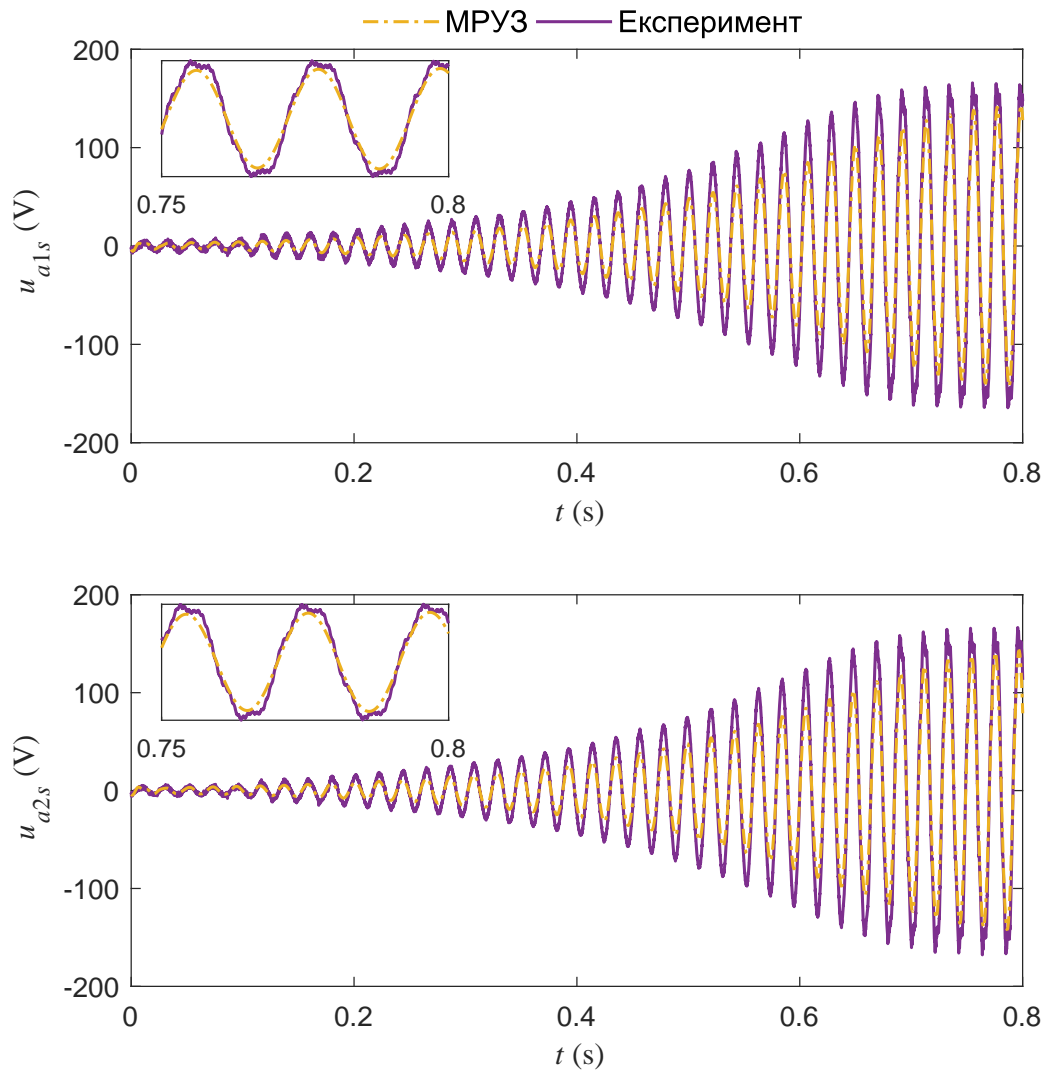
При самопобуђивању су напони и струје СПАГ симетрични, тј. xy компоненте нису присутне, те не постоји разлика између резултата засићеног и МРУЗ модела. С обзиром на то, за овај сценарио приказани су само резултати МРУЗ модела. Наравно, треба имати у виду да постоје компоненте струја у xy равни услед виших хармоника фазних струја које су последица засићења, али ове компоненте нису обухваћене ни засићеним ни МРУЗ моделом.

Процес успостављања напона у фазама a_1 и c_1 приказан је на слици 6.10. Брзина обртања СПАГ износила је 2820 о/min, а учестаност напона у устаљеном стању 47 Hz. С обзиром на релативно дуго трајање прелазног процеса, на сликама су приказани и увећани детаљи за краћи временски интервал. Може се констатовати да у погледу напона постоји добро поклапање између резултата модела и експерименталних резултата. Интересантно је да напон фазе a_2 предњачи у односу на напон фазе a_1 , што је последица смера обртања СПАГ.

Таласни облици фазних струја током самопобуђивања СПАГ приказани су на слици 6.11. Као и код претходно приказаних таласних облика напона, на увећаним детаљима може се видети да се таласни облици прорачунати применом МРУЗ модела добро поклапају са експерименталним таласним облицима.

Код експерименталних резултата приметно је значајно изобличење таласних облика напона и струје које је последица засићења. Као што је претходно наглашено, утицај засићења на изобличење напона није обухваћен ниједним од коришћених модела, због чега МРУЗ модел резултује простопериодичним таласним облицима напона и струја. Повећано изобличење фазних напона и струја у режиму СПАГ у односу на моторни режим образложено је у прилогу П2.

Таласни облици који одговарају раду СПАГ са несиметричним оптерећењем приказани су на сликама 6.12-6.17. Брзина обртања СПАГ у овом режиму износила је 3080 о/min, а учестаност напона 50.6 Hz. Приказани таласни облици одговарају устаљеном стању. На слици 6.12 може се уочити да, као и у случају неоптерећеног СПАГ,

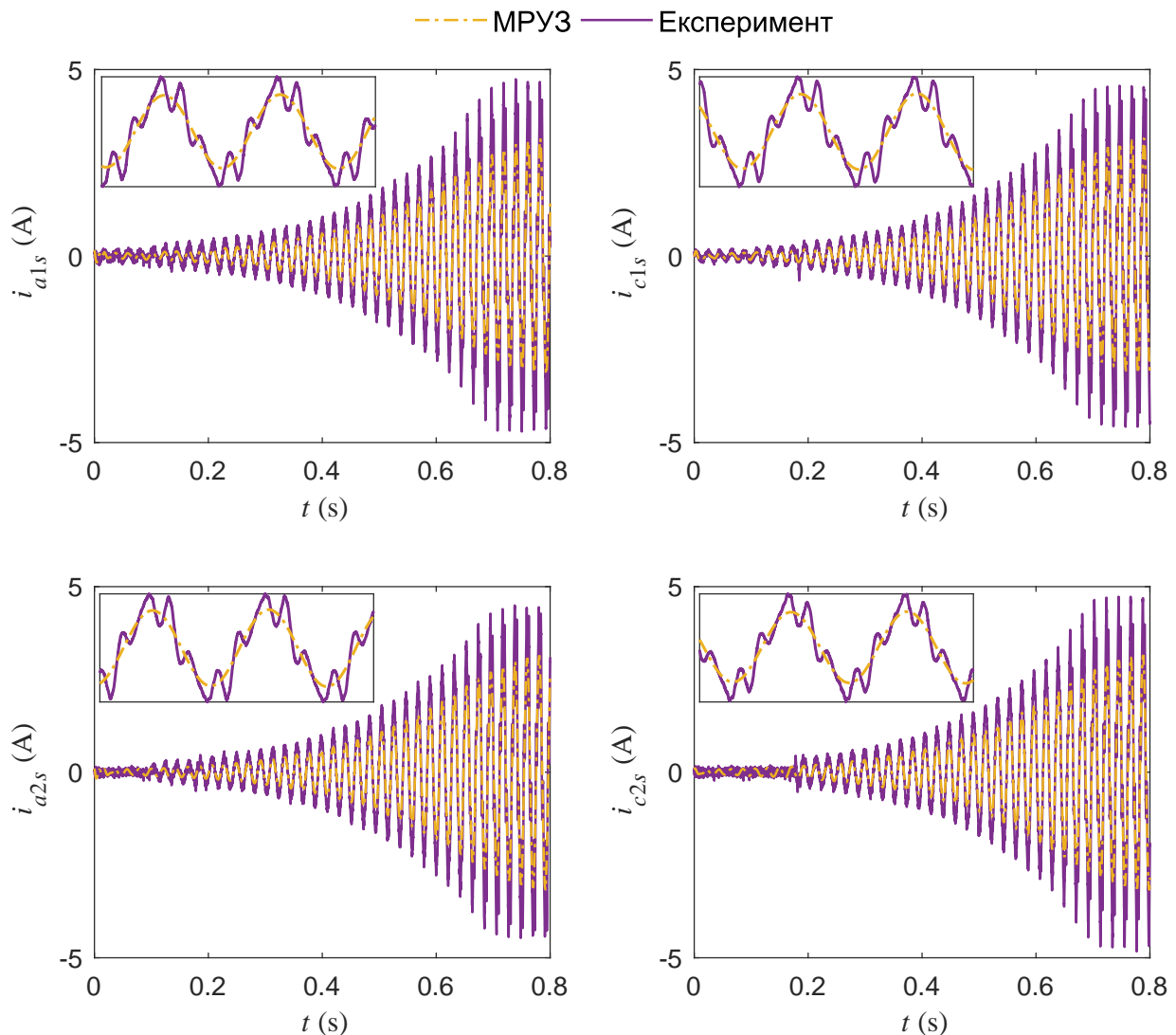


Слика 6.10: Фазни напони при самопобуђивању 6ФААМ

постоји добро поклапање између мерених вредности напона и оних добијених применом засићеног и МРУЗ модела. С обзиром на изобличење таласног облика мереног напона, а ради лакшег поређења, на слици 6.13 приказане су амплитуде хармоника напона фазе a_1 . Засићени и МРУЗ модел дају међусобно врло блиске вредности основног хармоника напона, уз грешку од 5% у односу на експеримент. Пети и седми хармоник у спектру мереног напона су последица изобличења флукса услед засићења магнетског кола. Ова појава није обухваћена засићеним и МРУЗ моделом, због чега прорачунате вредности напона не садрже пети и седми хармоник.

Струје СПАГ у d и q оси приказане су на слици 6.14. Оба модела дају добру апроксимацију мерених вредности струја. Као и у случају напона, разлика између резултата засићеног и МРУЗ модела је незнатна, с обзиром на то да ефекат МРУЗ, као што је показано у одељку 4.2, нема великог утицаја на флукс у dq равни. Приметно је изобличење струја у d и q оси које је последица несиметричног оптерећења СПАГ.

Струје СПАГ у x и y оси приказане су на слици 6.15. Експериментални таласни облици у овом случају садрже значајан удео виших хармоника. Таласни облици добијени применом МРУЗ и засићеног модела се у извесној мери разликују, услед ефекта МРУЗ, и такође су изобличени, али у знатно мањој мери него експериментални таласни облик. Анализом спектра струја у x и y оси утврђено је да је први хармоник добро апроксимиран помоћу засићеног и МРУЗ модела (одступање не веће од 4%). Ампли-

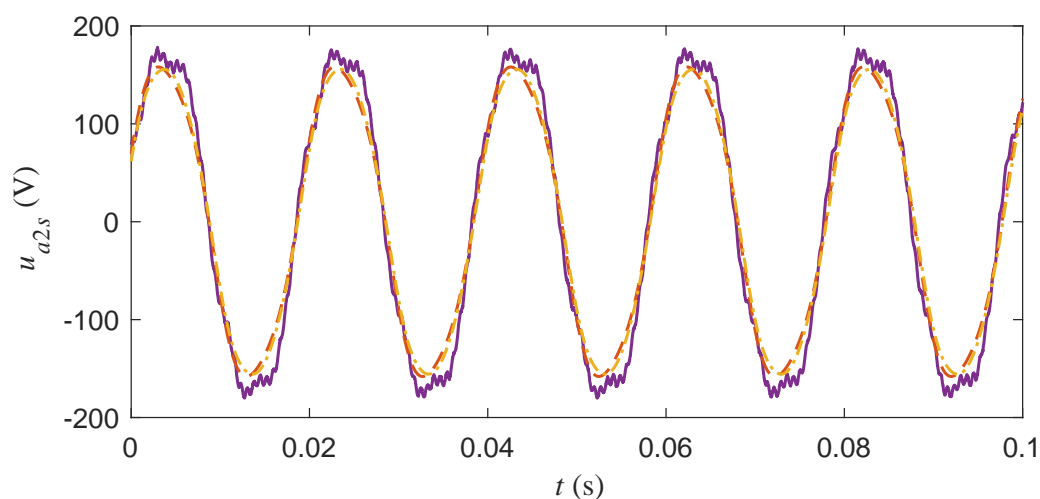
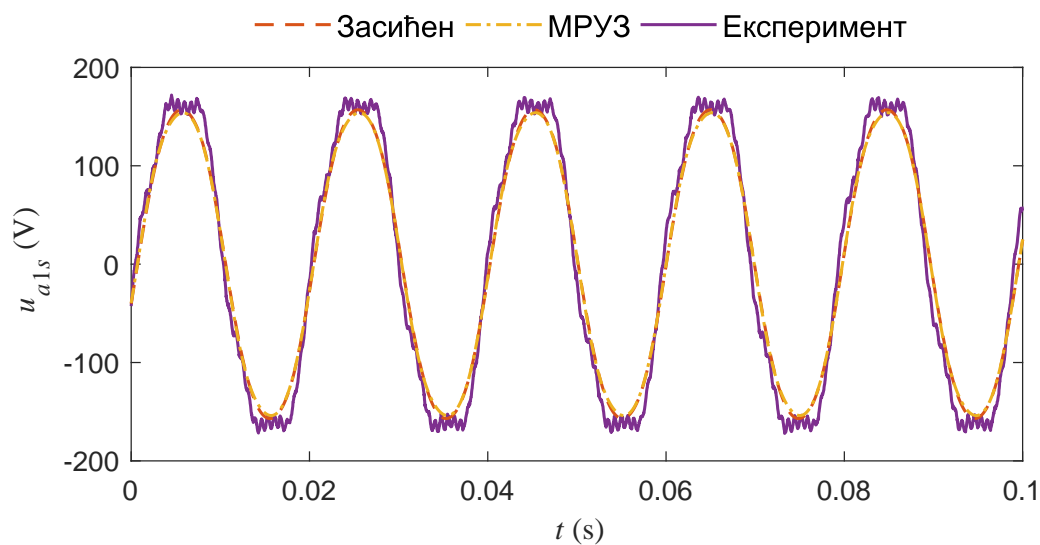


Слика 6.11: Фазне струје при самопобуђивању 6ФААМ (увећани детаљи одговарају интервалу 0.75-0.8 s)

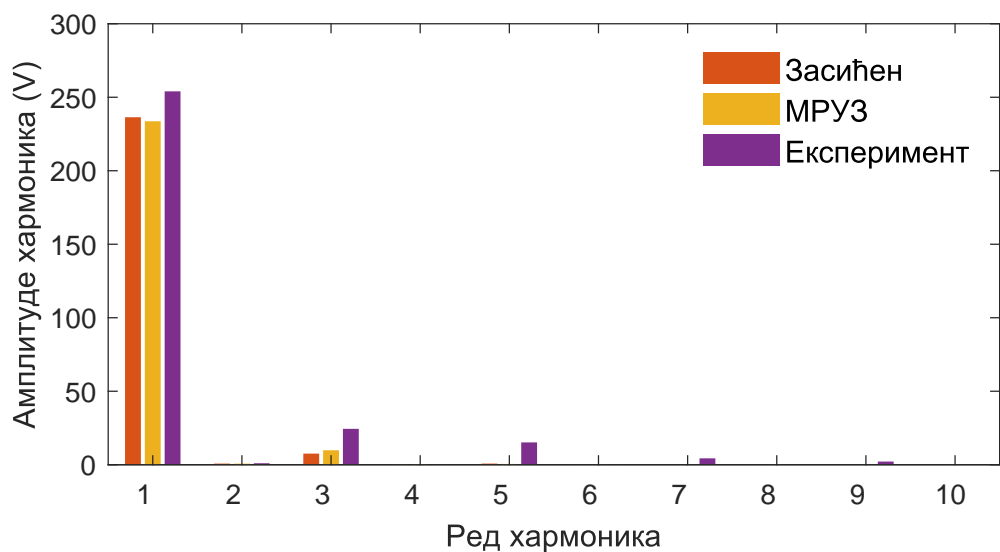
тудски спектри струја у x оси приказани су на слици 6.16. Може се уочити да МРУЗ модел пружа бољу естимацију основног хармоника него засићени модел. Спектар мерене струје садржи веома изражен пети и седми хармоник, у складу са ранијим тврђењима у вези са струјама у xy равни.

Таласни облици фазних струја СПАГ приказани су на слици 6.17. Експериментални таласни облици су јако изобличени, што је и очекивано, с обзиром на изобличење струја у dq и xy равни. Таласни облици добијени применом засићеног и МРУЗ модела су изобличени у знатно мањој мери. Поређењем основних хармоника утврђено је да одступање основног хармоника прорачунатог на основу оба модела у односу на основни хармоник мерених струја не превазилази 10% ни у једној фази. Спектри струје фазе a_1 добијени применом засићеног и МРУЗ модела и на основу експерименталних резултата приказани су на слици 6.18.

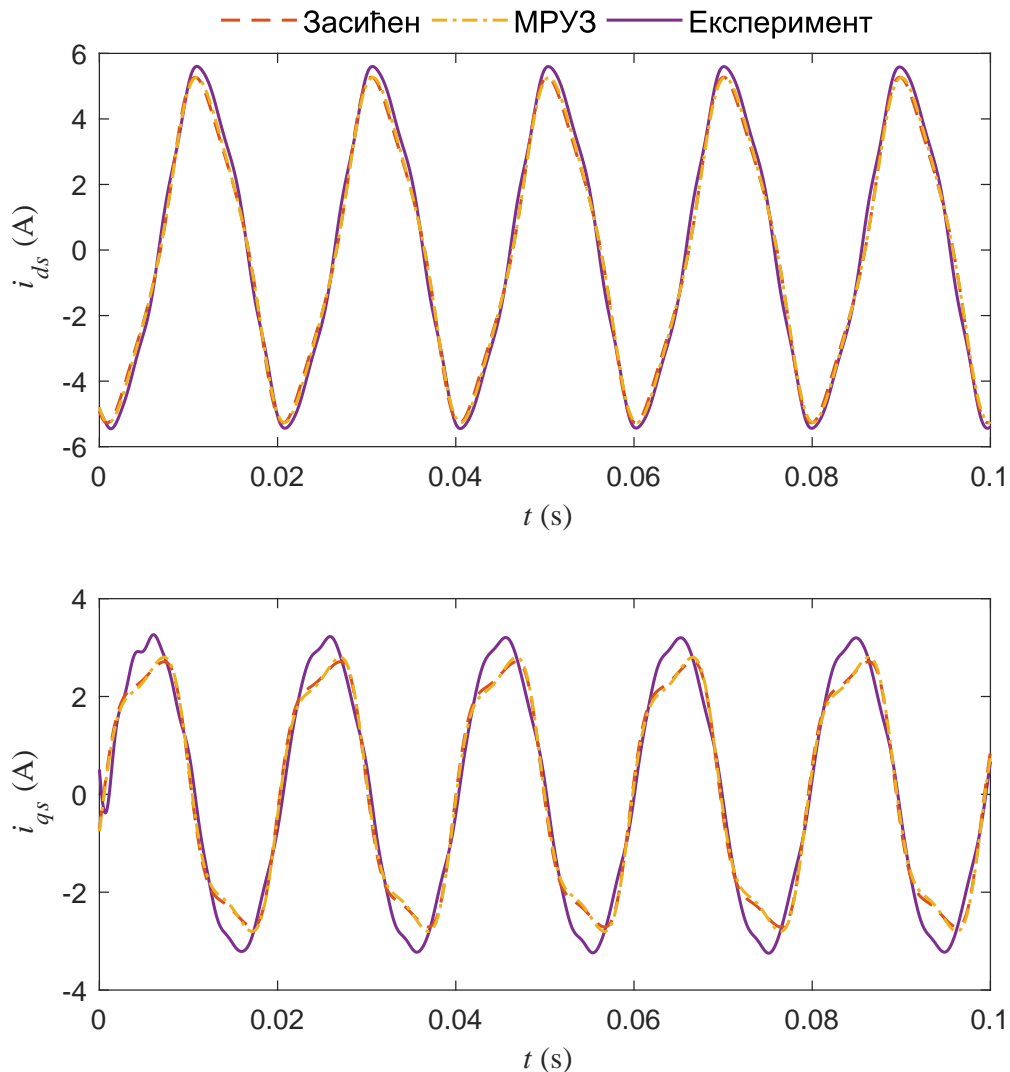
Поређењем резултата из моторног и генераторског режима, може се констатовати да је изобличење струја у генераторском режиму знатно израженије него у моторном. Ова појава је присутна независно од оптерећења СПАГ и последица је присуства виших хармоника струја у xy равни, с тим што таласни облици струја у xy равни за режим



Слика 6.12: Фазни напони СПАГ при несиметричном оптерећењу



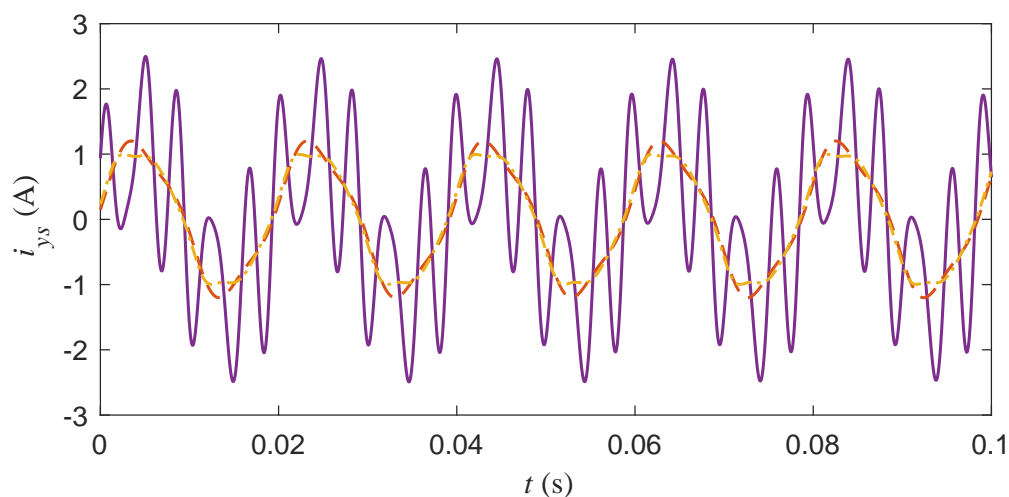
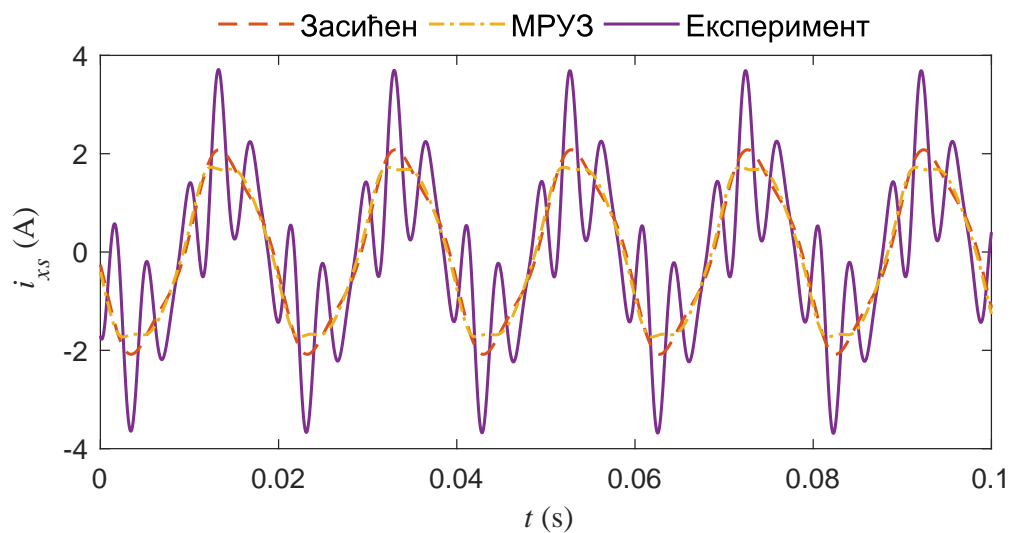
Слика 6.13: Спектри напона фазе a_1 СПАГ при несиметричном оптерећењу



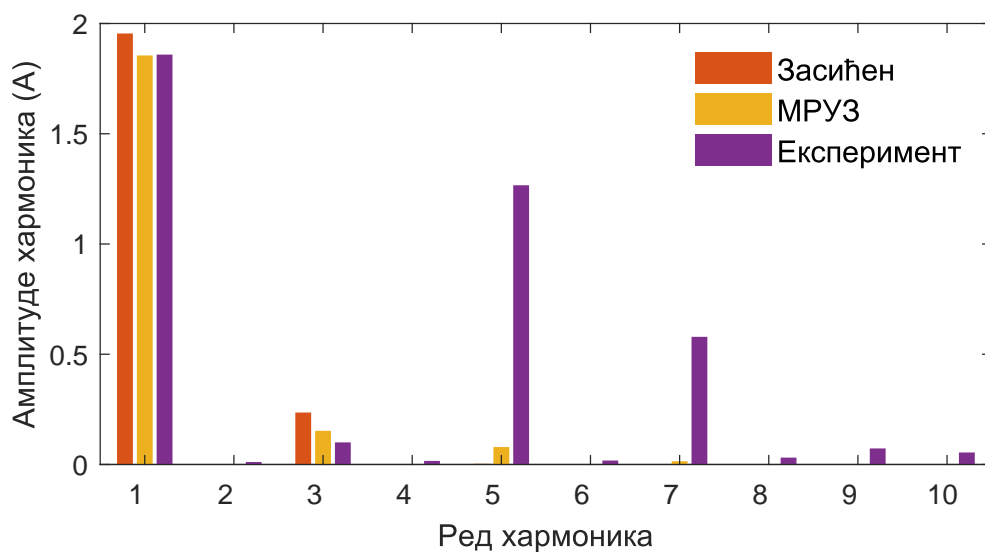
Слика 6.14: Струје СПАГ у d и q оси при несиметричном оптерећењу

без оптерећења нису приказани. Као што је раније прокоментарисано, виши хармоници струја у xu равни су последица несинусоидалне расподеле флукса у међугвожђу услед засићења. Изобличење напона и струја у режиму СПАГ код трофазне АМ детаљно је анализирано у [103]. Резултати приказани у [103] указују на то да је изобличење струја код трофазног СПАГ спрегнутог у звезду практично занемарљиво. Треба истаћи да је заједничка одлика шестофазне и трофазне машине у спреси звезда то да трећи хармоник и његови умношци нису присутни у струјама, али јесу у таласним облицима фазних напона. На основу изнетих запажања, намећу се два питања: због чега су виши хармоници струја код 6ФААМ израженији у режиму СПАГ него у моторном режиму и због чега су виши хармоници струја код шестофазног СПАГ знатно израженији него код трофазног. Уочене појаве и њихова анализа нису предмет ове дисертације, али је њихова поједностављена интерпретација дата у прилогу П2.

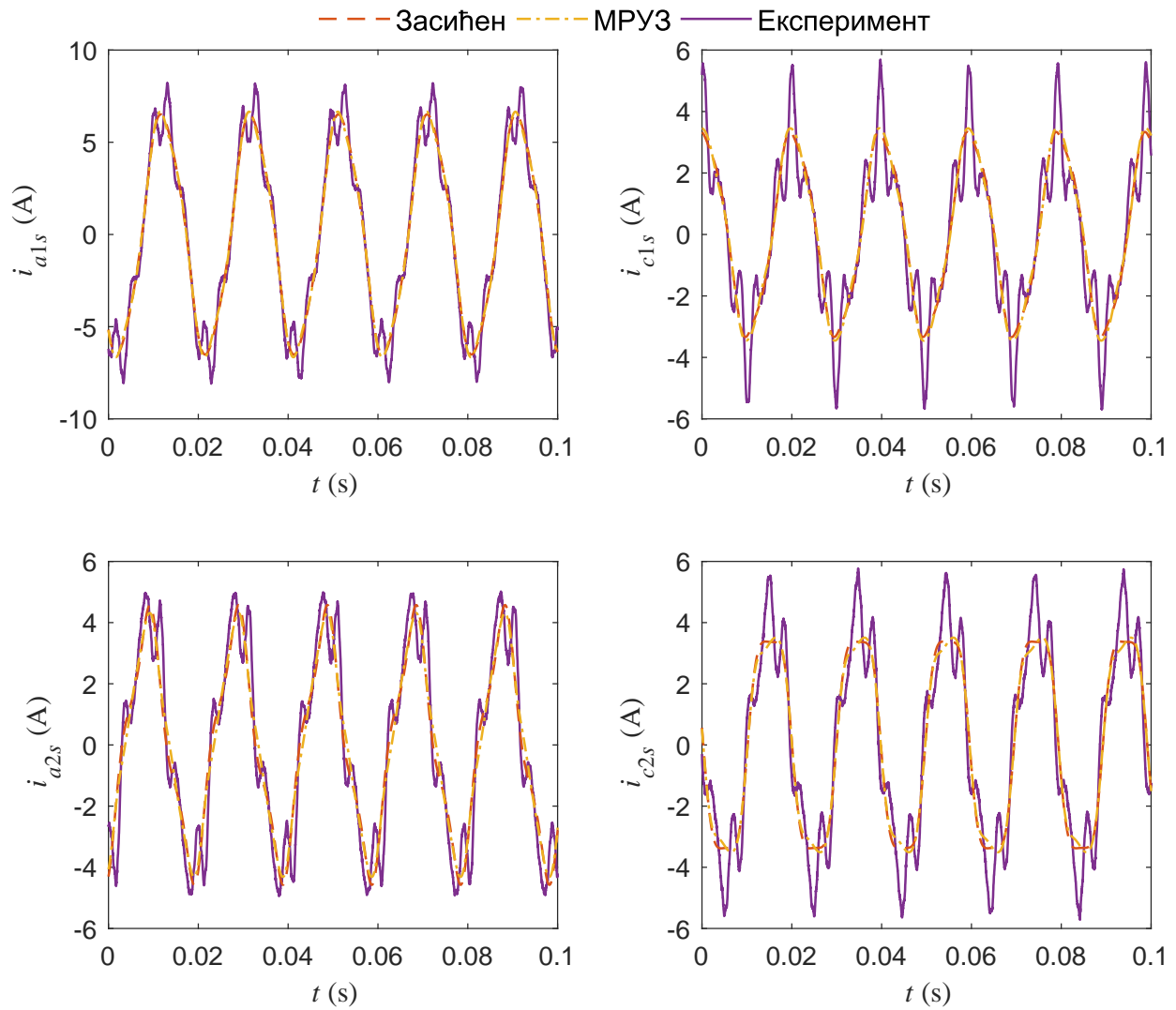
У овом одељку извршено је поређење резултата динамичких модела 6ФААМ (линеарни, засићени и МРУЗ) са експерименталним резултатима. Применом МРУЗ модела добијени су таласни облици напона и струја најприближнији мереним таласним облицима у свим анализираним радним режимима. Добијени резултати потврђују да предложени МРУЗ модел представља значајно унапређење у односу на постојеће моделе.



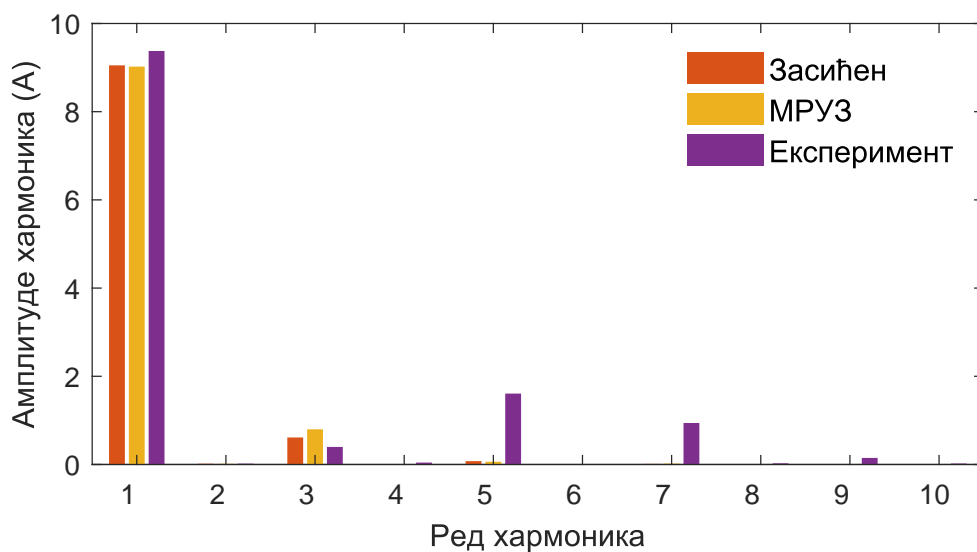
Слика 6.15: Струје СПАГ у x и y оси при несиметричном оптерећењу



Слика 6.16: Спектри струје СПАГ у x оси при несиметричном оптерећењу



Слика 6.17: Фазне струје СПАГ при несиметричном оптерећењу

Слика 6.18: Спектри струје фазе a_1 СПАГ при несиметричном оптерећењу

Поглавље 7

Закључак

Тема ове докторске дисертације је моделовање вишефазних асинхроних машина уз уважавање засићења магнетског кола. Истраживање је спроведено на примеру асиметричне шестофазне асинхроне машине (6ФААМ), која представља најзаступљенију вишефазну топологију. Развијена је нова метода за мерење индуктивности магнетског кола инјектирањем једносмерне струје при заустављеном ротору. Идеја методе представљена је кроз поједностављен аналитички приступ, док је верификација извршена применом методе коначних елемената и експерименталним путем на наменски пројектованом прототипу 6ФААМ. Детаљно је анализирана појава међураванског унакрсног засићења између dq и xy равни применом методе коначних елемената. На бази закључака ове анализе, развијена је експериментална метода за мерење параметара помоћу којих би се ова појава могла уврстити у модел 6ФААМ. Предложен је VSD модел машине који узима у обзир засићење магнетског кола на путу главног флукса и међураванског унакрсног засићења (МРУЗ). Предложени модел, пригодно назван МРУЗ модел, софтверски је имплементиран у форми система нелинеарних диференцијално-алгебарских једначина који се решава применом одговарајућих функција за нумеричку интеграцију. Верификација је извршена поређењем резултата предложеног модела са резултатима постојећих модела и са експерименталним резултатима. За потребе мерења параметара и експерименталне верификације модела формирана је наменска лабораторијска поставка која омогућава реализацију комплетног процеса испитивања 6ФААМ уз веома практичан и интуитиван кориснички интерфејс.

Резултати остварени применом методе за мерење индуктивности магнетског кола показују да предложени приступ омогућује експерименталну идентификацију карактеристике магнетског кола 6ФААМ. Грешка методе, која је доминантно последица међусобних индуктивности расипања, је у прихватљивом опсегу. Аутоматизацијом експерименталног поступка омогућено је снимање целокупне карактеристике магнетског кола за веома кратко време и уз минималну потребу за интервенцијом корисника.

Резултати добијени анализом ефекта МРУЗ показују да су вредности флукса у dq и xy равни нелинеарне дводимензионалне функције струје магнетског кола и струје у xy равни. На основу добијених резултата, предложено је да се МРУЗ уважи у оквиру једначина за флуксе оригиналног VSD модела, тако што ће се вредностима флукса додати промене (прираштаји) изазване ефектом МРУЗ. Промене флукса експериментално су одређене за велики број комбинација вредности струја у dq и xy равни.

Експериментална верификација показала је предности МРУЗ модела у односу на постојеће моделе 6ФААМ (незасићени и засићени), као и валидност коришћених метода за мерење параметара. Предности предложеног модела нарочито су приметне у

режимима када је изражено засићење на путу главног флуksа уз истовремено постојање компоненти напона нападања у xy равни. Поређењем струја у dq и xy равни и фазних струја добијених применом незасићеног, засићеног и МРУЗ модела и експериментално одређених вредности, показано је да се применом МРУЗ модела остварују резултати нај-приближнији експерименталним. Ови закључци важе како за устаљена стања, тако и за прелазне процесе, укључујући и режим самопобудног асинхроног генератора (СПАГ).

На основу резултата остварених у оквиру ове дисертације, потврђене су полазне хипотезе. Утврђено је да се индуктивност магнећења може одредити са великом тачношћу применом једноставне методе базиране на побуђивању намотаја једносмерним напонам при укоченом ротору и одређивању флуksа намотаја интеграцијом таласног облика индукованог напона. Показано је да спрега између равни VSD модела (МРУЗ) има директан утицај на флуksеве намотаја и да се тај утицај може квантификовати и уврстити у модел машине модификацијом једначина за флуksеве. Коначно, потврђено је и да развијени VSD модел 6ФААМ базиран на новим методама за мерење параметара и са укљученим ефектом МРУЗ даје добру естимацију радних величина у устаљеним стањима и прелазним процесима, при различитим оптерећењима и нивоима засићења, како при симетричном, тако и при несиметричном нападању.

У оквиру ове докторске дисертације остварени су следећи научни доприноси:

- Извршена је анализа ефекта МРУЗ у погледу његовог утицаја на једначине VSD модела. Ефекат МРУЗ је раније препознат и описан, али само на феноменолошком нивоу, при чему његов утицај на електричне величине VSD модела није био истражен. Резултати изложени у овој дисертацији показали су да флуksеви у dq и xy равни директно зависе од струја у обе равни. Одређени су облици ових зависности и утврђене су промене вредности флуksева услед ефекта МРУЗ.
- Развијена је експериментална метода за одређивање промена флуksева услед ефекта МРУЗ. На бази квалитативне анализе, која је показала да ефекат МРУЗ изазива смањење флуksева у ортогоналним равнима VSD модела 6ФААМ, предложен је експериментални поступак за одређивање зависности промена флуksева од струја модела. Добијени резултати су апроксимирани дводимензионалним аналитичким функцијама чији су аргументи амплитуде просторних вектора струје магнећења у dq равни и струје у xy равни. На овај начин, омогућена је имплементација ефекта МРУЗ у оквиру VSD модела.
- Развијена је експериментална метода за одређивање вредности индуктивности магнећења 6ФААМ. Предности предложене у односу на постојеће методе јесу њена једноставност (захтева само примену једносмерног напонског извора и изводи се при укоченом ротору), прецизност (мали утицај губитака у гвожђу и флуksа расипања) и могућност примене независно од спреге и доступности звездишта машине (инјектирање једносмерне струје и мерење индукованог напона врши се између фазних прикључака). Чињеница да се мерење врши при укоченом ротору је веома значајно за примену методе у процедурама за идентификацију параметара код вишефазних погона.
- Развијен је електромеханички модел 6ФААМ који обухвата ефекат засићења магнетског кола на путу главног флуksа и флуksа расипања, као и ефекат МРУЗ. Предности предложеног у односу на постојеће моделе демонстриране су поређењем резултата прорачуна за различита устаљена стања и прелазне процесе 6ФААМ и експерименталних резултата.

Резултати остварени у оквиру ове дисертације представљају значајан напредак у области моделовања и идентификације параметара вишефазних асинхроних машина, али истовремено отварају нова питања и дефинишу правце будућих истраживања.

Као једно од питања намеће се могућност примене развијеног модела 6ФААМ у пројектовању управљачких алгоритама. Наиме, с обзиром на то да се управљање вишефазним машинама често базира управо на VSD моделу, од интереса би било анализирати перформансе алгоритама базираних на предложеном моделу. При томе би посебну пажњу требало посветити алгоритмима за управљање машином у несиметричним радним режимима и *power-sharing* алгоритмима. Будућа истраживања треба усмерити и ка развоју засићених VSD модела за вишефазне АМ са произвољним бројем фаза и за друге типове вишефазних машина.

Значајно је уочити и да постоји простор за додатно унапређење предложеног модела у погледу уважавања виших хармоника струје који се јављају као последица засићења на путу главног флуksа. Као што је напоменуто, ефекат МРУЗ анализиран у овој дисертацији представља спрегу између dq и xy равни услед основних хармоника струја, и од значаја је пре свега за несиметричне режиме. Међутим, у неким режимима, као што је режим СПАГ, виши хармоници струја који се пројектују у xy раван јављају се као последица засићења магнетског кола, независно од постојања несиметрије.

Такође, у даљем раду било би од интереса истражити примењивост развијене методе за одређивање индуктивности магнећења на друге топологије вишефазних машина. Премда је предложена метода теоријски примењива на све машине са пет и више фаза, у циљу њене практичне верификације било би неопходно извршити детаљну анализу грешке за сваку појединачну топологију.

Најзад, даља истраживања би требало посветити и унапређењу практичних аспеката примене методе за идентификацију индуктивности магнећења и њеној имплементацији у оквиру процедуре за идентификацију параметара погона (*ID run*). Посебна погодност за примену код реалних погона лежи у чињеници да се мерења изводе при укоченом ротору. Дугорочни циљ јесте аутоматизација целокупне процедуре за одређивање параметара модела у циљу омогућавања њене практичне примене. С обзиром на флексибилност формиране експерименталне поставке, а нарочито коришћеног контролера и пратећег софтвера, овај задатак делује сасвим изводљиво.

Литература

- [1] U. E. P. Agency, *Inventory of U.S. Greenhouse Gas Emissions and Sinks*, Washington, DC, U.S.A., 2016.
- [2] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat, and S. Williamson, “Multiphase induction motor drives - a technology status review,” *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007.
- [3] E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008.
- [4] E. Levi, F. Barrero, and M. Duran, “Multiphase machines and drives-revisited,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 429–432, 2016.
- [5] A. Abdelkhalik, M. Masoud, and W. Barry, “Eleven-phase induction machine: Steady-state analysis and performance evaluation with harmonic injection,” *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 8, pp. 670–685, 2010.
- [6] A. Abdel-Khalik, M. Masoud, and B. Williams, “Improved flux pattern with third harmonic injection for multiphase induction machines,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1563–1578, 2012.
- [7] W. Kong, R. Qu, M. Kang, J. Huang, and L. Jing, “Air-gap and yoke flux density optimization for multiphase induction motor based on novel harmonic current injection method,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2140–2148, 2017.
- [8] A. Cervone, M. Slunjski, E. Levi, and G. Brando, “Optimal third-harmonic current injection for asymmetrical multiphase PMSMs,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 2020.
- [9] H. Toliyat, S. Waikar, and T. Lipo, “Analysis and simulation of five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of airgap MMF,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 2, pp. 332–339, 1998.
- [10] R. Lyra and T. Lipo, “Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1351–1360, 2002.
- [11] K. Wang, J. Y. Zhang, Z. Y. Gu, H. Y. Sun, and Z. Q. Zhu, “Torque improvement of dual three-phase permanent magnet machine using zero sequence components,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 11, pp. 1–4, 2017.

- [12] Y. Hu, Z. Q. Zhu, and M. Odavic, "Torque capability enhancement of dual three-phase PMSM drive with fifth and seventh current harmonics injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4526–4535, 2017.
- [13] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakkeh, L. Baghli, F. Betin, and G.-A. Capolino, "Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1966–1977, 2008.
- [14] M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakkeh, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Fault tolerant and minimum loss control of double-star synchronous machines under open phase conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1956–1965, 2008.
- [15] G. Tang, W. Kong, and T. Zhang, "The investigation of multiphase motor fault control strategies for electric vehicle application," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 15, no. 1, pp. 163–177, 2020.
- [16] J. Sun, Z. Liu, Z. Zheng, and Y. Li, "An online global fault-tolerant control strategy for symmetrical multiphase machines with minimum losses in full torque production range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2819–2830, 2020.
- [17] A. Abdel-Khalik, M. Elgenedy, S. Ahmed, and A. Massoud, "An improved fault-tolerant five-phase induction machine using a combined star/pentagon single layer stator winding connection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 618–628, 2016.
- [18] S. Williamson and S. Smith, "Pulsating torque and losses in multiphase induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 986–993, July 2003.
- [19] K. Chinmaya and G. Singh, "Modeling and comparison of space vector PWM schemes for a five-phase induction motor drive," in *Proceedings: IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, pp. 559–564.
- [20] —, "Performance evaluation of multiphase induction generator in stand-alone and grid-connected wind energy conversion system," *IET Renewable Power Generation*, vol. 12, no. 7, pp. 823–831, 2018.
- [21] E. E. Ward and H. Härer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, no. 6, pp. 980–984, June 1969.
- [22] G. Singh, "Multi-phase induction machine drive research—a survey," *Electric Power Systems Research*, vol. 61, no. 2, pp. 139 – 147, 2002.
- [23] M. Jones and E. Levi, "A literature survey of state-of-the-art in multiphase ac drives," *Proceedings of the Universities Power Engineering Conference*, vol. 37, pp. 587–592, 2002.
- [24] I. Subotic, N. Bodo, and E. Levi, "Integration of six-phase EV drivetrains into battery charging process with direct grid connection," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 3, pp. 1012–1022, 2017.

-
- [25] N. Bodo, E. Levi, I. Subotic, J. Espina, L. Empringham, and C. Johnson, "Efficiency evaluation of fully integrated on-board EV battery chargers with nine-phase machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 1, pp. 257–266, 2017.
- [26] X. Chen, J. Wang, V. Patel, and P. Lazari, "A nine-phase 18-slot 14-pole interior permanent magnet machine with low space harmonics for electric vehicle applications," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 3, pp. 860–871, 2016.
- [27] A. Thomas, Z. Zhu, R. Owen, G. Jewell, and D. Howe, "Multiphase flux-switching permanent-magnet brushless machine for aerospace application," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 6, pp. 1971–1981, 2009.
- [28] W. Cao, B. Mecrow, G. Atkinson, J. Bennett, and D. Atkinson, "Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 9, pp. 3523–3531, 2012.
- [29] E. Prieto-Araujo, A. Junyent-Ferré, D. Lavèrnia-Ferrer, and O. Gomis-Bellmunt, "Decentralized control of a nine-phase permanent magnet generator for offshore wind turbines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 3, pp. 1103–1112, 2015.
- [30] F. Barrero and M. J. Duran, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines - Part I," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, Jan 2016.
- [31] J. Brown, K. Kovacs, and P. Vas, "A method of including the effects of main flux path saturation in the generalized equations of A.C. machines," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 1, pp. 96–103, 1983.
- [32] P. Vas, J. Brown, and K. Hallenius, "Cross-saturation in smooth-air-gap electrical machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. EC-1, no. 1, pp. 103–112, 1986.
- [33] J. Marti and K. Louie, "A phase-domain synchronous generator model including saturation effects," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 12, no. 1, pp. 222–229, 1997.
- [34] E. Levi and V. Levi, "Impact of dynamic cross-saturation on accuracy of saturated synchronous machine models," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, pp. 224–230, 2000.
- [35] F. Therrien, M. Chapariha, and J. Jatskevich, "Constant-parameter voltage-behind-reactance induction machine model including main flux saturation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 1, pp. 90–102, 2015.
- [36] N. Amiri, S. Ebrahimi, M. Chapariha, J. Jatskevich, and H. Dommel, "Voltage-behind-reactance model of six-phase synchronous machines considering stator mutual leakage inductance and main flux saturation," *Electric Power Systems Research*, vol. 138, pp. 155–164, 2016.
- [37] A. Abdel-Khalik, S. Ahmed, A. Elserougi, and A. Massoud, "A voltage-behind-reactance model of five-phase induction machines considering the effect of magnetic saturation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 3, pp. 576–592, 2013.
- [38] A. Abdel-khalik, S. Ahmed, and A. Massoud, "A five-phase induction machine model using multiple dq planes considering the effect of magnetic saturation," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014*, 2014, pp. 287–293.

- [39] T. Jonsky, H. Stichweh, M. Theseling, J. Wettlaufer, and F. Quattrone, “Modeling and parameter identification of multiphase permanent magnet synchronous motors including saturation effects,” in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe 2015*, 2015.
- [40] N. Amiri, S. Ebrahimi, J. Jatskevich, and H. Dommel, “Saturable and decoupled constant-parameter VBR model for six-phase synchronous machines in state-variable simulation programs,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 4, pp. 1868–1880, 2019.
- [41] “IEEE standard test procedure for polyphase induction motors and generators,” *IEEE Std 112-2004 (Revision of IEEE Std 112-1996)*, 2004.
- [42] A. G. Yepes, J. A. Riveros, J. Doval-Gandoy, F. Barrero, O. Lopez, B. Bogado, M. Jones, and E. Levi, “Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings; Part 1: Sinusoidal excitation methods,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 1056–1066, Dec 2012.
- [43] J. A. Riveros, A. G. Yepes, F. Barrero, J. Doval-Gandoy, B. Bogado, O. Lopez, M. Jones, and E. Levi, “Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings; Part 2: Time-domain techniques,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 1067–1077, Dec 2012.
- [44] S. Kallio, J. Karttunen, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, and O. Pyrhonen, “Determination of the inductance parameters for the decoupled d-q model of double-star permanentmagnet synchronous machines,” *IET Electric Power Applications*, vol. 8, no. 2, pp. 39–49, 2014.
- [45] A. Abdel-Khalik, M. Daoud, S. Ahmed, A. Elserougi, and A. Massoud, “Parameter identification of five-phase induction machines with single layer windings,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5139–5154, 2014.
- [46] H. Che, A. Abdel-Khalik, O. Dordevic, and E. Levi, “Parameter estimation of asymmetrical six-phase induction machines using modified standard tests,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6075–6085, 2017.
- [47] E. Levi, “Multiphase AC machines,” in *The Industrial Electronics Handbook on Power Electronics and Motor Drives*, J. D. Irwin, Ed. CRC Press, 2011, ch. 3, pp. 1–31.
- [48] P. Krause, O. Wasynczuk, and S. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Wiley-IEEE Press, 2002.
- [49] R. Nelson and P. Krause, “Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, no. 3, pp. 841–848, 1974.
- [50] T. Lipo, “A d-q model for six phase induction machines,” in *International Conf. Electrical Machines, Athens, Greece*, 1980.
- [51] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W. Hew, and N. A. Rahim, “Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 407–417, Jan 2014.

- [52] C. Zhou, G. Yang, and J. Su, "PWM strategy with minimum harmonic distortion for dual three-phase permanent-magnet synchronous motor drives operating in the overmodulation region," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1367–1380, Feb 2016.
- [53] I. González Prieto, M. J. Duran, P. Entrambasaguas, and M. Bermudez, "Field oriented control of multiphase drives with passive fault-tolerance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2019.
- [54] D. C. White and H. H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*. Wiley, 1959.
- [55] Y. Zhao and T. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [56] M. Zabaleta, E. Levi, and M. Jones, "Modelling approaches for an asymmetrical six-phase machine," in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2016, pp. 173–178.
- [57] S. Rubino, R. Bojoi, E. Levi, and O. Dordevic, "Vector control of multiple three-phase permanent magnet motor drives," in *Proceedings: IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, pp. 5866–5871.
- [58] L. Wang, J. Jatskevich, V. Dinavahi, H. W. Dommel, J. A. Martinez, K. Strunz, M. Rioual, G. W. Chang, and R. Iravani, "Methods of interfacing rotating machine models in transient simulation programs," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 891–903, 2010.
- [59] L. Wang, J. Jatskevich, and S. Pekarek, "Modeling of induction machines using a voltage-behind-reactance formulation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 382–392, 2008.
- [60] L. Wang and J. Jatskevich, "Including magnetic saturation in voltage-behind-reactance induction machine model for EMTP-type solution," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 975–987, 2010.
- [61] S. Ebrahimi, N. Amiri, L. Wang, and J. Jatskevich, "Efficient modeling of six-phase PM synchronous machine-rectifier systems in state-variable-based simulation programs," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 3, pp. 1557–1570, 2018.
- [62] N. Amiri, S. Ebrahimi, Y. Huang, J. Jatskevich, and S. Pekarek, "Constant-parameter voltage-behind-reactance modeling of five-phase synchronous machines with air-gap flux harmonics," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, no. 1, pp. 119–129, 2020.
- [63] V. Vučković, *Opšta teorija električnih mašina*. Nauka, 1992.
- [64] I. Zoric, M. Jones, and E. Levi, "Vector space decomposition algorithm for asymmetrical multiphase machines," in *19th International Symposium on Power Electronics, Ee 2017*, Dec 2017, pp. 1–6.
- [65] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis - part I," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, 1929.

- [66] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezzoug, “On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for VSI fed AC machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 506–515, March 2004.
- [67] A. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. Umans, *Electric Machinery, 6th Edition*. McGraw-Hill, 2003.
- [68] I. Boldea and S. Nasar, *The Induction Machines Design Handbook*. CRC Press, Taylor & Francis, 2010.
- [69] R. Bojoi, F. Farina, F. Profumo, and A. Tenconi, “Dual-three phase induction machine drives control—a survey,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 126, pp. 420–429, 2006.
- [70] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- [71] “Rotating electrical machines - Part 1: Rating and performance,” *IEC 60034-1*, 2010.
- [72] “Fp.10/15d2 test bench with powder brake for machines from 0.75 to 1.5 kW – operating instructions,” Leroy-Somer, Tech. Rep., Oct 2003.
- [73] S. Vukosavic, *Grid-Side Converters Control and Design*. Springer, 2018.
- [74] L. Pereira, C. Scharlau, L. Pereira, and S. Haffner, “Influence of saturation on the airgap induction waveform of five-phase induction machines,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 1, pp. 29–41, 2012.
- [75] E. A. Klingshirn, “High phase order induction motors - Part I - description and theoretical considerations,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 1, pp. 47–53, Jan 1983.
- [76] M. J. Duran, I. G. Prieto, M. Bermudez, F. Barrero, H. Guzman, and M. R. Arahal, “Optimal fault-tolerant control of six-phase induction motor drives with parallel converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 629–640, Jan 2016.
- [77] I. Zoric, M. Jones, and E. Levi, “Arbitrary power sharing among three-phase winding sets of multiphase machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp. 1128–1139, Feb 2018.
- [78] I. Boldea and S. A. Nasar, *The Induction Machine Handbook*. CRC Press, 2002.
- [79] M. Jecmenica, B. Brkovic, E. Levi, and Z. Lazarevic, “Interplane cross-saturation in multiphase machines,” *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 11, pp. 1812–1822, Nov 2019.
- [80] N. Bianchi, *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*. CRC Press, Taylor & Francis, 2005.
- [81] D. Meeker, “Finite element method magnetics version 4.2 user’s manual,” Oct 2015. [Online]. Available: <http://www.femm.info/Archives/doc/manual.pdf>
- [82] —, “Finite element method magnetics: Octavefemm version 1.2 user’s manual,” Oct 2010. [Online]. Available: <http://www.femm.info/Archives/doc/octavefemm.pdf>

- [83] J. O. Ojo, A. Consoli, and T. A. Lipo, "An improved model of saturated induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 2, pp. 212–221, 1990.
- [84] E. Levi, "A unified approach to main flux saturation modelling in d-q axis models of induction machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, no. 3, pp. 455–461, 1995.
- [85] G. Singh, "Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation," *Renewable Energy*, vol. 33, no. 7, pp. 1605–1621, 2008.
- [86] D. Wang, X. Wu, J. Chen, Y. Guo, and S. Cheng, "A distributed magnetic circuit approach to analysis of multiphase induction machines with nonsinusoidal supply," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 522–532, 2015.
- [87] K. Singh and G. Singh, "Modeling and analysis of six-phase self-excited induction generator using mixed stator current and magnetizing flux as state-space variables," *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, no. 20, pp. 2288–2296, 2015.
- [88] H. Toliyat, E. Levi, and M. Raina, "A review of RFO induction motor parameter estimation techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 271–283, 2003.
- [89] A. Tessarolo, S. Mohamadian, and M. Bortolozzi, "A new method for determining the leakage inductances of a nine-phase synchronous machine from no-load and short-circuit tests," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 4, pp. 1515–1527, Dec 2015.
- [90] H. S. Che, M. Jones, E. Levi, J. A. Riveros, B. Bogado, and F. Barrero, "Experimental magnetizing inductance identification in five-phase induction machines," in *Proceedings: IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2013, pp. 5179–5184.
- [91] B. M. Brkovic, L. B. Ristic, M. V. Terzic, A. V. Stankovic, and Z. M. Lazarevic, "Magnetizing inductance determination in a six-phase induction machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 2, pp. 812–823, June 2019.
- [92] A. V. Stankovic, E. L. Benedict, V. John, and T. A. Lipo, "A novel method for measuring induction machine magnetizing inductance," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp. 1257–1263, Sept 2003.
- [93] T. Lipo, *Introduction to AC Machine Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2017.
- [94] A. Tessarolo and F. Luise, "An analytical-numeric method for stator end-coil leakage inductance computation in multi-phase electric machines," in *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Oct 2008, pp. 1–8.
- [95] A. Tessarolo, "Accurate computation of multiphase synchronous machine inductances based on winding function theory," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 895–904, Dec 2012.
- [96] L. Alberti, N. Bianchi, and S. Bolognani, "A very rapid prediction of IM performance combining analytical and finite-element analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 5, pp. 1505–1512, 2008.

- [97] J. Nerg, J. Pyrhönen, and J. Partanen, “Finite element modeling of the magnetizing inductance of an induction motor as a function of torque,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 4 II, pp. 2047–2049, 2004.
- [98] T. Tuovinen, M. Hinkkanen, and J. Luomi, “Modeling of saturation due to main and leakage flux interaction in induction machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 3, pp. 937–945, 2010.
- [99] E. Levi, “Main flux saturation modelling in double-cage and deep-bar induction machines,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, no. 2, pp. 305–311, 1996.
- [100] R. Bojoi, F. Farina, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, “Analysis of the asymmetrical operation of dual three-phase induction machines,” in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC’03.*, vol. 1, 2003, pp. 429–435 vol.1.
- [101] R. Bojoi, E. Levi, F. Farina, A. Tenconi, and F. Profumo, “Dual three-phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame,” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 1, pp. 129–139, 2006.
- [102] G. Singh, K. Yadav, and R. Saini, “Analysis of a saturated multi-phase (six-phase) self-excited induction generator,” *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, vol. 7, no. 2, pp. 1–21, 2006.
- [103] D. Bispo, L. Neto, J. De Resende, and D. De Andrade, “A new strategy for induction machine modeling taking into account the magnetic saturation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1710–1719, 2001.

Прилози

П1 Остали модели вишефазних АМ

Предмет истраживања ове дисертације је VSD модел вишефазне (шестофазне) АМ. Поред VSD модела, за моделовање бФААМ често су у употреби и двоструки dq модел и VBR модел. Ради комплетности, у наставку је описан концепт и дата формулација ова два типа модела. Оба модела приказана су уз претпоставку да је магнетско коло линеарно и без губитака.

П1.1 Двоструки dq модел

Двоструки dq модел добија се из фазног модела применом двоструке dq трансформације:

$$\xi_s^{ddq} = T_{ddq} \xi_s, \quad (7.1)$$

где су ξ_s и ξ_s^{ddq} вектори произвољних статорских величина у фазном и двоструком dq домену, респективно. Вектор електричних величина статора у фазном домену дефинисан је као (2.2а). Вектор електричних величина у двоструком dq домену дефинисан је као:

$$\xi_s^{ddq} = [\xi_{d1s} \quad \xi_{q1s} \quad \xi_{01s} \quad \xi_{d2s} \quad \xi_{q2s} \quad \xi_{02s}]^T, \quad (7.2)$$

а матрица трансформације као:

$$T_{ddq} = K_{ddq} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

Датом трансформацијом се фазне величине пројектују на међусобно ортогоналне осе d и q . Вредност коефицијента трансформације K_{ddq} може се усвојити произвољно, у зависности од жељеног односа величина у двоструком dq и фазном домену. Очигледно је да величине у првом dq подсистему (ξ_{d1s} , ξ_{q1s} , ξ_{01s}) зависе само од фазних величина прве звезде, док величине у другом dq подсистему (ξ_{d2s} , ξ_{q2s} , ξ_{02s}) зависе само од фазних величина друге звезде. С обзиром на то, применом двоструке dq трансформације, бФААМ се третира као две независне трофазне АМ са просторним померајем између намотаја. Дата матрица трансформише статорске величине у стационарни референтни систем, али се применом додатне обртне трансформације може остварити произвољна брзина обртања референтног система. Нулте компоненте не постоје у случају када су звездишта обе звезде изолована, тако да се оне најчешће не разматрају.

Еквивалентна кола која одговарају динамичком моделу 6ΦААМ у двоструком dq домену приказана су на слици П.1. На основу облика матрица VSD трансформације (2.14) и двоструке dq трансформације (7.3), може се утврдити да између електричних величина ова два модела важе следеће релације:

$$\xi_{ds} = \frac{K}{K_{ddq}} (\xi_{d1s} + \xi_{d2s}), \quad \xi_{qs} = \frac{K}{K_{ddq}} (\xi_{q1s} + \xi_{q2s}) \quad (7.4a)$$

$$\xi_{xs} = \frac{K}{K_{ddq}} (\xi_{d1s} - \xi_{d2s}), \quad \xi_{ys} = \frac{K}{K_{ddq}} (-\xi_{q1s} + \xi_{q2s}) \quad (7.4b)$$

$$\xi_{0+s} = \frac{K}{K_{ddq}} \xi_{01s}, \quad \xi_{0-s} = \frac{K}{K_{ddq}} \xi_{02s} \quad (7.4b)$$

Између параметара двоструког dq и VSD модела важе следеће релације [46]:

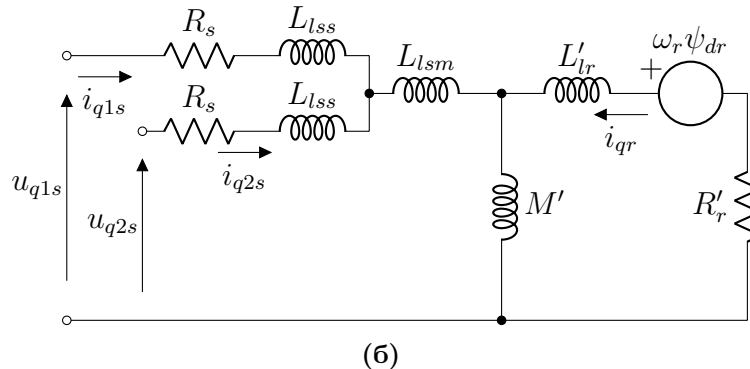
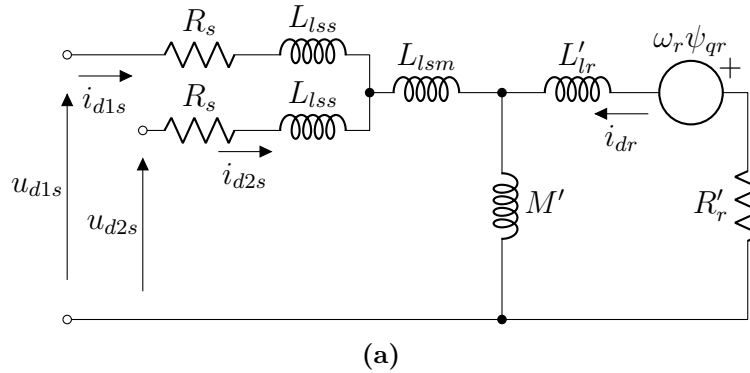
$$M' = M/2, \quad L'_{lr} = L_{lr}/2, \quad R'_r = R_r/2 \quad (7.5)$$

Напонске једначине статора двоструког dq модела гласе:

$$\mathbf{u}_s^{ddq} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s^{ddq} + \frac{d\psi_s^{ddq}}{dt}, \quad (7.6)$$

где је \mathbf{R}_s дијагонална матрица отпорности статора дефинисана једначином (2.3). Једначине за флуksеве двоструког dq модела гласе:

$$\psi_s^{ddq} = \mathbf{L}_s^{ddq} \mathbf{i}_s^{ddq} + \mathbf{L}_{sr}^{ddq} \mathbf{i}_r^{ddq}, \quad (7.7)$$



Слика П.1: Еквивалентна кола 6ΦААМ моделованог у двоструком dq домену: (а) d оса, (б) q оса

где је \mathbf{L}_s^{ddq} матрица индуктивности статора:

$$\mathbf{L}_s^{ddq} = \begin{bmatrix} L_s^{ddq} & 0 & 0 & L_m^{ddq} & 0 & 0 \\ 0 & L_s^{ddq} & 0 & 0 & L_m^{ddq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{l0} & 0 & 0 & 0 \\ L_m^{ddq} & 0 & 0 & L_s^{ddq} & 0 & 0 \\ 0 & L_m^{ddq} & 0 & 0 & L_s^{ddq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{l0} \end{bmatrix}, \quad (7.8)$$

где је $L_s^{ddq} = L_{ls} + L_{lm} + M'$ сопствена индуктивност статора, $L_m^{ddq} = L_{lm} + M'$ заједничка индуктивност статора и $L_{l0} = L_{ls} + L_{lm}$ индуктивност нултог подсистема. Матрица \mathbf{L}_{sr}^{ddq} садржи међусобне индуктивности статора и ротора:

$$\mathbf{L}_{sr}^{ddq} = \begin{bmatrix} M' & 0 & 0 \\ 0 & M' & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ M' & 0 & 0 \\ 0 & M' & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (7.9)$$

а вектор \mathbf{i}_r^{ddq} струје ротора:

$$\mathbf{i}_r^{ddq} = [i_{dr} \quad i_{qr} \quad 0]^T \quad (7.10)$$

У претходним једначинама коришћене су поједностављене једначине за нулти подсистем. Међутим, то поједностављење у већини случајева није значајно, с обзиром на то да су звездишта оба трофазна намотаја најчешће изолована, тако да нулте компоненте струје нису присутне.

Потребно је још дефинисати једначине механичког подсистема двоструког dq модела. Електромеханичка диференцијална једначина кретања ротора је непромењена у односу на остале моделе, а алгебарска једначина за електромагнетски момент гласи:

$$T_e = \frac{2}{3K_{ddq}^2} \cdot pM' [(i_{q1s} + i_{q2s})i_{dr} - (i_{d1s} + i_{d2s})i_{qr}]. \quad (7.11)$$

П1.2 VBR модел

Основна идеја VBR модела јесте да напонске једначине статора буду формулисане као једначине редног отпорно-индуктивног кола везаног на ред за зависним напонским извором који уважава утицај ротора. Таква формулација није јединствена, па је у литератури присутан велики број различитих варијанти VBR модела, како за трофазне, тако и за вишефазне машине. Модел који је представљен овде у основи представља проширење VBR модела трофазне АМ датог у [59] на случај 6ФААМ. Разлика је у томе што уместо модела трофазне машине као полазну тачку треба користити двоструки dq модел описан у П1.1.

Циљ је да се напонске једначине статора изразе у следећем облику:

$$\mathbf{u}_s^{ddq} = \mathbf{R}'' \mathbf{i}_s^{ddq} + \mathbf{L}'' \frac{d\mathbf{i}_s^{ddq}}{dt} + \mathbf{e}'', \quad (7.12)$$

При томе, део у ком фигуришу само статорске струје одговара једначинама редног RL кола, док други део чине напони који садрже допринос роторског подсистема и које

треба изразити као алгебарске функције променљивих модела. Овакав модел након трансформације у фазни домен има веома погодан облик за симулацију рада машине напајане из произвољног шестофазног извора. У наставку је описан начин на који се двоструки dq модел 6ФААМ може свести на форму (7.12).

Најпре је потребно изразити заједнички флуks (флуks магнећења) у функцији струја статора и флуksева ротора. Вредности заједничких флуksева у d и q оси дате су изразима:

$$\psi_{md} = M'(i_{d1s} + i_{d2s} + i_{dr}), \quad (7.13a)$$

$$\psi_{mq} = M'(i_{q1s} + i_{q2s} + i_{qr}). \quad (7.13b)$$

Дати изрази након мањих модификација добијају тражену форму:

$$\psi_{md} = M'' \left(i_{d1s} + i_{d2s} + \frac{\psi_{dr}}{L'_{lr}} \right), \quad (7.14a)$$

$$\psi_{mq} = M'' \left(i_{q1s} + i_{q2s} + \frac{\psi_{qr}}{L'_{lr}} \right), \quad (7.14b)$$

где је:

$$M'' = \frac{L'_{lr} M'}{L'_{lr} + M'}. \quad (7.15)$$

Заменом (7.14a) и (7.14b) у (7.7), добијају се једначине за флуksеве статора у d и q оси у следећем облику:

$$\psi_{d1,2s} = L''_s i_{d1,2s} + L''_m i_{d2,1s} + \psi''_{dr}, \quad (7.16a)$$

$$\psi_{q1,2s} = L''_s i_{q1,2s} + L''_m i_{q2,1s} + \psi''_{qr}, \quad (7.16b)$$

где су:

$$L''_s = L_{lss} + L_{lsm} + M'', \quad L''_m = L_{lsm} + M'' \quad (7.17)$$

и:

$$\psi''_{dr} = \frac{M''}{L'_{lr}} \psi_{dr}, \quad (7.18a)$$

$$\psi''_{qr} = \frac{M''}{L'_{lr}} \psi_{qr}. \quad (7.18b)$$

Заменом (7.16a) и (7.16b) у (7.6), напонске једначине статора у d и q оси могу се изразити на следећи начин:

$$u_{d1,2s} = R_s i_{d1,2s} + L''_s \frac{di_{d1,2s}}{dt} + L''_m \frac{di_{d2,1s}}{dt} + \frac{d\psi''_{dr}}{dt}, \quad (7.19a)$$

$$u_{q1,2s} = R_s i_{q1,2s} + L''_s \frac{di_{q1,2s}}{dt} + L''_m \frac{di_{q2,1s}}{dt} + \frac{d\psi''_{qr}}{dt}. \quad (7.19b)$$

Сада је потребно изразити изводе флуксева ψ''_{dr} и ψ''_{qr} у функцији роторских флуксева и статорских струја. Ово је могуће постићи преформулисањем напонских једначина ротора. На основу еквивалентних кола приказаних на слици П.1, има се да је:

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = -\frac{R'_r}{L'_{lr}}(\psi_{dr} - \psi_{md}) - \omega_r \psi_{qr}, \quad (7.20a)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = -\frac{R'_r}{L'_{lr}}(\psi_{qr} - \psi_{mq}) + \omega_r \psi_{dr}. \quad (7.20b)$$

Заменом (7.20a), (7.20b) у (7.18a), (7.18b), а затим уврштавањем тако добијених вредности ψ''_{dr} и ψ''_{qr} у (7.19), напонске једначине у d и q оси попримају следећи облик:

$$u_{d1,2s} = R_s i_{d1,2s} + L_s'' \frac{di_{d1,2s}}{dt} + L_m'' \frac{di_{d2,1s}}{dt} + e_d'', \quad (7.21a)$$

$$u_{q1,2s} = R_s i_{q1,2s} + L_s'' \frac{di_{q1,2s}}{dt} + L_m'' \frac{di_{q2,1s}}{dt} + e_q'', \quad (7.21b)$$

где су:

$$e_d'' = -\omega_r \psi''_{qr} + \frac{M'' R'_r}{L_{lr}''^2} (\psi''_{dr} - \psi_{dr}) + \left(\frac{M''}{L'_{lr}} \right)^2 R'_r (i_{d1s} + i_{d2s}), \quad (7.22a)$$

$$e_q'' = \omega_r \psi''_{dr} + \frac{M'' R'_r}{L_{lr}''^2} (\psi''_{qr} - \psi_{qr}) + \left(\frac{M''}{L'_{lr}} \right)^2 R'_r (i_{q1s} + i_{q2s}). \quad (7.22b)$$

У зависности од тога како се дефинишу вредности e_d'' и e_q'' , могу се добити различити VBR модели. Коначно, једначине статора могу се изразити у форми (7.12), при чему је матрица отпорности $\mathbf{R}'' = \mathbf{R}_s$, матрица индуктивности је дата као:

$$\mathbf{L}'' = \begin{bmatrix} L_s'' & 0 & 0 & L_m'' & 0 & 0 \\ 0 & L_s'' & 0 & 0 & L_m'' & 0 \\ 0 & 0 & L_{l0} & 0 & 0 & 0 \\ L_m'' & 0 & 0 & L_s'' & 0 & 0 \\ 0 & L_m'' & 0 & L_s'' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{l0} \end{bmatrix}, \quad (7.23)$$

а вектор напона који одражавају допринос роторског подсистема као:

$$\mathbf{e}'' = [e_d'' \quad e_q'' \quad 0 \quad e_d'' \quad e_q'' \quad 0]^\top \quad (7.24)$$

Применом инверзне двоструке dq трансформације на VBR модел (7.12), добијају се напонске једначине статора у фазном домену. Множењем обе стране једнакости (7.12) инверзном матрицом двоструке dq трансформације \mathbf{T}_{ddq}^{-1} добија се следећа матрична једначина:

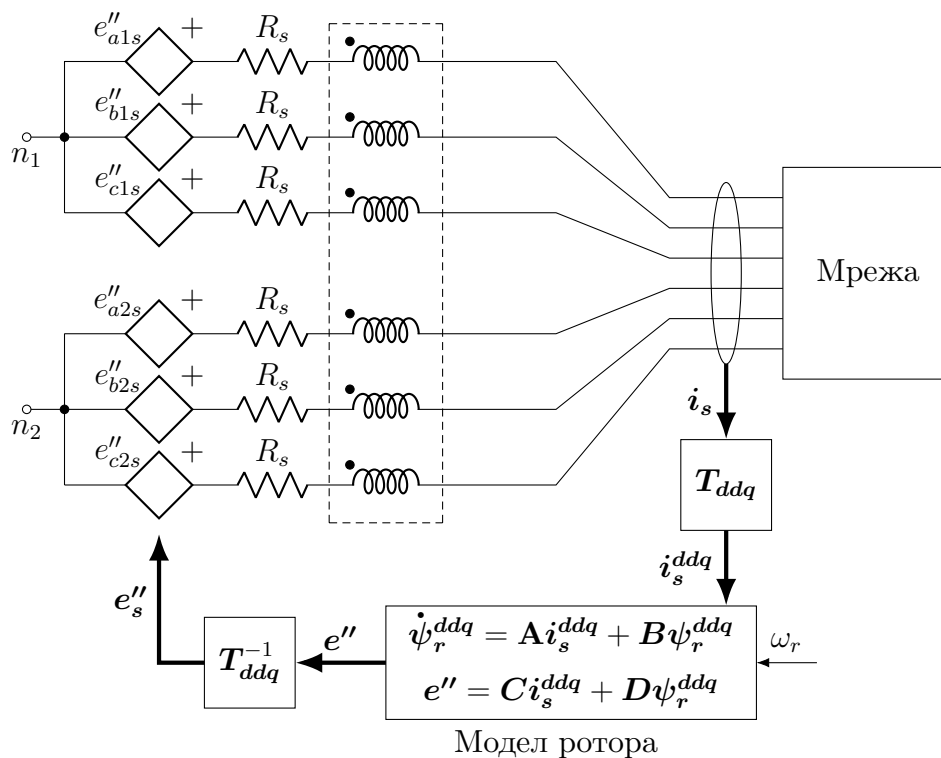
$$\mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + L_s'' \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{e}_s'', \quad (7.25)$$

где је:

$$L_s'' = \mathbf{T}_{ddq}^{-1} L'' \mathbf{T}_{ddq} \quad (7.26)$$

и:

$$\mathbf{e}_s'' = \mathbf{T}_{ddq}^{-1} \mathbf{e}'' = [e''_{a1s} \quad e''_{b1s} \quad e''_{c1s} \quad e''_{a2s} \quad e''_{b2s} \quad e''_{c2s}]^\top. \quad (7.27)$$



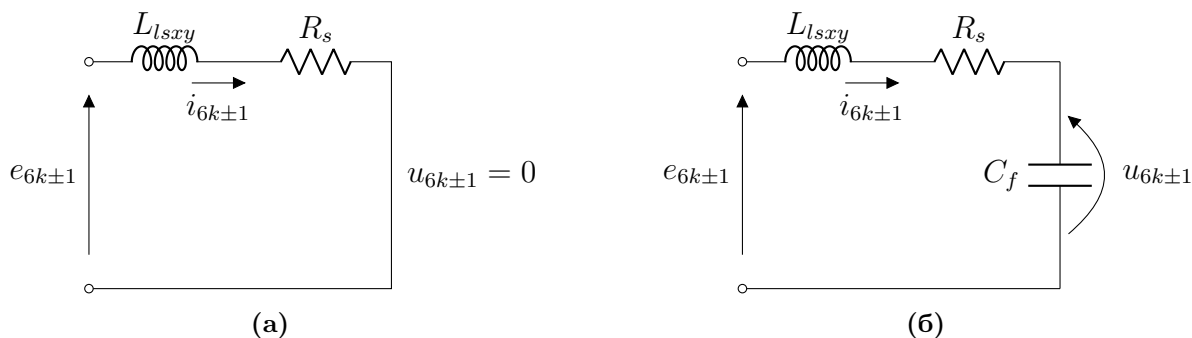
Слика П.2: Еквивалентно коло 6ФААМ представљеног помоћу VBR модела

Матрица индуктивности у фазном домену L_s'' је пуна, симетрична матрица. Према томе, овакав модел подразумева магнетску спрегу између намотаја, слично оригиналном моделу у фазном домену. Међутим, за разлику од модела у фазном домену, код VBR модела су елементи матрице индуктивности константни, тј. не зависе од положаја ротора. У зависности од начина на који се VBR модел формира, могуће је постићи различите облике матрица отпорности и индуктивности.

VBR модел 6ФААМ може се представити помоћу еквивалентног кола приказаног на слици П.2. Једначине роторског подсистема (7.20), (7.24) представљене су у форми модела у простору стања, где су струје статора улазне променљиве, флуksеви ротора променљиве стања, а напони e'' излазне променљиве. Електрична угаона брзина ротора ω_r , која такође представља улаз роторског модела, одређује се на основу једначина механичког подсистема (2.8) и (7.11). Фазе статора су моделоване као RL гране са спрегнутим индуктивностима везане на ред са контролисаним напонским изворима. Захваљујући томе, прикључке статора могуће је директно повезати са мрежом произвољне структуре, чиме је поједностављена имплементација модела 6ФААМ у софтверским пакетима за анализу електромагнетских прелазних појава.

П2 Интерпретација струјног изобличења у режиму СПАГ

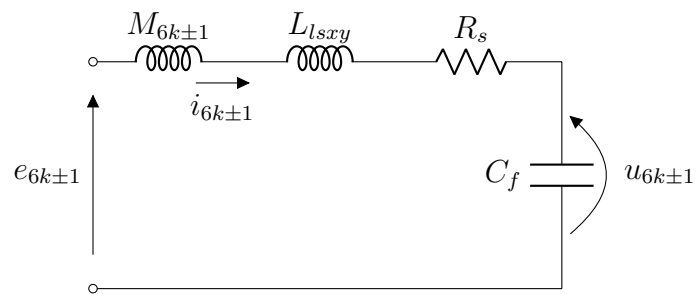
Поређењем експерименталних резултата уочено је да струје 6ФААМ у режиму СПАГ садрже знатно већи удео виших хармоника, пре свега петог и седмог, него у моторном режиму. Поред тога, на основу прегледа литературе, утврђено је и да је удео виших хармоника у таласном облику струје код трофазног СПАГ практично занемарљив. У наставку је дато тумачење ових појава.



Слика П.3: Еквивалентна кола 6ФААМ за више хармонике реда $6k \pm 1$: (а) моторни режим, (б) режим СПАГ

Најпре је анализирана разлика између моторног и генераторског режима код 6ФААМ. У оба случаја, услед засићења магнетског кола, талас магнетске индукције у међугвожђу садржи више просторне хармонике. Сходно томе, одговарајући виши хармоници присутни су и у индукованој емс. Познато је да хармоници струја реда $6k \pm 1$ ($k \in \mathbb{Z}$) код 6ФААМ формирају мпс у xy равни, па сходно томе одговарајући хармоници индуковане емс изазвани засићењем “побуђују” xy раван. Ови хармоници укључују пети и седми хармоник, за које је раније констатовано да су карактеристични за xy раван и који су уочени у струјама СПАГ. У складу са овим закључком, на слици П.3 приказана су упрошћена еквивалентна кола 6ФААМ за моторни режим и режим СПАГ која одговарају хармоницима реда $6k \pm 1$. За познате вредности параметара кола, може се утврдити да је улазна импеданса за пети хармоник у моторном режиму преко два пута већа него у режиму СПАГ, док је за седми хармоник већа за приближно 40%. С обзиром на то, јасно је да, при истим вредностима петог и седмог хармоника индуковане емс, одговарајући хармоници струје имају значајно веће вредности у случају СПАГ. Очигледно је и да у режиму СПАГ постоје пети и седми хармоник напона на прикључцима машине, што није случај у моторном режиму. Не треба заборавити чињеницу да еквивалентна индуктивност у xy равни зависи од струје у xy равни и од струје магнетског кола (МРУЗ). Потенцијално смањење еквивалентне индуктивности услед овог ефекта могло би довести до даљег смањења улазне импедансе СПАГ за пети и седми хармоник, па чак и до редне резонансе. О овоме треба водити рачуна при избору кондензатора за самопобуђивање 6ФААМ.

Сада је потребно образложити због чега је изобличење струја (конкретно, присуство петог и седмог хармоника) код шестофазног СПАГ знатно израженије него код трофазног. За разлику од 6ФААМ, где пети и седми хармоник мпс припадају xy равни и затварају се путевима расипања, код трофазне АМ ови хармоници формирају флуks који се затвара кроз међугвожђе [75]. Сходно томе, еквивалентно коло трофазног СПАГ за хармонике реда $6k \pm 1$ укључује и индуктивност магнетског кола за одговарајући просторни хармоник, као што је приказано на слици П.4. С обзиром на то, еквивалентна индуктивност, а следствено и одговарајућа улазна импеданса, имају значајно веће вредности код трофазног СПАГ у односу на шестофазни. На основу овога, директно се закључује да су вредности петог и седмог хармоника струје мање код трофазног СПАГ, што је и била полазна претпоставка.



Слика П.4: Еквивалентно коло трофазног СПАГ

Биографија аутора

Богдан М. Брковић је рођен 9. 2. 1990. године у Чачку, где је завршио основну школу и гимназију, као носилац Вукове дипломе и ученик генерације. Електротехнички факултет у Београду уписао је 2008. године. У току основних студија на Одсеку за енергетику, смер Електроенергетски системи, остварио је просечну оцену 9,86. Дипломирао је у јулу 2012. године. Ментор приликом израде дипломског рада био је проф. др Зоран Лазаревић. Награђен је од стране Електротехничког факултета као најбољи студент у својој генерацији на Одсеку за енергетику.

Мастер студије на Електротехничком факултету у Београду, модул Енергетски претварачи и погони, уписао је 2012. године. У периоду од уписа до јуна 2013. године положио је све испите са просечном оценом 10,00. У септембру 2013. године завршио је мастер студије одбраном мастер тезе под називом “Неуравнотежено напајање трофазних асинхроних мотора и једнофазни асинхрони мотори”. Ментор приликом израде мастер рада био је проф. др Зоран Лазаревић.

Од октобра 2013. године је студент докторских академских студија на Електротехничком факултету Универзитета у Београду на модулу Енергетски претварачи и погони.

Током основних и мастер студија био је стипендиста Града Чачка, Министарства просвете, науке и технолошког развоја и Фонда за младе таленте Републике Србије.

Од децембра 2012. до фебруара 2013. године био је запослен на Катедри за енергетске претвараче и погоне Електротехничког факултета Универзитета у Београду, у звању сарадника у настави. Од фебруара 2013. године је запослен као асистент на истој катедри. У том периоду био је ангажован на извођењу рачунских и лабораторијских вежби из већег броја предмета и учествовао је у изради великог броја дипломских радова и студентских пројеката.

Ангажован је на два пројекта Министарства просвете, науке и технолошког развоја. Учествовао је у изради две стручне студије.

Аутор је четири рада у међународним часописима са SCI листе, седам радова на научним скуповима од међународног значаја и осам радова на научним скуповима од националног значаја.

Изјава о ауторству

Име и презиме аутора Богдан Брковић

Број индекса 2013/5033

Изјављујем

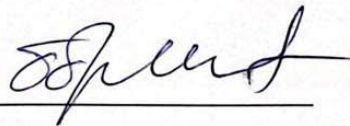
да је докторска дисертација под насловом

Моделовање вишефазних асинхроних машина уважавајући утицај zasiћења магнетског кола

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

Потпис аутора

У Београду, 8.6.2020,



Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора Богдан Брковић

Број индекса 2013/5033

Студијски програм Електротехника и рачунарство

Наслов рада Моделовање вишефазних асинхроних машина уважавајући утицај засићења магнетског кола

Ментор проф. др Зоран Лазаревић

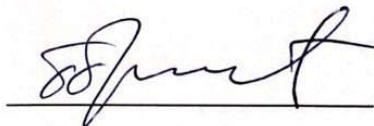
Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла ради похрањивања у **Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду**.

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

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

Потпис аутора

У Београду, 8.6.2020,



Изјава о коришћењу

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

Моделовање вишефазних асинхроних машина уважавајући утицај zasiћења магнетског кола

која је моје ауторско дело.

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

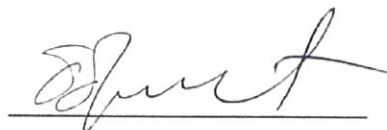
Моју докторску дисертацију похрањену у Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду и доступну у отвореном приступу могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
3. Ауторство – некомерцијално – без прерада (CC BY-NC-ND)
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прерада (CC BY-ND)
6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци.
Кратак опис лиценци је саставни део ове изјаве).

У Београду, 8. 6. 2020.

Потпис аутора



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

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

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

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

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

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