

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Милош М. Јечменица

**МЕТОДОЛОГИЈА ОПТИМАЛНОГ
ПРОЈЕКТОВАЊА СТАТОРСКОГ НАМОТАЈА
ШЕСТОФАЗНИХ МАШИНА УЗ УВАЖАВАЊЕ
ФРЕКВЕНЦИЈСКЕ ЗАВИСНОСТИ
ПАРАМЕТАРА И МАГНЕТСКОГ ЗАСИЋЕЊА**

докторска дисертација

Београд, 2019.

UNIVERSITY OF BELGRADE
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING

Miloš M. Ječmenica

**OPTIMAL DESIGN OF THE STATOR WINDING
IN SIX-PHASE AC MACHINES INVOLVING
FREQUENCY DEPENDENT PARAMETERS AND
MAGNETIC SATURATION**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2019.

ПОДАЦИ О МЕНТОРУ И ЧЛАНОВИМА КОМИСИЈЕ

Ментор:

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

Чланови комисије:

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

Др Жарко Јанда, виши научни сарадник
Електротехнички институт „Никола Тесла“

Др Драган Мухић, доцент
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Др Младен Терзић, доцент
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

ЗАХВАЛНИЦА

Пре свега желео бих да се захвалим ментору проф. др Зорану Лазаревићу који ми је указао поверење и пружио шансу да радим на Електротехничком факултету у Београду.

Захваљујем се проф. др Емили Левију, са Liverpool John Moores University, School of Engineering, на несебичној сарадњи и помоћи у кључним фазама научноистраживачког процеса.

Такође, посебну захвалност дугујем асистенту Богдану Брковићу на несебичној подршци, без чије свесрдне помоћи ова дисертација не би постојала у оваквом облику.

Захваљујем се проф. др Слободану Вукосавићу и др Жарку Јанди, на конструктивним коментарима током израде дисертације. Велику захвалност дугујем др Драгану Мићићу и др Младену Терзићу на корисним саветима и сугестијама током израде дисертације.

Желим да се захвалим својим пријатељима на подршци и охрабривању у току докторских студија.

Коначно, желим да се захвалим својим родитељима, свом брату и сестри на свему што су учинили за мене.

**МЕТОДОЛОГИЈА ОПТИМАЛНОГ ПРОЈЕКТОВАЊА СТАТОРСКОГ
НАМОТАЈА ШЕСТОФАЗНИХ МАШИНА УЗ УВАЖАВАЊЕ
ФРЕКВЕНЦИЈСКЕ ЗАВИСНОСТИ ПАРАМЕТАРА И МАГНЕТСКОГ
ЗАСИЋЕЊА**

РЕЗИМЕ

Употреба електричних машина у електричним возилима и у електромоторним погонима великих снага често се базира на концепту вишефазних машина и претварача. Предмет научне расправе у оквиру дисертације је разматрање, утврђивање и уважавање електромагнетских појава које се јављају у току рада ових машина, а које могу утицати на одабир оптималне топологије статорског намотаја. Постоји потреба за анализом појава које се јављају при раду вишефазне машине, а које утичу на промене њених параметара и перформанси, што је искоришћено као темељ за формирање методологије пројектовања статорског намотаја шестофазне машине.

Док су адекватни математички модели вишефазних машина за линеарне услове рада доступни, то није случај са моделима код којих је присутно засићење магнетског кола. У овој дисертацији обрађена је проблематика пројектовања намотаја статора на примеру шестофазне машине. Анализирана је појава засићења магнетског кола при различитим условима напајања, при чему се анализира потенцијална употреба постојећих модела засићених трофазних машина за потребе моделовања засићених вишефазних машина. Код модела шестофазне машине са векторски распрегнутим равнима анализирано је постојање међусобног утицаја између различитих равни при појави засићења магнетског кола, а што је од значаја за развој прецизнијих модела и алгоритама управљања. Дисертација се ослања на аналитичка разматрања, анализу применом методе коначних елемената и експерименталне резултате. Показано је да на засићење на путу главног флукса утичу компоненте струје које не доприносе стварању електромеханичког момента, тј. установљено је постојање међураванског унакрсног засићења, што доводи до потребе за развојем нових модела шестофазних и осталих вишефазних машина, који ће уважити овај ефекат. Поред засићења, анализирани су различите топологије статорских намотаја ради остваривања бољих перформанси

шестофазне машине са становишта смањења површинских губитака у ротору. Установљено је да скраћење навојног корака намотаја често не доводи до смањења ових губитака. Као резултат анализе формирана је методологија оптималног пројектовања статорског намотаја шестофазне машине која се базира на основним научним доприносима ове дисертације.

Ближу област истраживања представља анализа појава од којих зависи приступ пројектовању и оптимизацији статорских намотаја наизменичних шестофазних машина. У дисертацији су описане појаве које се јављају у карактеристичним радним режимима, а од значаја су приликом процеса пројектовања. При томе, највише је пажње посвећено анализи ефекта засићења магнетског кола шестофазне машине, као и анализи губитака услед вишехармоничних компоненти струја.

На основу спроведене анализе, у дисертацији је предложен аналитички модел који уважава ефекте који се јављају при засићењу магнетског кола шестофазне машине. Предложена је нова еквивалентна заменска шема магнетског кола статора, која детаљније представља природу појава у шестофазној машини при настанку засићења. Ове појаве је потребно уважити при пројектовању саме шестофазне машине, као и приликом израде управљачког алгоритма. Појава засићења магнетског кола анализирана је аналитичким моделом, као и методом коначних елемената, након чега је на прототипу шестофазне машине извршена експериментална верификација добијених резултата. Машина је испитана при напајању из шестофазног претварача у режимима рада при којима није изражено засићење, као и при режимима рада са појавом засићења магнетског кола. Експериментални резултати су показали добро слагање са резултатима аналитичког модела и резултатима добијеним методом коначних елемената. На овај начин извршена је верификација предложеног модела магнетског кола шестофазне машине, при чему је показано да приликом засићења магнетског кола долази до међусобног утицаја компоненти струја које не утичу директно у електромеханичком претварању енергије, са оним компонентама које при том случају присутне. С тим у вези, идентификована је нова појава која се односи на спрегу између међусобно ортогоналних равни – појава међураванског унакрсног засићења. Постојање ове појаве је потврђено аналитички, методом коначних

елемената и експериментално. Из добијених резултата произилази потреба за уважавањем ове појаве приликом пројектовања, нарочито у погледу оптимизације статорског намотаја шестофазних машина, при чему је ефекат спреге између ортогоналних равни значајан параметар који утиче на избор оптималне топологије намотаја.

У наставку истраживања испитан је утицај фреквенцијске зависности параметара на пројектовање статорског намотаја. Константовано је да начин формирања статорског намотаја шестофазне машине значајно утиче на вредност њених параметара, а, самим тим, и на њихову фреквенцијску зависност.

Анализиране су различите топологије намотаја статора шестофазне машине, са аспекта вредности индукованих површинских губитака у ротору. Приказана је развијена метода за прорачун ових губитака, као и њене могућности. На основу добијених резултата методом коначних елемената, донете су препоруке од значаја за формирање намотаја статора са становишта редуковања ових губитака.

На основу претходног, дефинисана је методологија пројектовања шестофазних машина, која уважава закључке из дисертације. Научни доприноси дисертације представљају основу за развој нових и модификацију постојећих модела шестофазних машина. Ови модели би у потпуности узели у разматрање појаву zasiћења магнетског кола и индуковане површинске губитке у ротору, приликом пројектовања и оптимизације шестофазних машина и управљања њима. Приказаним истраживањима и добијеним резултатима у дисертацији отворено је неколико праваца за даље истраживање у области пројектовања, моделовања и прорачуна параметара шестофазних машина.

Кључне речи: вишефазне машине, асиметрична шестофазна асинхрона машина, zasiћење магнетског кола, топологија намотаја, површински губици, моделовање.

Научна област: Електротехника

Ужа научна област: Електричне машине

УДК број: 621.3

OPTIMAL DESIGN OF THE STATOR WINDING IN SIX-PHASE AC MACHINES INVOLVING FREQUENCY DEPENDENT PARAMETERS AND MAGNETIC SATURATION

ABSTRACT

The use of electrical machines in electric vehicles and high-power drives frequently requires multiphase machines and multiphase inverters. The topic of the scientific discussion within the dissertation is the consideration, determination and appreciation of the electromagnetic phenomena that occur during the operation of multiphase machines, which can be related to the selection of the optimal topology of the stator winding. There is a need to analyze these phenomena, which influence the changes in parameters and performances.

While appropriate mathematical models under the linear magnetic conditions are readily available for multiphase machines, the same cannot be said for the models of the saturated multiphase machines. This dissertation examines the saturation in an asymmetrical six-phase induction machine under different supply conditions and the possibility of extending the existing linear models to the saturated case. Specifically, in the vector space decomposed model, the mutual coupling between sequence planes is analyzed under saturated conditions, which is important for modeling and control purposes. The dissertation relies on analytical considerations, finite element analysis and experimental results. It is shown that the saturation of the main flux path is influenced by the current components in the orthogonal (non-fundamental) sequence plane. The existence of the cross-coupling effects between different subspaces is recognized, thus implies the need to develop new multiphase machine models which take this effect into account. In addition, various stator winding topologies have been analyzed in order to achieve better performance of the six-phase AC machine. An analysis of the different stator winding topologies and their influence on harmonic losses in the rotor cage, was presented. It has been found that the shortening of the winding pitch often has no effect on reducing these losses. The methodology of designing the stator winding of a six-phase machine is presented, which takes into account the contributions presented in the dissertation.

A closer study of the dissertation research is the analysis of the phenomena which are significant in the design and optimization procedure when constructing a six-phase AC machine. The dissertation describes the phenomena that occur during characteristic operating regimes and are of importance during the design process. Therein, the magnetic circuit saturation effect was analyzed in greatest detail, while considering the existing methods for modeling in both three-phase and six-phase machines. It was concluded that the frequency dependence of parameters is present as in three-phase machines.

An analytical model that describes the saturation effect in the six-phase machine is proposed. Also, effects caused by the frequency variation from the stator winding design standpoint are also analyzed. The effect of frequency dependency of parameters is present as in three-phase machines, but from the point of view of modeling and control, it can often be ignored. The proposed equivalent magnetic circuit model provides an insight into the saturation phenomenon in a six-phase machine. The saturation-related phenomena have to be considered in the machine design process, as well as for the control purposes. In addition to analytical considerations, the saturation phenomenon was analyzed in more detail using the finite element method, after which the experimental verification of the obtained results was carried out on a dedicated six-phase machine. The machine was tested with a six-phase converter supply in operating modes with low saturation, as well as in operating modes with pronounced saturation. The experimental results showed a good match with the results of the analytical model and the results obtained by the finite element method. In this way, the verification of the proposed saturated analytical model of the six-phase machine was performed, showing that the saturation of the main flux path is influenced not only by the torque-producing current components, but also by the orthogonal current components that are not related to electromechanical energy conversion. Consequently, a phenomenon that relates to the cross-coupling effects between different subspaces in the vector space decomposed model of the six-phase machines has been identified as interplane cross-saturation. The procedures carried out in this research have confirmed analytically, by means of finite element method and experimentally the need to acknowledge the discovered effect during the design process, most notably in the design process of the stator winding of

six-phase machines. Additionally, the coupling effect between orthogonal subspaces is significant from the control standpoint.

In addition of the research, the influence of the frequency dependence of the parameters on the stator winding topology was examined. It was concluded that the design of the stator winding of the six-phase machine significantly influences the value of its parameters, and consequently also on their frequency dependence.

Various topologies of the stator windings from the aspect of the induced harmonic losses in the rotor, was analyzed. The developed method for calculating these losses as well as its possibilities is presented. On the basis of the obtained results with the finite element method, recommendations were made to form optimal stator winding topology.

Based on this, the methodology for designing six-phase machines has been defined, which introduces into consideration the impact of this newly identified phenomena and conclusions from this dissertation. This is intended to motivate the development of new and modification of existing models of six-phase machines so that the saturation effect and the aspect of the induction of harmonic losses in the rotor will be properly considered in the design, optimization and control of six-phase machines. With the presented research and obtained results in the dissertation, the entire research area in the field of design, modeling and calculation of parameters of six-phase machines has been opened.

Keywords: multiphase machines, asymmetrical six-phase induction machine, magnetic saturation, winding topology, harmonic losses, modeling.

Scientific field: Electrical engineering

Specific scientific field: Electrical machines

UDK number: 621.3

САДРЖАЈ

1. УВОД	1
1.1. Примена вишефазних машина	1
1.2. Предмет истраживања.....	3
1.3. Остварени научни доприноси	5
1.4. Коришћене методе истраживања	6
1.5. Структура докторског рада	6
2. АСПЕКТИ ПРОЈЕКТОВАЊА СТАТОРСКОГ НАМОТАЈА ШЕСТОФАЗНЕ МАШИНЕ.....	9
2.1. Типови намотаја шестофазних машина	9
2.2. Формирање статорског намотаја шестофазне од полазне трофазне машине.....	11
2.3. Карактеристике статорских намотаја	12
2.3.1 Број слојева и корак намотавања	12
2.3.2 Начин груписања намотаја	15
2.4. Постојећи приступ пројектовању	17
2.5. Постојећи проблеми при пројектовању	21
2.6. Подаци о анализираној шестофазној машини	22
3. МОДЕЛОВАЊЕ ШЕСТОФАЗНЕ МАШИНЕ	25
3.1. Фазни модел	25
3.2. Двоструки d-q модел	28
3.3. Напон-иза-реактансе модел (VBR)	30
3.4. Модел са декомпонованим векторским простором (VSD)	30
4. АНАЛИТИЧКО МОДЕЛОВАЊЕ ЗАСИЋЕЊА ШЕСТОФАЗНЕ МАШИНЕ	35
4.1. Проблематика моделовања магнетског засићења у општој теорији електричних машина	35
4.2. Представљање магнетског засићења	36
4.3. Моделовање засићења код трофазних машина	38
4.4. Постојећи начин моделовања засићења шестофазних машина	40
4.5. Полазна хипотеза.....	41
4.6. Развијена заменска шема магнетског кола	43
4.7. Резултати аналитичког прорачуна	46

4.8.	Закључци аналитичког прорачуна	52
4.9.	Остварени допринос и даљи правци развоја аналитичког приступа	53
5.	АНАЛИЗА ЗАСИЋЕЊА 6ФАМ МЕТОДОМ КОНАЧНИХ ЕЛЕМЕНАТА	54
5.1.	Принцип методе коначних елемената	54
5.2.	Софтверска анализа.....	55
5.2.1	Формирање геометрије и дефинисање граничних услова.....	55
5.2.2	Особине материјала.....	57
5.2.3	Формирање мреже коначних елемената.....	58
5.2.4	Моделовање напајања и подешавање параметара симулације	59
5.3.	Резултати анализе.....	59
5.4.	Потврда аналитичког прорачуна	63
5.5.	Остварени допринос и даљи правац истраживања FEA.....	65
6.	ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА АНАЛИЗА ЗАСИЋЕЊА 6ФАМ	66
6.1.	Опис експерименталне поставке.....	66
6.2.	Претварач за напајање шестофазне машине.....	67
6.2.1	Управљачко коло за управљање радом претварача	71
6.2.2	Управљачки алгоритам за DSP TMS320 F28335	71
6.3.	Експериментална поставка.....	74
6.4.	План мерења и експериментални резултати.....	75
6.4.1	Индукција у међугвожђу	76
6.4.2	Кључни експериментални резултати.....	79
6.5.	Додатна потврда утицаја засићења на распрегнутост VSD модела	85
6.5.1	Амплитуда вектора струје магнећења	85
6.5.2	Утицај ефекта међураванског унакрсног засићења на х-у раван.....	87
6.6.	Закључци упоредне анализе и предложени модел.....	88
6.7.	Остварени допринос и даљи правац истраживања	90
7.	УТИЦАЈ ФРЕКВЕНЦИЈСКЕ ЗАВИСНОСТИ ПАРАМЕТАРА НА ПРОЈЕКТОВАЊЕ СТАТОРСКОГ НАМОТАЈА 6ФАМ	91
7.1.	Пројектовање статорског намотаја и циљане карактеристике 6ФАМ.....	91
7.1.1	Ефекат потискивања струја	92
7.1.2	Губици у магнетском колу.....	94
7.1.3	Површински губици 6ФАМ	95

7.2. Постојећи предлози за одабир топологије намотаја 6ФАМ	96
7.3. Утицај топологије намотаја 6ФАМ на стварање површинских губитака	97
7.4. Резултати анализе	101
7.5. Дискусија о резултатима	104
7.6. Закључак анализе и правци даљег рада	111
8. МЕТОДОЛОГИЈА ОПТИМАЛНОГ ПРОЈЕКТОВАЊА СТАТОРСКОГ НАМОТАЈА 6ФАМ	113
9. ЗАКЉУЧАК	117
ЛИТЕРАТУРА	121
Списак слика	136
Списак табела	139
БИОГРАФИЈА АУТОРА	140

1. УВОД

У уводном делу приказан је осврт на тренутно стање у научној области дисертације, извршен је преглед расположиве литературе, као и метода коришћених при изради дисертације. Укратко је описан остварени научни допринос који је обрађен у оквиру дисертације.

1.1. Примена вишефазних машина

Последњих деценија, како се будила колективна свест о климатским променама и емисији штетних гасова у атмосферу, препозната је потреба за имплементацијом више еколошких и енергетски ефикаснијих видова транспорта и интеграција обновљивих извора енергије. То је довело до масовније примене електрификованих бродских погона и погона у летелицама, као и до развоја електричних, хибридно-електричних и електровучних возила. Упоредо са тим, сведоци смо развоја области обновљивих извора електричне енергије, за чијом употребом су захтеви све већи. Дугорочно посматрано, електричне машине представљају незаобилазну компоненту погонског система са применама у транспорту, као и у производњи електричне енергије из обновљивих извора, где су обртни генератори неизоставни део у добијању електричне енергије из ветра.

Традиционална решења за претходно набројане примене, заснована на примени трофазних машина, нису често најповољнија. С тим у вези, како електричне машине најчешће нису директно повезане на дистрибутивне (трофазне) сабирнице или пак раде на изолованој мрежи, број фаза машине не мора бити ограничен на само три. Појава електричних машина са бројем фаза статора већим од три, тј. вишефазних електричних машина, омогућава бројне предности над традиционално коришћеним трофазним машинама [1-3].

Пре више од једног века установљен је трофазни електроенергетски систем, јер је био у предности у односу на једнофазни и двофазни систем из разлога смањеног пулсационог момента код обртне машине са трофазним намотајем [1].

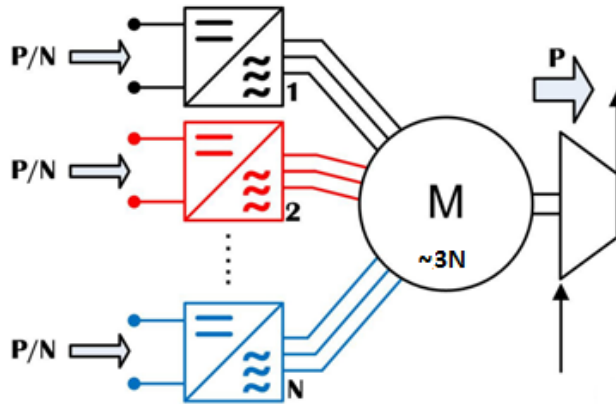
Иако концепт вишефазних погона датира још од друге половине прошлог века [4], почетни темпо развоја био је прилично спор, о чему сведоче први радови

из ове области [5, 6]. Међутим, од последње деценије 20. века до данас дошло је до убрзаног развоја ове области.

Предности вишефазних машина у односу на трофазне машине су приказане у [1, 5, 7-9], од којих су најзначајније следеће:

- укупна снага система може бити подељена на више од три фазе, чиме се смањују потребе за повећаном снагом полупроводничких елемената за напајање машине, уз могућност већег дозвољеног краткотрајног преоптерећења;
- повећана густина снаге, што је од интереса у апликацијама где су мала тежина и димензије један од главних критеријума при избору погонске машине;
- поље унутар машине садржи мањи удео просторних хармоника, што доводи до веће ефикасности;
- толерантност на појаву кварова у случају прекида фазе(а) се повећава, што се огледа кроз већу поузданост при раду;
- већа безбедност при раду високобрзинских погона (нпр. отказ једне фазе неће значајно угрозити преостале фазе и машина ће наставити да ради са приближно истим карактеристикама не угрожавајући безбедност целог система);
- додатни степени слободе при управљању из претварача, а који се могу користити за постизање различитих радних режима и перформанси (поред оних који су неопходни за независну контролу флукса и обртног момента машине као код трофазних) и
- смањење нивоа буке.

Када се разматра избор броја фаза, целобројни умножак трофазних система је најчешћи, из разлога масовне производње опреме за трофазно напајање (што омогућава мању цену и лакшу стандардизацију при избору претварача за напајање вишефазних машина), што је илустровано на Сл. 1.1. Вишефазне машине које су најчешће у употреби су: петофазне [10], шестофазне [11, 12], седмофазне [13, 14], деветофазне [15], дванаестофазне [16] и петнаестофазне [17]. Од интереса за проучавање су нарочито шестофазне јер су од свих топологија вишефазних машина оне најзаступљеније, с обзиром на предности описане у [7, 18-20].



Сл. 1.1 Скица вишефазног електромоторног погона

Вишефазне машине се најчешће напајају из наменски пројектованих енергетских претварача који су прикључени на трофазну мрежу. Излазни крајеви претварача и крајеви статора машине морају имати исти број фаза, што доводи до тога да се било који број фаза може реализовати [21, 22].

Прегледајући расположиву литературу, примећује се да се тренд убрзаног развоја вишефазних машина наставио, где је значајан број научних достигнућа и решења објављен у научним часописима, патентиран и примењен у индустрији. Велики број истраживача широм света ради на решавању проблема конструкције, управљања и експлоатације вишефазних машина, анализи могућих режима рада после испада једне фазе, као и на испитивању рада вишефазних машина у склопу са различитим топологијама енергетских претварача. Упркос томе, постоји читав низ питања у овој области на које је потребно дати одговоре.

На основу свега претходног, показује се да је прелаз са традиционално коришћених, трофазних, на вишефазне машине позитиван, што представља нову парадигму развоја електроенергетике у будућности.

1.2. Предмет истраживања

Анализирана литература потврђује значај вишефазних машина и приказује резултате истраживачког рада у развоју различитих конфигурација вишефазних машина, топологија енергетских претварача за напајање вишефазних машина и развоју алгоритама за управљање вишефазним мотор-претварачким групама.

Предмет научне расправе у оквиру дисертације је разматрање, утврђивање и уважавање електромагнетских појава које се јављају у току рада шестофазне

машине, а које имају утицај на избор оптималне топологије статорског намотаја. Постоји потреба за анализом појава које се јављају при раду, а које утичу на промене параметара и перформанси. Од интереса је првенствено спровести теоретска разматрања и открити уочене појаве, што се може искористити као темељ за формирање методологије пројектовања целе шестофазне машине. Анализа појава у шестофазној машини и формирање адекватних модела чине полазну основу за развој методологије пројектовања статорског намотаја, што представља основни правац рада дисертације. Посебан акценат ће бити на појавама чије присуство је примећено при засићењу магнетског кола шестофазне машине при напредним техникама управљања које се користе у погонима овог типа. Поред тога, биће анализирани различите топологије статорских намотаја шестофазних машина, са аспекта површинских губитака који се јављају у кавезном ротору шестофазне машине.

Проучавањем расположиве литературе, аналитичким разматрањима и коришћењем алата за моделовање споропроменљивог електромагнетског поља, као и експерименталном анализом у лабораторији, у дисертацији се испитује утицај напредне технике управљања на појаву засићења магнетског кола шестофазне машине, као и одабир топологије намотаја статора у циљу постизања оптималних перформанси шестофазне машине.

Благовременим утицајем на избор и формирање статорског намотаја, анализом утицаја његовог пројектовања на промене параметара у области основне учестаности и на учестаности комутација, може се постићи унапређење перформанси шестофазне мотор-претварачке групе. Адекватно препознавање и уважавање појава у различитим радним режимима машине имају утицаја на естимацију параметара и могу се довести у везу са експлоатационим карактеристикама, што ствара простор за формулисање методологије оптималног пројектовања статорског намотаја.

У дисертацији ће бити формулисани и приказани главни научни доприноси, са посебним нагласком на њиховом значају и практичној примени. Тиме ће се проширити могућности за примену компактних, ефикасних и поузданих шестофазних мотор-претварачких група.

1.3. Остварени научни доприноси

Главни научни доприноси који су остварени у дисертацији су:

- развијен је аналитички модел са еквивалентном заменском шемом магнетског кола који узима у обзир просторну расподелу статорског намотаја и облик магнетског кола, и који уважава уочене промене услед појаве засићења у јарму статора шестофазне машине. Такође, изведени су аналитички изрази који узимају у обзир димензионе карактеристике статорског магнетског кола. Како би се анализирао утицај напредног начина напајања које се користи за управљање шестофазном машином, формулисана је критеријумска функција на бази струје магнетског кола, која омогућава да се квантификује утицај засићења магнетског кола на корекцију начина управљања (утицај компоненти које не доприносе стварању обртног момента на засићење магнетског кола);
- изведене су аналитичке релације које детаљније описују појаву засићења магнетског кола шестофазне машине. Извршено је поређење резултата аналитичког прорачуна без присутне појаве засићења магнетског кола код шестофазне машине и са њом, при чему је уочена и објашњена нова појава која се јавља при засићењу магнетског кола, тј. спрега између ортогоналних равни услед засићења магнетског кола. Овај феномен је назван „међураванско унакрсно засићење“ (енгл. *interplane cross-saturation*) [23];
- развијен је модел шестофазне машине у софтверском алату базираном на методи коначних елемената. Извршене су компјутерске симулације, на основу којих је доказано постојање нове појаве, чиме је потврђен развијени аналитички модел;
- експерименталном анализом у лабораторији на прототипу шестофазне асинхроне машине потврђено је присуство појаве међураванског унакрсног засићења;
- закључено је да се ова појава мора уврстити у постојеће моделе свих вишефазних машина који уважавају засићење и предложени су нови аналитички изрази;

- установљено је да је потребно узети у разматрање овај феномен при оптималном пројектовању шестофазне машине;
- извршена је анализа утицаја избора топологије статорског намотаја шестофазне машине, са аспекта површинских губитака у кавезном ротору;
- формиране су препоруке за одабир топологије статорског намотаја ради остваривања бољих перформанси машине и
- представљена је нова методологија оптималног пројектовања статорског намотаја шестофазне машине.

1.4. Коришћене методе истраживања

У дисертацији су примењене следеће методе истраживања:

- анализа постојеће литературе повезане са моделовањем појава које се јављају при раду трофазних и шестофазних машина;
- аналитичко представљање засићења магнетског кола шестофазне машине на нивоу статорског жлеба (зупца), уз дефинисање критеријумске функције за евалуацију предложеног заменског магнетског кола;
- анализа и развој аналитичког модела који уважава засићење на нивоу целог статорског магнетског кола шестофазне машине;
- развој аутоматизоване процедуре за анализу засићења у шестофазној машини применом методе коначних елемената;
- експериментална верификација на прототипу шестофазне машине;
- поређење аналитички добијених резултата и оних базираних на методи коначних елемената са експериментално добијеним резултатима и
- развој аутоматизоване процедуре за анализу топологије статорског намотаја, са аспекта површинских губитака у ротору.

1.5. Структура докторског рада

У дисертацији су приказана аналитичка разматрања, рачунарске симулације и експериментално добијени резултати, како би се разумеле појаве које се јављају при раду шестофазних машина. Формиран је аналитички модел

еквивалентног магнетског кола који представља основу за почетак пројектовања намотаја статора уз уважавање ефекта засићења магнетског кола. Обрађене су различите топологије статорског намотаја са становишта остваривања што бољих перформанси приликом пројектовања шестофазних погона.

Аналитичким и експерименталним путем (као и коришћењем методе коначних елемената, енгл. *Finite Element Method*, скр. FEM) одређена је и проверена појава засићења на главном путу флукса. Један од главних праваца дисертације је показати начин имплементације модела декомпозиције (распрезања) векторског простора (енгл. *Vector Space Decomposition*, скр. VSD) и под којим условима се та техника може користити уколико је магнетско коло засићено. Постоји потреба да се испита да ли у том случају важе полазне претпоставке за формирање модела шестофазне машине за које није извршена анализа при постојању засићења.

На основу истраживања која су описана у поглављима која следе, констатовано је да је засићење на путу главног флукса изазвано претежно компонентом флукса која је повезана са производњом електромагнетског (обртног) момента, али да мора бити укључен и утицај друге компоненте која је повезана са расипним флуksom. Другим речима, није довољно користити само фундаменталну равн како би се разумео и описао феномен засићења.

Добро разумевање и представљање засићења имају кључну улогу у одређивању могућности рада у режиму слабљења поља машине, као и остваривања бољих перформанси при управљању, јер прецизна процена управљачких величина и формирање алгоритама су засновани на моделовању шестофазних машина.

Поред тога, анализиране су различите топологије статорских намотаја шестофазних машина, са аспекта површинских губитака који се јављају у кавезном ротору. Анализа употребом FEM може се сматрати поузданом за процену перформанси бФАМ. Иако је анализа помоћу FEM временски захтевна, ипак је комфорнија и економски повољнија у односу на формирање нове лабораторијске поставке и захтевна мерења. Из тог разлога, спроведен је низ испитивања на фамилији конструктивно сличних бФАМ.

Детаљно је анализиран утицај појединачних просторних хармоника МПС на генерисање површинских губитака у ротору да би се утврдило које хармонике је најбитније потиснути, што представља додатни критеријум приликом пројектовања статорског намотаја шестофазне машине. Предложена је метода за анализу утицаја појединачних просторних хармоника МПС намотаја статора шестофазне машине на губитке у проводницима (штаповима) и магнетском колу ротора.

На послетку, предложена је методологија пројектовања статорског намотаја и приказана је у форми блок дијаграма.

Дисертација је организована кроз следећа поглавља. Типови, карактеристике и начин формирања намотаја статора шестофазних машина описани су у другом поглављу. Постојећи начини моделовања шестофазних машина представљени су у трећем поглављу. Четврто поглавље даје детаљни аналитички преглед појаве засићења магнетског кола статора шестофазне машине. У петом поглављу спроведена је анализа развијеног модела засићене шестофазне машине применом методе коначних елемената са дискусијом о добијеним резултатима. Експериментална верификација нове идентификоване појаве, која уважава међусобни утицај ортогоналних равни при појави засићења, дата је у шестом поглављу. У седмом поглављу описан је утицај фреквенцијске зависности параметара на пројектовање статорског намотаја шестофазне машине. У поглављу осам је приказана предложена методологија пројектовања статорског намотаја шестофазних машина, док последње поглавље садржи закључак са научним доприносима дисертације и правцима будућег истраживачког рада.

2. АСПЕКТИ ПРОЈЕКТОВАЊА СТАТОРСКОГ НАМОТАЈА ШЕСТОФАЗНЕ МАШИНЕ

Полазни аспект пројектовања статорског намотаја чини устаљена процедура (методологија) пројектовања традиционално коришћених трофазних машина и приказана је у литератури која се бави њиховим пројектовањем [24-26]. Циљ пројектовања намотаја машине је остваривање што бољих перформанси уз максимални степен корисног дејства.

2.1. Типови намотаја шестофазних машина

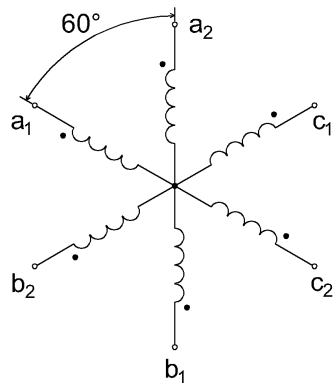
Позната су два различита типа намотаја шестофазних машина: симетрични и асиметрични тип. Њихова разлика се огледа у међусобном просторном положају намотаја две трофазне звезде од којих је састављен шестофазни намотај.

Са аспекта пројектовања, за вишефазну машину са укупним бројем фаза n оптимални померај између фазних намотаја је:

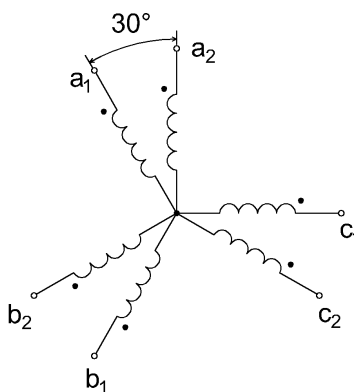
- π/n , у случају када је n паран број,
- π/n , у случају када је n непаран број који је дељив са три и
- $2\pi/n$, у случају када је n непаран број који није дељив са три.

Потребно је истаћи да су ово идеални случајеви које најчешће није могуће у потпуности остварити у пракси, јер је број жлебова ограничен обимом статора и минималном ширином зупца.

За случај шестофазне машине са симетричним типом намотаја, приказаним на Сл. 2.1, осе трофазних намотаја су просторно померене за 60° електричних, тј. свих шест фаза су међусобно просторно померене за исти угао од 60° електричних. Код асиметричних шестофазних машина, чији намотај је приказан на Сл. 2.2, осе трофазних намотаја су померене тако да је сваки фазни намотај асиметрично померен у односу на своје суседне фазне намотаје. Из анализе спроведене у [27] закључује се да је најбоља механичка карактеристика машине за фазни померај између две трофазне звезде од 30° електричних. Важно је напоменути да адекватним спајањем крајева намотаја шестофазна машина се може напајати из трофазног извора.



Сл. 2.1 Симетрично формиран статорски намотај шестофазне машине



Сл. 2.2 Асиметрично формиран статорски намотај шестофазне машине

Тачке на Сл. 2.1 и Сл. 2.2 означавају хомологне крајеве намотаја којима су дефинисани почечи намотаја мотани у истом смеру (у моторном режиму рада означавају крајеве намотаја у које струја „улази“).

Пре но што су се појавили ширинско модулисани претварачи, одабир између типова намотаја шестофазне машине био је руковођен критеријумом елиминисања хармоника шестог реда из валовитости момента, који је проузрокован присуством петог и седмог хармоника статорског поља [28]. Наиме, валовитост момента је више изражена код симетричних шестофазних намотаја, где су присутне кружне струје магнетског изједначења [29]. Код асиметричног типа намотаја елиминишу се хармоници реда $6n \pm 1$, где је $n = 1, 3, 5, \dots$, где често нема потребе за скраћењем навојног корака намотаја машине како би се редуковао утицај виших хармоника, што је чест случај код трофазних и симетричних шестофазних машина [30]. Из тог разлога је асиметрична шестофазна машина најчешће коришћена у апликацијама великих снага, не само у

односу на симетричне већ и у односу на остале вишефазне машине [19]. Даља анализа ће због велике распрострањености бити усмерена ка шестофазним асиметричним асинхроним машинама са кавезним ротором (скр. 6ФАМ), при чему се анализа може проширити на шестофазне машине са намотаним ротором.

2.2. Формирање статорског намотаја шестофазне од полазне трофазне машине

Будући да шестофазне машине још увек нису заступљене колико трофазне, за конструкцију 6ФАМ обично се користи магнетско коло трофазне машине, са познатим димензионим карактеристикама. Како пројектовање статорског намотаја првенствено зависи од расположивог броја жлебова, минимални потребни број жлебова за формирање намотаја повезан је са просторном расподелом намотаја два трофазна система унутар жлебова. Минимално потребни број жлебова за формирање намотаја вишефазне машине (од трофазне као полазне) дефинисан је као:

$$Q_s = m \cdot p \cdot (2 + K) \quad (1)$$

где је Q_s минимални број статорских жлебова, m број фаза машине, p број пари полова машине, и коефицијент K који за асиметрични тип намотаја има вредности $K = 0, 2, 4, \dots$, а за симетрични тип $K = 1, 3, 5, \dots$. Да би се формирао шестофазни намотај машине (за померај од 30° електричних између трофазних намотаја) са четири пола минимални потребни број статорских жлебова полазне трофазне машине је 24 за асиметрични, а 36 за симетрични тип намотаја [29]. Како расте вредност коефицијента K , већи је и број жлебова у магнетском колу, а тиме и расподела поља ближа жељеном синусном облику. На основу анализе у [27], може се закључити да повећање броја жлебова повољно утиче на смањење садржаја виших хармоника у таласу магнетопобудне силе (скр. МПС). Са друге стране, повећање броја фаза доводи до отежаног постизања синусоидалне расподеле МПС у међугвожђу услед ограниченог броја жлебова дуж обима статора. С тим у вези, пожељно је употребити што већи број жлебова јер се тако постиже боља просторна расподела намотаја и умањује садржај виших хармоника. Међутим, потребно је водити рачуна о следећем – избор већег броја жлебова, по

непромењеном обиму машине, узрокује смањење ширине зубаца. Повећање броја жлебова ограничено је из механичких разлога, јер због великог броја жлебова (па тиме и зубаца) и зупци би морали да буду ужи, што има своје границе у смислу практичне имплементације. Такође, могуће је да би се смањењем ширине жлеба смањило и простор унутар жлеба за проводнике (коэффицијент испуне жлеба би се смањило), јер се ипак захтева одређен пречник проводника како би се имала потребна густина струје. Компромис представља избор магнетског кола статора са већим унутрашњим пречником, у границама које дозвољава апликација. Из претходно наведеног, закључује се да је избор броја жлебова ствар компромиса између смањења губитака помоћу смањења садржаја хармоника МПС, са једне стране, и одржања вредности губитака у гвожђу на прихватљивој вредности, са друге стране [27].

2.3. Карактеристике статорских намотаја

Досадашња пракса показује да се вишефазне машине најчешће формирају супституцијом статорских намотаја постојећих трофазних, пожељно оних са већим бројем статорских жлебова. Тако формирана вишефазна машина има мањи број жлебова по фази од трофазне, што за последицу има појаву већих амплитуда просторних хармоника, чиме се повећавају губици и загревање унутар саме машине, уколико се посматра само једна фаза. Међутим, садржај просторних хармоника у резултантном пољу (МПС) заправо може бити бољи код шестофазне машине. Са друге стране, струја у проводницима је мања него она код трофазних машина (већи број фаза за непромењену снагу) па је загревање мање. Адекватни избор типа намотаја омогућава повећање основног хармоника, а такође и смањење виших просторних хармоника, за које је познато да изазивају нежељене пулсације момента [31].

2.3.1 Број слојева и корак намотавања

Намотаји по типу могу бити једнослојни и двослојни са пуним и са скраћеним навојним кораком [24]. Намотаји код шестофазних машина су најчешће распоређени у жлебове са двослојним намотајима, што је очекивано због смањења броја жлебова по полу/фази у односу на полазну трофазну машину.

Предности двослојних намотаја у односу на једнослојне намотаје огледају се у лакшој и јефтинијој производњи, омогућеном скраћивању навојног корака намотаја и смањењу реактанси расипања уз остваривање бољих перформанси машине [1].

Осим тога што се може повећати број жлебова, употреба двослојног намотаја са скраћеним навојним кораком је једна од техника којом се редукују негативни ефекти услед постојања вишехармоничних компоненти поља (МПС) у намотајима (услед ограниченог броја жлебова). Намотаји шестофазних машина са скраћеним навојним кораком често поседују бољи хармонијски спектар од оних са пуним навојним кораком [31].

Један од недостатака употребе двослојног намотаја је смањење коефицијента испуне жлеба услед потребе да се користи појачана изолација између проводника различитих фаза, а који се налазе у истом жлебу. Такође, негативни ефекат скраћеног навојног корака је и нешто мања основна компонента МПС. Међутим, ови недостаци су у досадашњим истраживањима били занемарљиви у односу на добитак који доноси смањени садржај хармоника у МПС шестофазне машине [27]. Потреба за истраживањем у области оптималног пројектовања намотаја је препозната, као и значај самог истраживања. Циљ истраживања је утврђивање да ли се увек скраћењем навојног корака намотаја постижу најбоље перформансе машине или то и није случај.

Уколико је ограничен број жлебова магнетског кола статора (формирање неидеалне синусне расподеле МПС) и уколико постоји скраћење навојног корака, дефинисан је укупни навојни сачинилац за вишехармоничну компоненту МПС, као:

$$k_{wv} = k_{pv} \cdot k_{dv} \cdot k_{swv} \quad (2)$$

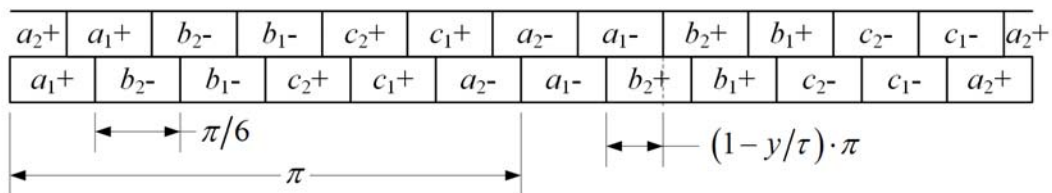
где је k_{wv} укупни навојни сачинилац за v -ти хармоник, k_{pv} и k_{dv} тетивни и појасни навојни сачиниоци за v -ти хармоник МПС, респективно, а k_{swv} представља коефицијент услед искошења жлебова за v -ту компоненту МПС. Појасни и тетивни навојни сачиниоци за v -ти хармоник, као и коефицијент услед искошења жлебова (уколико постоји) дефинисани су као:

$$k_{pv} = \sin\left(v \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2}\right), \quad k_{dv} = \frac{\sin\left(v \frac{1}{m} \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{S}{2pm} \sin\left(v \frac{2p}{S} \frac{\pi}{2}\right)} \quad (3)$$

$$k_{sw} = \frac{\sin(v\alpha/2)}{v\alpha/2}, \quad \alpha = \frac{180^\circ}{N_{slp}}$$

где y представља скраћење навојног корака у односу на пун навојни корак (τ), α угао искошења ротора за v -ти хармоник и N_{slp} је број статорских жлебова по полу [32]. Техника искошења жлебова служи за спречавање непожељних пулсација флуksа које су узроковане присуством виших просторних хармоника МПС (код већине асинхроних машина ова техника се примењује само на ротору). Уобичајено је да се жлебови на ротору искосе за вредност која одговара просторном углу једног статорског жлеба [33].

Код намотаја највећег броја трофазних машина, оптимално скраћење навојног корака је у распону од 0,8 до 0,9 [25]. Код шестофазних намотаја пожељна вредност скраћења, уколико је потребно скратити навојни корак, јесте најчешће 5/6 [34]. При томе, редукују се готово сви виши хармоници (нарочито петог и седмог реда), уз незнатно смањење основног хармоника [35]. Графички приказ намотаја шестофазне машине са скраћењем навојног корака између 5/6 и 1 дат је на Сл. 2.3. На слици корак намотавања је обележен са y , а пун навојни корак са τ .



Сл. 2.3 Распоред намотаја унутар жлебова под једним паром полова 6ФАМ без скраћења и са скраћењем навојног корака

Да би се постигла потпуна анализа скраћења навојног корака, у [36] се анализирају погодности при пројектовању намотаја, где је од значаја утицај расипања крајева намотаја (као једне од главних компоненти расипања), чинећи крајеве намотаја доминантним фактором за феномен појаве хомополарних струја.

Са становишта напона напајања, разликују се следећи случајеви код шестофазних машина, и то:

- за рад на нижим номиналним напонима, где се имају веће вредности густине струје у проводницима, при чему долази до израженијег ефекта потискивања при већим (критичним) брзинама обртања. Од интереса је да намотај буде са што мање жлебова по полу и фази (не мање од 1 жлеба по полу и фази); и
- за рад на вишим номиналним напонима, при чему је присутна мања густина струје у проводницима и ефекат потискивања није толико изражен, али се јавља израженији ефекат засићења магнетског кола.

Са становишта фреквенције напона напајања (тј. брзине обртања и избора броја пари полова), разликују се следећи случајеви код шестофазних машина, и то где су:

- номиналне фреквенције до 1000 Hz, при чему су од интереса велике вредности густине момента, превалног момента и критичне брзине обртања, што изискује да вредност еквивалентне индуктивности машине буде што мања, и
- фреквенције преко 1000 Hz, када је потребно редуковати валовитост момента (струје), што захтева да вредност еквивалентне индуктивности буде већа [37].

2.3.2 Начин груписања намотаја

Статорски намотаји шестофазне машине могу се формирати тако да буду расподелени по обиму или концентрисани. У оба случаја, резултујућа МПС одговара укупном дејству свих навојака дуж обима статора. Док протиче наизменична струја кроз два просторно померена жлеба јавља се пулсациона промена МПС, чија амплитуда се мења у времену сходно промени амплитуде струје која је ствара (њен таласни облик је одређен просторном расподелом намотаја у жлебова). Детаљна анализа начина груписања намотаја и њиховог утицаја на промене параметара шестофазне машине дата је у [35, 38, 39].

Таласни облик МПС састоји се из основног и виших хармоника, где просторна расподела проводника одређује хармонијски састав таласног облика.

Са аспекта пројектовања намотаја, од интереса је поништавање хармоника најнижег реда. Из закључака хармонијске анализе [40], у којој су детаљно анализирани намотаји вишефазних машина, произилази да су дистрибуирани намотаји у предности у односу на концентрисане намотаје.

У највећем броју случајева намотај 6ФАМ је расподељен (дистрибуиран) по обиму. Намотај има расподелу МПС претежно синусног облика, уколико су прикључци машине напојени струјама синусног облика. Међутим, просторна расподела МПС није идеално синусног облика и неки просторни хармоници су увек присутни услед ограниченог броја жлебова дуж обима статора. Наиме, при формирању статорског намотаја шестофазних машина може се постићи расподела МПС блиска синусном или квазиправоугаоном облику, користећи дистрибуиране или концентричне намотаје, али, како се повећава број фаза, постаје све теже постићи жељену расподелу МПС. Како би се остварила расподела МПС што ближа синусној, пожељно је имати више од једног жлеба по полу и фази [2].

Поред дистрибуираних, који су најзаступљенији, код 6ФАМ у употреби су и концентрисани намотаји [41]. У [42] дато је поређење перформанси машина са дистрибуираним и концентрисаним намотајима, где је установљено да дистрибуирани поседује предности у односу на концентрични намотај (повећање обртног момента, смањење губитака у роторском кавезу код асинхроних машина). Утицај несинусног напајања на вишефазну машину са концентрисаним намотајем је обрађен у [41], где је установљено да је несинусно напајање погодно условима рада при већим оптерећењима машине, док је синусно напајање у предности при мањим оптерећењима. Детаљнији прорачун параметара, насталих на основу начина формирања статорских намотаја, може се спровести користећи разматрања из радова [25, 43-45].

Нови правци пројектовања статорских намотаја, који подразумевају употребу масивног кавеза на статору уместо традиционално формираних намотаја, представљени су у [46], где је свака шипка кавезног статорског намотаја напајана из засебне претварачке јединице, при чему се индукују мале вредности напона (услед малог броја навојака, тј. једне шипке по фази), што омогућава употребу мосфет транзистора, уместо знатно скупљих IGBT транзистора. Овим приступом елиминише се компликовани производни процес за формирање

статорског електричног кола, смањује се цена производње, остварује већа безбедност (коришћење напонских нивоа испод 50 V), при чему се поседује већа флексибилност управљања и могућност промене броја пари полова и фаза машине у току рада. Недостаци овог новог приступа су веће потребне струје, повећање губитака и појава пренапона у току рада мосфет транзистора, што утиче на смањење поузданости при раду.

Коначно, усвојени статорски намотај 6ФАМ, која ће се користити при даљој анализи, има следеће карактеристике: 36 жлебова, 4 пола, са асиметричним, дистрибуираним, двослојним намотајем са пуним навојним кораком. Опис формирања шестофазног намотаја, на основу магнетског кола полазне, трофазне машине, детаљно је објашњен у [27].

2.4. Постојећи приступ пројектовању

Пројектовање машина је сложен итеративни поступак, у ком се најпре бирају основне димензије машине, затим се врши пројектовање електричног подсистема машине, а након тога прорачун система за хлађење. Уколико хлађење није довољно ефикасно (уколико се покаже да температуре у појединим деловима машине превазилазе дозвољене вредности), цео прорачун се мора поновити, при чему се проблем може решити повећањем димензија машине, избором квалитетнијих материјала или ефикаснијег система за хлађење. Избор материјала је значајан, како са аспекта губитака, тако и са аспекта термичких отпорности машине. Примера ради, избором феромагнетског материјала са мањим губицима (нпр. гвожђе са примесама силицијума) и изолационих материјала високих класа (F, H) номинална снага машине се може повећати без повећања димензија. Пре самог процеса пројектовања потребно је размотрити захтеве апликације за коју се машина пројектује, попут: димензија расположивог простора за смештај машине, снаге, момента, брзине, типа механичке заштите (од кога зависи и начин хлађења), режима рада (континуирани, интермитентни) и слично.

Како би се испунили захтеви за улазно-излазним карактеристикама шестофазне машине, потребно је изабрати улазне параметре битне за пројектовање машине као што су:

- спољашњи пречник језгра статора,

- дужина лим пакета статора,
- ширина статорских жлебова,
- висина статорских жлебова,
- пречник ротора и ширина међугвожђа,
- максимална вредност индукције у међугвожђу,
- ширина роторских жлебова,
- висина роторских жлебова и
- број пари полова и фреквенција напајања (за машине предвиђене за напајање из енергетских претварача).

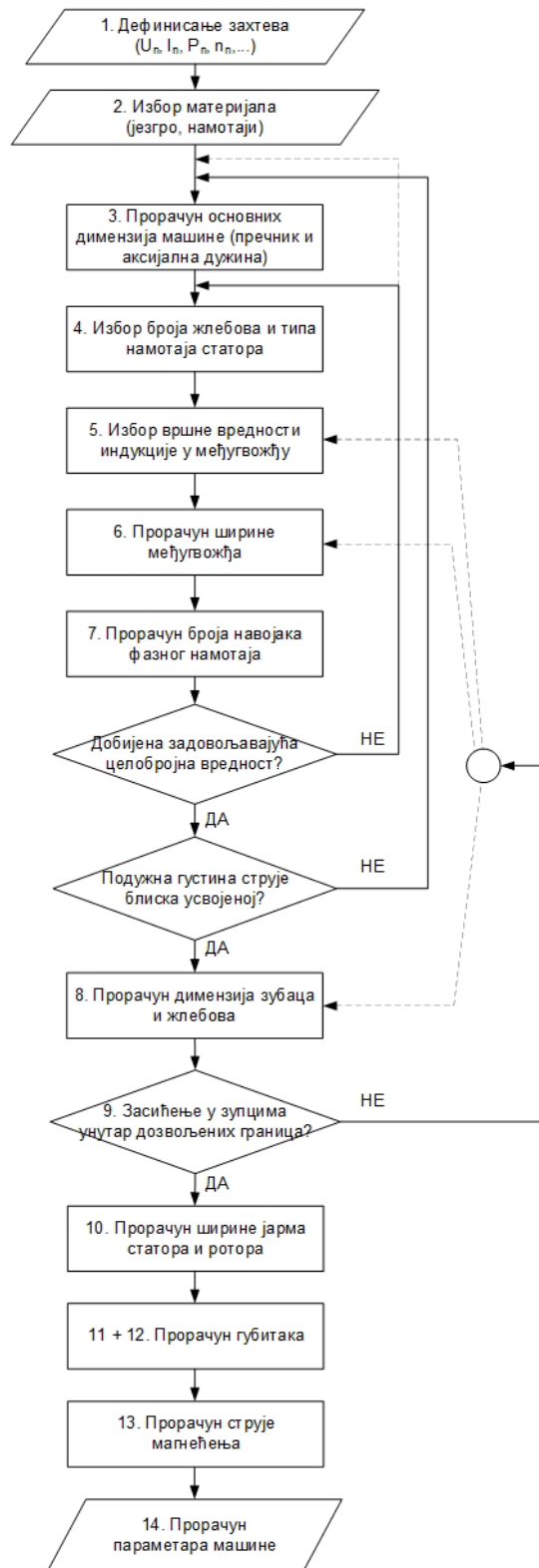
Са становишта напона и фреквенције напајања, ове величине су фиксне и на основу њих се приступа процесу пројектовања. На основу фреквенције напајања, анализа се проширује на дефинисање брзине обртања и броја пари полова машине. Неки захтеви су дефинисани будућим подручјем примене машине (номинална снага, максималне дозвољене димензије, степен искоришћења, брзина), док код осталих пројектант има одређену слободу при одабиру (тип машине, тип конструкције, број пари полова). Генерално гледано, постоје одређена ограничења по свим аспектима величина битних за пројектовање. Адекватан избор је комплексан оптимизациони задатак, за који не постоји јединствено решење.

Стога, може се дефинисати методологија пројектовања трофазних машина која подразумева следеће кораке:

1. дефинисање захтева у зависности од типа и употребне намене машине, попут:
 - типа машине (асинхрона, синхрона),
 - типа конструкције ротора,
 - номиналне снаге,
 - номиналне брзине обртања,
 - броја пари полова,
 - номиналне учестаности напона напајања,
 - номиналног напона напајања,
 - номиналног степена искоришћења и фактора снаге,

- номиналне струје,
 - класе заштите и начина оклапања, и
 - додатних информација (момент при укоченом ротору, максимални момент, струја при укоченом ротору, губици у намотајима, губици у магнетском колу, површински губици, ниво буке итд),
2. избор материјала (електрично и магнетско коло),
 3. прорачун основних димензија ротора,
 4. избор броја жлебова и типа намотаја,
 5. избор вршне вредности магнетске индукције у међугвожђу машине,
 6. прорачун потребне ширине међугвожђа,
 7. прорачун потребног броја навојака фазног намотаја,
 8. прорачун димензија жлебова и зубаца статора и ротора,
 9. провера оправданости занемарења засићења у зупцима,
 10. прорачун ширине јарма статора и ротора (на основу чега су познате све основне димензије машине),
 11. прорачун губитака у магнетском колу,
 12. прорачун губитака у намотајима,
 13. прорачун струје магнећења и
 14. прорачун параметара машине.

Постојећа методологија пројектовања трофазних машина, која се ослања на аналитичке релације и полуемпиријске изразе [24-26], може се графички представити у виду алгорита као на Сл. 2.4.



Сл. 2.4 Алгоритамски приказ методологије пројектовања трофазних машина

2.5. Постојећи проблеми при пројектовању

За апликације где се погонска група пројектује наменски циљ је да се за формирање шестофазне машине не мора користити трофазна машина као полазна, већ се карактеристике магнетског и електричног кола могу бирати. Такође, код машина великих снага постоји још већа потреба за наменским пројектовањем намотаја и магнетског кола, јер са порастом снаге значајно је редуковати губитке (због повећања степена искоришћења, као и због проблема у погледу загревања машине). Ово представља главну мотивацију за развој методологије пројектовања представљене у дисертацији.

Појаве присутне у бФАМ при засићењу и модели који на потпун и адекватан начин уважавају засићење су у овом тренутку у малој мери заступљени у литератури, што указује на потребу за додатним истраживањима у овој области. Такође, не постоје радови на тему одабира топологије статорског намотаја са становишта смањења површинских губитака код ових машина. Тренутни начин формирања намотаја статора бФАМ углавном је заснован на постојећем магнетском колу трофазне машине. Очекује се да ће се у скоријој будућности, како буде расла примена шестофазних погона, овај приступ променити у смислу пројектовања наменског магнетског и електричног кола шестофазних машина.

Када се пројектује статорски намотај шестофазне машине која је предвиђена за рад при вишим учестаностима напајања, посебну пажњу је потребно посветити постизању простопериодичне расподеле магнетске индукције у међугвожђу (ваздушном зазору) машине, ради смањења површинских губитака изазваних вишим просторним хармоницима. Дакле, као и код трофазних машина, циљ је постизање таласног облика МПС што ближег синусном (простопериодичном) облику. Због тога је у дисертацији са посебном пажњом обрађен површински ефекат који се јавља у кавезном ротору предметне машине.

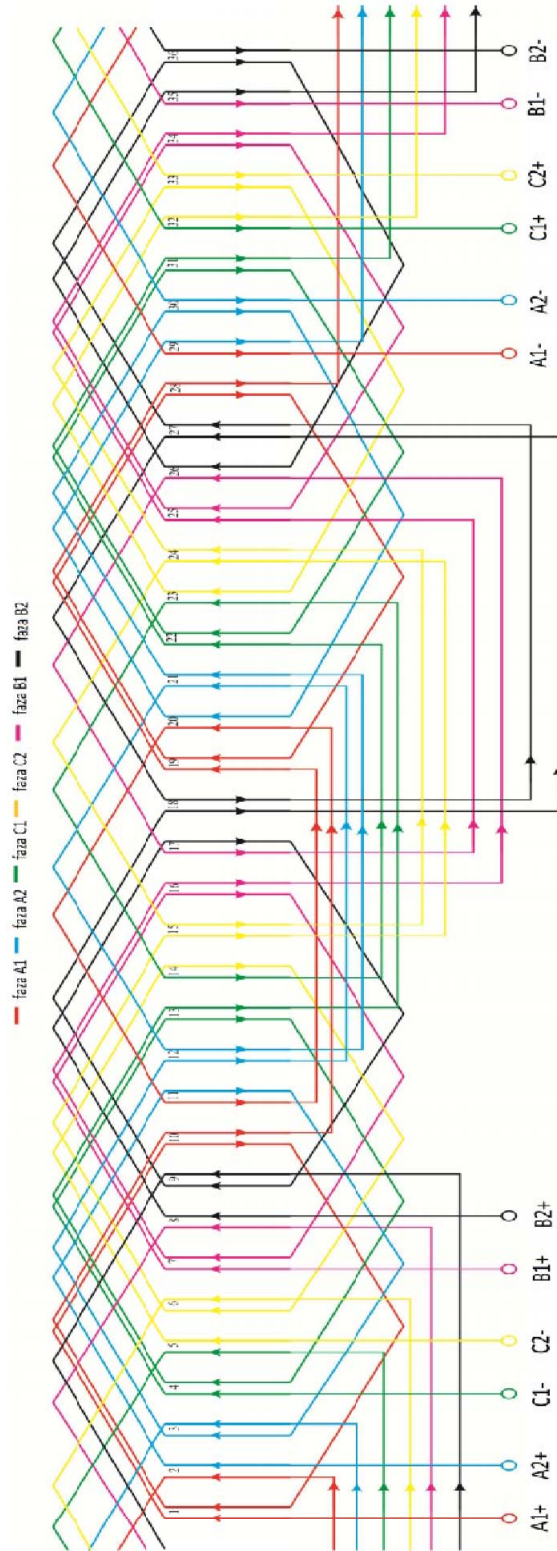
На основу претходних тврдњи, јасно је да постоји потреба за формирањем методологије пројектовања статорских намотаја бФАМ. Како би се то могло спровести, потребно је развити аналитички модел који на адекватан начин описује појаве које се јављају у току рада. Постојећи модели шестофазних машина занемарују засићење магнетског кола машине или користе приступ већ развијен за трофазне машине. С обзиром на сложенију структуру модела бФАМ у погледу

постојања компоненти струја у различитим равнима, очекује се да је за моделовање засићења потребно истовремено уважити утицај свих равни. Поред засићења, од великог значаја за прецизно моделовање су и ефекат потискивања струја у намотајима и губици у гвожђу машине. У наставку ће бити описани постојећи начини моделовања 6ФАМ, најзначајније појаве које се јављају у карактеристичним радним режимима, са анализама потребним ради добијања нових модела који су неопходни у процесу пројектовања статорског намотаја 6ФАМ.

2.6. Подаци о анализираној шестофазној машини

Поступак пројектовања намотаја 6ФАМ, сличан оном који ће бити коришћен у анализама које предстоје, описан је у [27]. Номинални подаци и најзначајније димензије анализираних 6ФАМ приказани су у Таб. 2.1. Због тренутне честе примене у пракси, машина је формирана заменом статорског намотаја постојеће трофазне кавезне четворополне асинхроне машине. С обзиром на ограничен број статорских жлебова и захтев да се задржи исти број полова као код иницијалне машине да би се избегло прекомерно засићење јарма статора, шестофазни намотај је формиран са 1,5 жлебова по полу и фази, што је приказано на Сл. 2.5.

Номинална снага 6ФАМ одговара полазној трофазној машини, с обзиром на то да су попречни пресек проводника, број проводника по жлебу, густина струје и густина флукса у међугвожђу остали непромењени. Будући да се са повећањем броја фаза генерално повећава густина снаге (момента), може се очекивати да је номинална снага формиране 6ФАМ нешто већа у односу на полазну трофазну машину. Како би се прецизно одредила номинална снага 6ФАМ, неопходно би било урадити тест загревања саме машине. Такође, често у пракси стандардне машине немају тачне податке, као што су они са њихове натписне плочице [47, 48]. Услед сложености грађе шестофазних машина, а, самим тим, и већег броја параметара, потребно је урадити огледе празног хода и кратког споја, који се стандардно примењују код трофазних машина, као и додатне наменске тестове [32].



Сл. 2.5 Развијена шема статорског намотаја 6ФММ

Таб. 2.1 Подаци испитиване 6ФАМ

Параметар	Ознака (јединица)	Вредност
Номинална снага (процењена)	P_n (W)	4000
Номинална струја	I_n (A)	5,2
Номинални напон (фазни)	U_{nf} (V)	180
Број полова	$2p$ (/)	4
Број статорских жлебова	Q_s (/)	36
Број роторских жлебова	Q_r (/)	28
Број навојака по фази статора	N_s (/)	264
Број проводника у жлебу	z_Q (/)	44
Пречник проводника	d (mm)	1,0
Спољашњи пречник статора	D_{se} (mm)	184
Унутрашњи пречник статора	D_{si} (mm)	116
Дебљина међугвожђа	δ (mm)	0,5
Дужина лим пакета статора	l_a (mm)	125
Висина жлеба статора	h_{ss} (mm)	16
Ширина жлеба статора	w_{ss} (mm)	6,2
Висина отвора жлеба статора	h_{bs} (mm)	1,2
Ширина отвора жлеба статора	w_{bs} (mm)	1,8
Ширина зупца статора	w_{ts} (mm)	5,4
Висина јарма статора	h_{ys} (mm)	17

3. МОДЕЛОВАЊЕ ШЕСТОФАЗНЕ МАШИНЕ

Алгоритми за управљање претварачима у склопу вишефазних погонских јединица захтевају добро познавање структуре модела, тј. појава које се одвијају унутар машине, и параметара машине који фигуришу у моделу како би се, њиховом применом, обезбедио поуздан рад при устаљеним и динамичким радним режимима. Будући да вишефазне машине, за разлику од трофазних, још увек нису широко распрострањене у индустрији, евидентно је да не постоји велики број истраживачких радова на тему идентификације њихових параметара [32, 49-51].

Како би се приступило пројектовању вишефазне погонске јединице (мотор-претварачке групе), неопходан је прецизан модел машине који репрезентује понашање током свих радних режима. Познато је неколико начина моделовања вишефазних машина, и то: фазни модел, d-q модел, хибридни модел (комбинација претходна два) и модел декомпозиције (распрезања) векторског простора (VSD).

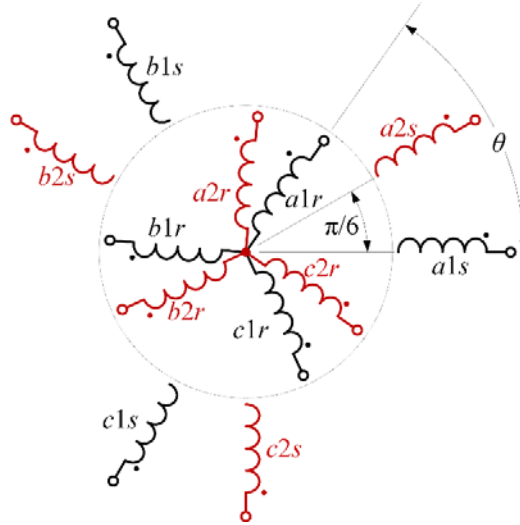
У предстојећој анализи биће приказани модели бФАМ без уважавања засићења магнетског кола и ефеката који доводе до фреквенцијске зависности параметара. Упоредо ће бити разматран почетни модел у фазним координатама (у даљем тексту: фазни модел) са осталим изведеним моделима.

3.1. Фазни модел

Коришћењем фазног модела поједностављује се представљање машине посматрано са прикључних крајева мреже. Фазним моделом се омогућава тачније приказивање феномена који се јављају унутар вишефазне машине, где се из разлога појаве нелинеарних промена користе системи нелинеарних диференцијалних једначина. Будући да постоји међусобна индуктивност између статора и ротора и присуство коефицијената који су функција времена, решавање система једначина је отежано [52].

Шестофазна машина коју анализирамо у дисертацији има статорски намотај који се састоји из два сета трофазних намотаја чије су осе просторно померене за 30° електричних. Намотаји статора и ротора испитиване бФАМ приказани су на Сл. 3.1. Ротор сачињава кавез уобичајене конструкције и може се моделовати као два сета трофазних намотаја која су померена за 30° електричних.

Фазе $a1-b1-c1$ припадају намотајима прве трофазне звезде, док фазе $a2-b2-c2$ припадају намотајима друге трофазне звезде, при чему је међусобни померај 30° електричних. Ово важи за статор и за еквивалентни шестофазни намотај на ротору.



Сл. 3.1 Шематски приказ намотаја статора и ротора 6ФАМ

За потребе моделовања биће усвојене следеће претпоставке:

- намотаји машине су синусно распоређени и роторски кавез је еквивалентан шестофазној машини са намотаним ротором и
- ефекти zasiћења, потискивања струја и губитака у гвожђу су занемарени.

Уз усвајање ових претпоставки, модел машине у фазном домену одговара моделу датом у [52] и представљен је системом диференцијалних једначина:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \vec{u}_s & \vec{0} \end{bmatrix}^T &= \mathbf{R} \cdot \begin{bmatrix} \vec{i}_s & \vec{i}_r \end{bmatrix}^T + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \vec{\psi}_s & \vec{\psi}_r \end{bmatrix}^T \\ J \frac{d\Omega}{dt} + k_f \Omega &= (T_e - T_m) \\ \frac{d\theta}{dt} &= p \cdot \Omega \end{aligned} \quad (4)$$

где су u , i , ψ ознаке за тренутне фазне вредности статора и ротора за напон, струју и флуks, респективно, R матрица отпорности фазних намотаја статора, J момент инерције ротационих маса, k_f коефицијент фриkcије и вентилације, T_e електромагнетски моменат, T_m момент оптерећења, p број пари полова и Ω механичка угаона брзина.

Алгебарске једначине за флуksеве су:

$$\begin{aligned}\vec{\psi}_s &= [\mathbf{L}_s \ \mathbf{L}_{sr}] \cdot [\vec{i}_s \ \vec{i}_r]^T \\ \vec{\psi}_r &= [\mathbf{L}_{sr}^T \ \mathbf{L}_r] \cdot [\vec{i}_s \ \vec{i}_r]^T\end{aligned}\quad (5)$$

где су матрице индуктивности 6ФАМ дефинисане за статор (6) и ротор (7) као:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} M + L_{ls} & \frac{\sqrt{3}}{2}M + L_{lm} & -\frac{1}{2}M & 0 & -\frac{1}{2}M & -\frac{\sqrt{3}}{2}M - L_{lm} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}M + L_{lm} & M + L_{ls} & -\frac{\sqrt{3}}{2}M - L_{lm} & -\frac{1}{2}M & 0 & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & -\frac{\sqrt{3}}{2}M - L_{lm} & M + L_{ls} & \frac{\sqrt{3}}{2}M + L_{lm} & -\frac{1}{2}M & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}M & \frac{\sqrt{3}}{2}M + L_{lm} & M + L_{ls} & -\frac{\sqrt{3}}{2}M - L_{lm} & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & 0 & -\frac{1}{2}M & -\frac{\sqrt{3}}{2}M - L_{lm} & M + L_{ls} & \frac{\sqrt{3}}{2}M + L_{lm} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}M - L_{lm} & -\frac{1}{2}M & 0 & -\frac{1}{2}M & \frac{\sqrt{3}}{2}M + L_{lm} & M + L_{ls} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} M + L_{lr} & \frac{\sqrt{3}}{2}M & -\frac{1}{2}M & 0 & -\frac{1}{2}M & -\frac{\sqrt{3}}{2}M \\ \frac{\sqrt{3}}{2}M & M + L_{lr} & -\frac{\sqrt{3}}{2}M & -\frac{1}{2}M & 0 & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & -\frac{\sqrt{3}}{2}M & M + L_{lr} & \frac{\sqrt{3}}{2}M & -\frac{1}{2}M & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}M & \frac{\sqrt{3}}{2}M & M + L_{lr} & -\frac{\sqrt{3}}{2}M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & 0 & -\frac{1}{2}M & -\frac{\sqrt{3}}{2}M & M + L_{lr} & \frac{\sqrt{3}}{2}M \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}M & -\frac{1}{2}M & 0 & -\frac{1}{2}M & \frac{\sqrt{3}}{2}M & M + L_{lr} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Матрица међусобних индуктивности статора и ротора 6ФАМ дефинисана је као:

$$\mathbf{L}_{sr} = M \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{3\pi}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{5\pi}{6}) \\ \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{7\pi}{6}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{7\pi}{6}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\theta - \frac{3\pi}{2}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{5\pi}{6}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\theta - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

Ознаке у (6)–(8) имају следеће значење:

- M – међусобна индуктивност два намотаја статора и ротора када им се осе поклапају,
- L_{ls} – укупна индуктивност расипања једне фазе статора, која представља збир L_{lss} и L_{lm} ,
- L_{lss} – сопствена индуктивност расипања једне фазе статора,

- L_{lm} – међусобна индуктивност расипања суседних фаза прве и друге звезде статора,
- L_{lr} – индуктивност расипања једне фазе ротора и
- θ – електрични угао ротора (између оса истоимених фаза статора и ротора).

Укупна индуктивност расипања једне фазе састоји се од збира сопствених и међусобних компонената индуктивности расипања [24, 25, 34], које потичу од:

- расипања у међугвожђу,
- жлебног расипања,
- расипања на крајевима зупца,
- расипања крајева намотаја и
- расипања услед искошења жлебова.

Тренутне вредности електричних фазних величина у ознаци ξ (напон, струја и флукс, респективно), било за статор или ротор, дате су у векторском облику као:

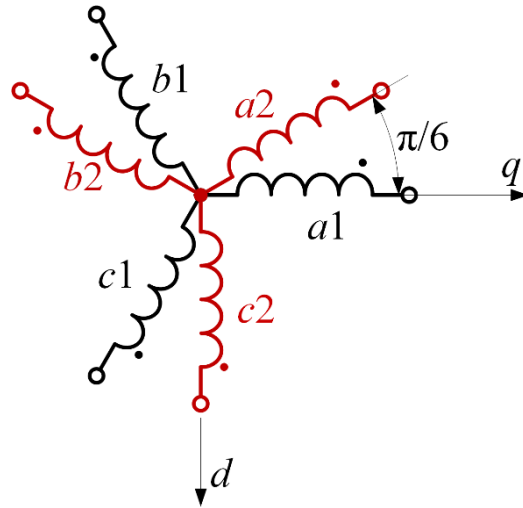
$$\begin{aligned}\vec{\xi}_s &= [\xi_{a1s} \ \xi_{b1s} \ \xi_{c1s} \ \xi_{a2s} \ \xi_{b2s} \ \xi_{c2s}]^T \\ \vec{\xi}_r &= [\xi_{a1r} \ \xi_{b1r} \ \xi_{c1r} \ \xi_{a2r} \ \xi_{b2r} \ \xi_{c2r}]^T\end{aligned}\quad (9)$$

Како би се употпунио систем једначина, преостаје да се дефинише алгебарска једначина за електромагнетски момент:

$$Te = p \cdot \vec{i}_s^T \cdot \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta} \cdot \vec{i}_r \quad (10)$$

3.2. Двоструки d-q модел

Како би се фазни модел поједноставио, уведен је двоструки d-q модел (енгл. *double d-q model*), чија је предност у претварању физички постојећих у фиктивне променљиве машине помоћу ротирајућег референтног координатног система [28, 34, 37], што је приказано на Сл. 3.2.



Сл. 3.2 Оријентација намотаја 6ФАМ у односу на d-q осу

Анализирана 6ФАМ је са изолованим звездиштима па су једначине трансформације дате као:

$$\begin{aligned}
 \xi_{q1} &= \frac{2}{3}\xi_{a1} - \frac{1}{3}\xi_{b1} - \frac{1}{3}\xi_{c1} \\
 \xi_{d1} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(\xi_{c1} - \xi_{b1}) \\
 \xi_{q2} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(\xi_{a2} - \xi_{b2}) \\
 \xi_{d2} &= \frac{2}{3}\xi_{c2} - \frac{1}{3}\xi_{a2} - \frac{1}{3}\xi_{b2}
 \end{aligned} \tag{11}$$

Трансформација једначина машине је извршена на исти начин као и код конвенционалне трофазне машине. На основу [34, 53], резултујуће напонске једначине 6ФАМ по осама су дате као:

$$\begin{aligned}
 u_{d,q1} &= R_{s1} \cdot i_{d,q1} + \frac{d\psi_{d,q1}}{dt} \\
 u_{d,q2} &= R_{s1} \cdot i_{d,q2} + \frac{d\psi_{d,q2}}{dt} \\
 0 &= R_R \cdot i_{dr} + \omega r \cdot \psi_{qr} + \frac{d\psi'_{dr}}{dt} \\
 0 &= R_R \cdot i_{qr} - \omega r \cdot \psi_{dr} + \frac{d\psi'_{qr}}{dt}
 \end{aligned} \tag{12}$$

при чему су роторски параметри и електричне величине сведене на статорску страну.

3.3. Напон-иза-реактансе модел (VBR)

Поред многих предности коришћења обртних трансформација, d-q модел није погодан за интеграцију са спољашњим напојним колом, које је обично моделовано у фазном домену (нпр. енергетски претварачи). Из тог разлога, недавно је предложена комбинована (хибридна) формулација фазног и d-q модела као алтернативно решење. Нови модел је назван напон-иза-реактансе (енгл. *voltage-behind-reactance*, скр. VBR) [39, 54], у коме се ротор моделује тако што се користе флуксеви као променљиве стања (као код двоструког d-q модела), док се статор моделује у фазном домену, што олакшава анализу и повезивање са спољашњим елементима енергетског система [55-58].

3.4. Модел са декомпонованим векторским простором (VSD)

Када се појави несиметрично напајање машине, d-q модел је компликован за рад па се предлаже употреба модела са распрегнутим (декомпонованим) равнима векторског простора (VSD модел) [59]. Код овог приступа моделовање шестофазне машине засновано је на моделу разложеном у три ортогонална, дводимензионална векторска простора (равни), и то:

- основна d-q (или α - β) раван (истоветна са d-q равни трофазних машина, повезана са електромеханичком конверзијом),
- x-y или нефундаментална раван (повезана са расипним флуксом) и
- нулта (енгл. *zero-sequence*) раван.

Последње две равни немају утицај на електромеханичку конверзију [2]. При оваквом распрезању постоје променљиве машине које су потпуно распрегнуте између моделованих равни, што пружа одређене предности при управљању машином [60, 61]. Овим начином моделовања се на адекватан и прецизан начин може описати машина у устаљеном и прелазном режиму рада за чисто синусно и несинусно напајање. Такође, предност је у одсуству међусобних расипних индуктивности између намотаја статора (енгл. *mutual stator leakage inductance*), што није случај код претходно дефинисаних модела.

Највећа предност VSD модела у односу на остале моделе 6ФАМ је та да је еквивалентно коло за фундаменталну раван исто као у случају трофазне машине [52].

Као што је претходно речено, распрегнутост између равни VSD модела олакшава моделовање и контролу шестофазне машине. Овај модел се добија применом трансформације распрезања [1, 52, 60], где су резултантне матрице трансформације статорских и роторских величина приказане респективно као:

$$\mathbf{T}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{3\pi}{2}) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{5\pi}{6}) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{3\pi}{2}) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{5\pi}{6}) \\ 1 & \cos \frac{5\pi}{6} & \cos \frac{8\pi}{3} & \cos \frac{3\pi}{2} & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{\pi}{6} \\ 0 & \sin \frac{5\pi}{6} & \sin \frac{8\pi}{3} & \sin \frac{3\pi}{2} & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{\pi}{6} \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{T}_r = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{3\pi}{2}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{5\pi}{6}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{3\pi}{2}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{5\pi}{6}) \\ 1 & \cos \frac{5\pi}{6} & \cos \frac{8\pi}{3} & \cos \frac{3\pi}{2} & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{\pi}{6} \\ 0 & \sin \frac{5\pi}{6} & \sin \frac{8\pi}{3} & \sin \frac{3\pi}{2} & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{\pi}{6} \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

У изразима (13) и (14) обележени су:

- $\theta_e = \int \omega_e dt$ – угаони положај референтног система који ротира произвољном брзином ω_e у односу на осу фазе a статора и
- $\theta_r = \theta_e - \theta$ – угаони положај референтног система у односу на осу фазе a ротора.

Ове матрице представљају комбиноване матрице распрезања (Кларкина трансформација за вишефазни систем) и обртна трансформација. Пошто је обртна трансформациона матрица различита за статорске и роторске променљиве, укупна матрица трансформације ће бити различита [52]. Напоменимо и то да фактор $1/\sqrt{3}$ из матрице распрезања обезбеђује инваријантност трансформације по снази [52].

Прва два реда претходно дефинисаних матрица дају компоненте d-q система, а преостали редови матрица формирају x-y и 0+0. системе, док код трофазне машине постоје само компоненте у d-q систему и једна нулта

компонента. У случају 6ФАМ постоји један пар x-y компоненти струја, док код машина са већим бројем фаза постоји више x-y парова компоненти струја, тј. већи број x-y подсистема. Код машина са непарним бројем фаза постоји само једна нулта компонента, тј. нулти подсистем је једнодимензионалан, док код машина са парним бројем фаза, укључујући 6ФАМ, постоје две, и то 0_+ и 0_- компонента, тј. нулти подсистем је двoдимензионалан [52].

У [1, 52] описан је начин распрезања вишефазних система, на основу којег се може уочити да на генерисање корисног момента утичу само d-q компоненте струје, тј. да само у једначинама овог домена постоји спрега између статора и ротора. Остале равни (x-y и 0_+0_-) потпуно су распрегнуте од главног система (d-q) и у њима не постоји спрега статора и ротора, тако да не доприносе стварању момента. VSD модел је погодан за примену јер код x-y једначина не фигуришу међусобне индуктивности, већ само вредности расипних индуктивности.

Примењујући трансформације распрезања и обртне трансформације [52] на напонске једначине из (4), добијају се диференцијалне једначине у VSD домену, дате као:

$$\begin{aligned}\vec{u}_{sVSD} &= \mathbf{R}_s \cdot \vec{i}_{sVSD} + \frac{d\vec{\psi}_{sVSD}}{dt} - \omega_e \cdot [\psi_{qs} \quad -\psi_{ds} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \\ \vec{0} &= \mathbf{R}_r \cdot \vec{i}_{rVSD} + \frac{d\vec{\psi}_{rVSD}}{dt} - (\omega_e - p\Omega) \cdot [\psi_{qr} \quad -\psi_{dr} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \\ \mathbf{R}_s &= R_s \cdot \mathbf{I}_{6 \times 6}, \quad \mathbf{R}_r = R_r \cdot \mathbf{I}_{6 \times 6}\end{aligned}\quad (15)$$

где је $\mathbf{I}_{6 \times 6}$ јединична матрица шестог реда.

Тренутне вредности фазних величина у VSD домену (напон, струја и флуks) у векторском облику су дате као:

$$\begin{aligned}\vec{\xi}_{sVSD} &= [\xi_{ds} \quad \xi_{qs} \quad \xi_{xs} \quad \xi_{ys} \quad \xi_{0+s} \quad \xi_{0-s}]^T \\ \vec{\xi}_{rVSD} &= [\xi_{dr} \quad \xi_{qr} \quad \xi_{xr} \quad \xi_{yr} \quad \xi_{0+r} \quad \xi_{0-r}]^T\end{aligned}\quad (16)$$

Флуks статора дефинисан је у векторској форми као

$$\begin{aligned}\vec{\psi}_{dqs} &= (L_m + L_{ls}) \vec{i}_{dqs} + L_m \vec{i}_{dqr} \\ \vec{\psi}_{xys} &= L_{ls} \vec{i}_{xys} \\ \psi_{0+s} &= L_{ls} i_{0+s} \\ \psi_{0-s} &= L_{ls} i_{0-s}\end{aligned}\quad (17)$$

где је $L_m = 3M$ индуктивност магнећења машине. Аналогне једначине важе и за роторске флуksеве. У претходним изразима променљиве из сваке ортогоналне равни су груписане због боље прегледности. Одређивање индуктивности магнећења шестофазне машине детаљно је обрађено у [62].

Једначине које недостају су једначина за момент и електромеханичка диференцијална једначина и дате су као:

$$\begin{aligned} T_e &= pL_m (i_{dr}i_{qr} - i_{ds}i_{qs}) \\ T_e - T_L &= J \frac{d\Omega}{dt} + k_f \Omega. \end{aligned} \quad (18)$$

Матрица индуктивности у VSD домену је дефинисана као:

$$\mathbf{L}_{vSD} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_s \mathbf{L}_s \mathbf{T}_s^{-1} & \mathbf{T}_s \mathbf{L}_{sr} \mathbf{T}_r^{-1} \\ \mathbf{T}_r \mathbf{L}_{sr}^T \mathbf{T}_s^{-1} & \mathbf{T}_r \mathbf{L}_r \mathbf{T}_r^{-1} \end{bmatrix} \quad (19)$$

где су претходне матрице дефинисане у (6)–(8), и (13)–(14). При том, не постоји међусобни утицај између променљивих из различитих равни, при чему су сви параметри из (19) константни (уколико се занемари утицај магнетског засићења и промене фреквенције).

Представљени VSD модел је у предности у односу на остале моделе, јер међусобна индуктивност расипања статорских намотаја не фигурише у разматраним равнима d-q и x-y, већ само у трећој равни. Ефекат међусобних расипних индуктивности код шестофазних машина [34, 35], а који се јавља између слојева статорских намотаја, занемарује се у анализи појава, па неће бити детаљније анализиран у овој дисертацији.

У поглављима која предстоје објашњени су најважнији феномени који се јављају при раду шестофазне машине и који чине параметре модела нелинеарним. Од ових појава зависи структура модела и начин одређивања параметара. Самим тим, поменуте појаве имају утицаја на приступ пројектовању намотаја. Најзначајнији феномен представља засићење магнетског кола, које ће бити детаљно анализирано у наставку. Теоријски осврт ће осим на засићење бити дат и на фреквенцијску зависност параметара, тј. ефекат потискивања струја у намотајима, губитке у магнетском колу, као и на температурну зависност параметара.

Циљ дисертације је да се утврди да ли постоји спрега између равни (подсистема) које се користе при техникама управљања, у случају када је магнетско коло засићено. Конкретно, у случају бФАМ у питању су d - q и x - y раван. При томе, треба имати у виду да су у незасићеном моделу ове равни распрегнуте. Анализа ће бити извршена за случај када су струје у обе равни на истој (основној) учестаности.

У наставку дисертације ће бити детаљно обрађен VSD модел. Овај модел је значајно анализирати јер његова примена у управљачким алгоритмима се заснива на претпоставци да су управљачки подсистеми распрегнути, што омогућава да се управља d - q величинама не размишљајући о x - y величинама, чиме се поједностављује само управљање. Због тога је од значаја проверити да ли је и у којој мери претпоставка о распрегнутости равни валидна и при условима када је магнетско коло засићено.

4. АНАЛИТИЧКО МОДЕЛОВАЊЕ ЗАСИЋЕЊА ШЕСТОФАЗНЕ МАШИНЕ

4.1. Проблематика моделовања магнетског засићења у општој теорији електричних машина

Моделовање машина наизменичне струје врши се најчешће под претпоставком да је карактеристика магнећења феромагнетика линеарна, тј. уз занемаривање магнетског засићења. Такви модели су довољни да опишу основне карактеристике машине при раду у малом броју радних тачака (режима). Са друге стране, у многим транзијентним и стационарним радним режимима, како асинхроних, тако и синхроних машина, овакви модели онемогућавају добијање поузданих резултата рачунарских симулација који би омогућили добро поклапање са подацима добијеним експерименталним путем.

Са становишта рада асинхроне машине на „крутој“ мрежи, једини радни режим где је потребно уважити нелинеарност карактеристике магнећења (појаву засићења магнетског кола) јесте понашање машине компензоване батеријом кондензатора при искључењу и поновном укључењу на мрежу. Утицај засићења на путу флукса магнећења на друге прелазне процесе код мрежно напајане асинхроне машине је врло мали (нпр. процес поласка, али код њега је врло изражен утицај засићења на путу флукса расипања [63]). Појавом претварачки напајаних асинхроних машина и коришћењем асинхроних машина као генератора у аутономним изворима електричне енергије – интерес за моделовањем и анализом утицаја магнетног засићења је порастао.

У погонима где се захтева променљива вредност момента пожељно је да вредност флукса у машини буде што већа. На овај начин се могу нарушити перформансе управљачког система (претварача), чије функционисање зависи од параметара машине који се односе на магнетско коло. Нпр. асинхрона машина у погонима електричних возила често је пројектована за уобичајене услове на путу, али, упоредо са тим, потребно је произвести висок тренутни обртни момент (превазилажење екстремних нагиба, велика убрзања и успорења). Уколико је управљачки систем добро пројектован, тако да омогућава ефикасан рад при

појави засићења магнетског кола, за исту намену може се користити асинхрона машина мањих димензија, што је од интереса [64].

Стратегије управљања за различите апликације вишефазних погона у великој мери зависе од познавања параметара машине. Адекватном естимацијом параметара обезбеђују се добре перформансе при устаљеним и динамичким режимима рада [65]. Са друге стране, перформансе претварача могу се погоршати (и тиме постати мање предвидиве) услед присуства ефекта засићења магнетског кола. Адекватно разумевање појаве засићења и њено уважавање при моделовању имају кључну улогу у предикцији рада машине и бољој контроли перформанси погона у режиму слабљења поља. Прецизно управљање величинама попут фазних напона, струја и/или флуксева засновано је на тачности моделовања машине у свим радним режимима.

Асинхроне машине се обично пројектују тако да буду благо засићене, тј. да раде у номиналној радној тачки, како би се добило максимално искоришћење произведеног обртног момента машине [66]. За потребе развоја техника управљања машином обично се узима у разматрање само засићење на путу главног флукса. Ово је од значаја када је машина пројектована да ради при малој вредности засићења, како би се што боље искористиле карактеристике магнетског материјала, а истовремено и повећала производња обртног момента [53, 66]. Засићење има важну улогу у процени полазног обртног момента асинхроне машине и при пригушивању електричних транзијената.

Разумно је претпоставити да засићење не утиче на индуктивности расипања, осим у случајевима појаве квара и преоптерећења [67].

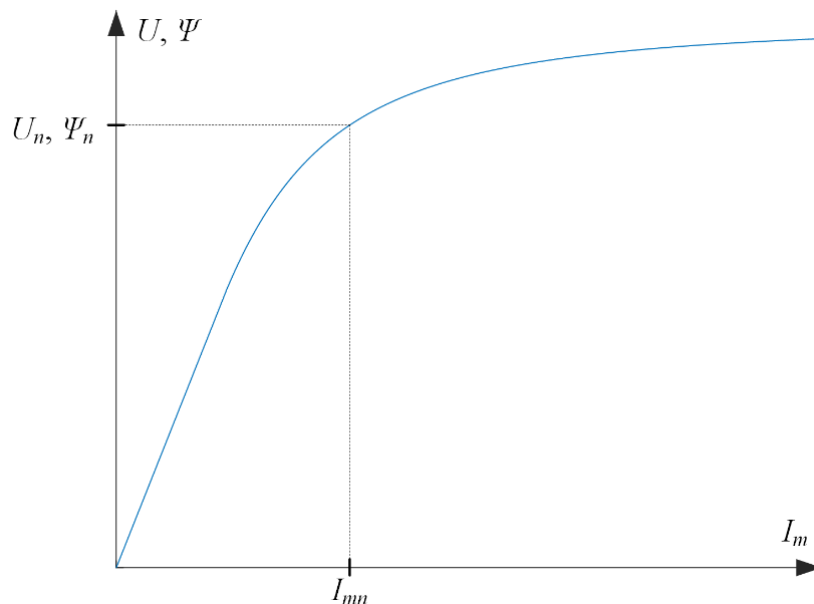
4.2. Представљање магнетског засићења

У уобичајено коришћеним моделима машина тренутна вредност засићења магнетског флукса се представља на више начина. У [68] представљена је крива магнећења помоћу функције која се степенује одређеним фактором у зависности од врсте феромагнетског материјала. Засићење се такође може представити помоћу полиномске функције [69], прилагођавањем тангенте и нагиба криве магнећења [70] или помоћу табличних података. Често се употребљавају фактори засићења који зависе од струје статора при дефинисању нивоа засићености

магнетског кола [24, 53] (локализовање засићења у деловима магнетског кола у јарму и зупцима). Наведени начини приказа засићења у моделима су често непрецизни у предвиђању стања машине током прелазних појава (нпр. директни полазак са мреже, где се захтева велики полазни обртни момент). Овакав начин приказивања засићења у деловима машине где се оно појављује од значаја је у анализи асинхроних машина при великим динамичким напрезањима.

Појава засићења у статорским и роторским јармовима и зупцима има важну улогу у прелазним и динамичким процесима машине. Такође, појава засићења магнетског кола машине зависи од карактеристика коришћеног феромагнетика и димензија делова машине. Код већине машина, зупци су засићенији од јарма, и познато је да се ротор засићује при нижим вредностима флукса због мањег попречног пресека зупца [71]. Код мањих машина обично постоји искошење роторских жлебова како би се смањиле вишехармоничне компоненте присутне у обртном моменту (пулсације момента) [72].

У [73] предложен је приступ анализи појаве магнетног засићења помоћу криве магнетнења која је јединствена за обе осе – d и q . Полазни податак за овакав приступ је карактеристика празног хода, која се може релативно једноставно снимити (приказана је на Сл. 4.1).



Сл. 4.1 Карактеристика празног хода

Карактеристика празног хода може се представити као зависност флукса од струје или напона од струје. Ову криву је потребно нормализовати уз уважавање услова да је базна вредност напона иста као и базна вредност флукса по секунди.

Пожељно је да максимална вредност магнетске индукције одговара вредности која се налази у колону карактеристике магнећења при номиналном напону и фреквенцији. Како се радна тачка мења током рада машине, параметри машине се мењају са променом амплитуде и фреквенције флукса. При ниским вредностима флукса индуктивности остају константне, а при његовом повећању машина почиње да се засићује и вредности индуктивности опадају. Потребно је истаћи да губици у гвожђу варирају у зависности од амплитуде густине флукса и фреквенције.

Прорачун управљачких сигнала и концепт контролних алгоритама заснива се на моделу машине, па је за добре перформансе погона потребан прецизан модел машине који на адекватан начин уважава нелинеарне појаве у машини. Из тог разлога је значајно детаљно проучити индуктивност магнећења машине и њену зависност од геометрије и избора статорског намотаја.

4.3. Моделовање засићења код трофазних машина

У општој теорији електричних машина уобичајена претпоставка, да се засићење на путу главног флукса може занемарити, показала се неадекватном у многим режимима рада трофазних машина. Највећи недостатак те претпоставке је немогућност анализирања транзијентних појава (нпр. самопобуђивање трофазног асинхроног генератора при острвском раду). Управо зато су уложени су велики напори у развој модификованих модела трофазних машина, који на прецизан начин објашњавају и уважавају појаву засићења магнетског кола машине. Данас су доступни бројни побољшани модели за трофазне асинхроне и синхроне машине, који омогућавају адекватно уважавање засићења [55, 56, 58, 67, 74-79].

С тим у вези, у теорији електричних машина се приликом разматрања ефекта засићења магнетског кола могу увести следеће претпоставке [80]:

- фазни намотаји су идентични и међусобно еквидистантно померени,
- међугвожђе је равномерно (занемарује се утицај зубаца, па је МПС синусно распоређена по ободу међугвожђа),

- укупан флукс сваког навојка је збир флукса расипања и заједничког флукса,
- засићење зависи од укупног флукса у међугвожђу машине,
- флуксеви расипања нису подложни засићењу и
- занемарене су појаве вртложних струја, хистерезиса и паразитних капацитивности.

Три уобичајена приступа моделовања засићења магнетског кола на путу главног флукса код трофазних машина су:

- моделовање у фазном домену [74],
- d-q приступ [67, 75-79] и
- комбинација претходна два наведена приступа [55, 56, 58].

Рад у фазном домену, који директно осликава физику појава у машини па стога је интуитиван, поједностављује интеграцију модела машине са напајањем и омогућава тачније приказивање појава у машини. Модели трофазне машине који укључују ефекат засићења и засновани су на фазним координатама представљени су у [66, 80].

Циљ увођења d-q модела је олакшавање моделовања тако да се добије јединствени модел за различите типове машина, при чему се свака машина може описати једноставним „еквивалентним“ намотајима распоређеним дуж две ортогоналне осе – d и q. Традиционално, овај приступ се користи код трофазних машина са променљивим брзинама обртања [81, 82]. Кључни концепт модела је претварање физички постојећих променљивих у фиктивне променљиве помоћу трансформације распрезања и обртне трансформације, док се резултујуће једначине изражавају у зависности од тренутних вредности фазних напона, струја и брзине ротора [28, 37, 83]. Позната су два начина коришћења d-q модела за моделовање засићења код трофазних машина. У првом приступу се користе обе компоненте (d и q) флукса као променљиве стања [79], док се други ослања на струје као променљиве стања [75]. Иако је први приступ лакши за употребу, његов главни недостатак је тај што се њиме не описује експлицитно феномен унакрсног засићења између d и q осе код трофазних машина (енгл. *cross-saturation*). Овај ефекат се јавља приликом појаве засићења, при чему магнетске особине по d и q осе нису константне, услед чега струје d и q оса стварају

флуксе по обе осе [78, 84]. Други приступ, са струјама као променљивим стања, садржи компоненте које адекватно описују *cross-saturation* ефекат, а, самим тим, овим приступом се пружа бољи увид у свеобухватно стање и понашање засићених машина наизменичне струје [67, 77, 85]. У [75, 76, 78, 84, 86-91] описан је ефекат унакрсног засићења код машина наизменичне струје. Ова појава унакрсног засићења при којој се промена нивоа засићења у једној оси одражава на промену нивоа флукса у другој, нормалној оси, експериментално је доказана у [92].

Што се тиче трофазних машина, проблематика засићења је умногоме истражена и покривена одговарајућом литературом.

4.4. Постојећи начин моделовања засићења шестофазних машина

У поглављу 1 дисертације наведени су доступни математички модели којима се описује рад вишефазних машина под линеарним магнетским условима, што није прихватљиво у случајевима када је магнетско коло вишефазних машина засићено. Закључује се да је модел машине компликованији када се уврсти засићење магнетског флукса у односу на случај када је оно занемарено. Релативно мали број научних радова је обрађивао ову тему до сада [39, 54, 93], па у овом тренутку постоји велики простор за нова истраживања у том правцу. Упоредо, анализирајући расположиву литературу из ове области, примећено је да недостају адекватни математички модели за анализу засићених шестофазних машина. Неколико иницијалних истраживања обављено је за шестофазну синхрону и самопобудну асинхрону машину [93-96], за коришћени d-q и VBR приступ [39, 54, 97, 98]. За напредни модел управљања са распрегнутим векторским равнима (VSD модел) не постоји детаљан приступ овој проблематици. Није познато понашање овог модела вишефазне машине приликом појаве засићења магнетског кола. Стога је дискутабилно да ли се постојећи линеарни VSD модел вишефазне машине може користити неизмењен при појави засићења. Управо ова констатација представља окосницу дисертације у оквиру које су остварени кључни научни доприноси, који ће бити детаљно представљени у наставку.

Када није присутно засићење магнетског кола, све дефинисане индуктивности у претходним изразима имају константне вредности. Претпоставка о распрезању равни (ортогоналних потпростора) код VSD модела шестофазне

машине је непозната и дискутабилна при условима кад је присутно засићење магнетског кола. Аналогно унакрсном засићењу које постоји између d и q оса код трофазне машине, може се очекивати да при засићењу магнетског кола постоји спрега између d - q и x - y равни. Из тог разлога, у наставку дисертације биће анализиран међусобни утицај између d - q и x - y равни, док трећа равна (*zero-sequence*) није од интереса. Пошто се бФАМ најчешће користи са раздвојеним и изолованим неутралним тачкама (звездиштима), то редукује димензионалност система и упрошћава алгоритам управљања [59].

Постојећа анализа међусобног утицаја између d - q и x - y равни, која је спроведена у [54, 99], подразумева x - y компоненту МПС која ротира синхроним брзином. Она доприноси флуксу у међугвожђу а тиме и засићењу на путу главног флукса. То резултује потискивањем флукса услед x - y компоненте МПС из међугвожђа услед реакције кавезног ротора, тако да x - y компоненте струје доминантно стварају флукс расипања. Компоненте x - y струје при основној фреквенцији се сигурно јављају у свим несиметричним радним режимима који захтевају употребу техника за толеранцију грешака [100], у свим шемама које предлажу контролу расподеле снаге код машина за вишеструким бројем трофазних намотаја [101-104], као и код недавно развијених метода за тестирање вишефазних машина [105, 106].

У наставку поглавља биће анализиран нелинеарни VSD модел којим се уважава засићење магнетског кола. Овај модел биће развијен на бази линеарног модела представљеног у поглављу 3.4. Такође, у наредним поглављима дисертације – аналитички, експериментално и користећи методу коначних елемената – биће анализирано потенцијално постојање утицаја x - y равни на засићење главног флукса бФАМ.

4.5. Полазна хипотеза

У расположивој литератури препознат је феномен међусобног утицаја ортогоналних намотаја у d и q осама код засићених трофазних машина са униформним међугвожђем [78, 84]. Руководећи се аналогijом са овом појавом, од интереса је установити да ли засићење магнетског кола вишефазне машине утиче на распрегнутост d - q и x - y равни, која је теоријски и практично потврђена у

незасићеном стању. Овакво истраживање је неопходно како би се установило да ли постоји међусобни утицај различитих равни VSD модела при појави засићења магнетског кола. Уколико би се показало да се засићење вишефазне машине може моделовати једино помоћу фундаменталне (d-q) равни и да засићење не доводи до појаве спреге између d-q и x-y равни, у том случају ће сви постојећи закључци, који се односе на моделовање засићених трофазних машина, важити за засићене вишефазне машине.

Са методолошког становишта, провера претходне тврдње ће почети дефинисањем хипотезе која претпоставља да се засићење магнетског кола бФАМ јавља једино услед фундаменталне равни која у потпуности описује електромеханичко претварање (d-q) и да не постоји утицај равни повезане са флуksom расипања машине (x-y). Другим речима, сматраће се валидном претпоставка о распрегнутости између ортогоналних равни и при условима који се јављају при засићењу магнетског кола. На основу ове хипотезе, индуктивност магнећења L_m зависи једино од струја у d-q равни, па је неопходно доделити незасићеном VSD моделу бФАМ (дефинисаном једначинама од (13) до (18)) једначину:

$$L_m = f(i_m), \quad i_m = \sqrt{(i_{ds} + i_{dr})^2 + (i_{qs} + i_{qr})^2} \quad (20)$$

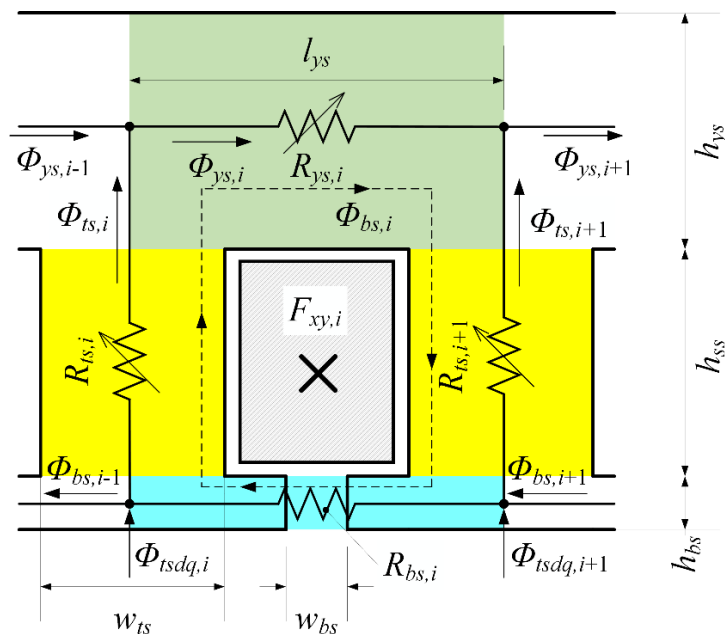
у којој i_m представља струју магнећења бФАМ. Приметно је да распрегнутост равни на којима се заснива коришћење VSD модела је квантификована претходним изразом. Суштински циљ и допринос дисертације представља анализа која предстоји, а тиче се потврде или негације валидности ове усвојене хипотезе.

Потребно је истаћи да је модел машине приказан једначинама (15)–(20) дат у општем облику. Његова детаљнија формулација, у смислу приказа помоћу променљивих стања, довела би до увођења у анализу динамичке унакрсне међусобне сатурације (енгл. *dynamic cross-saturation*) у истом духу као за трофазне машине [67, 75-78]. Ипак, важно је истаћи да, уколико је хипотеза (20) довољна за моделовање засићења, тада сви d-q модели трофазних машина постају директно употребљиви за моделе вишефазних машина, при чему x-y једначине

модела, дате једначинама (15)–(17), остају у потпуности независне (распрегнуте) у односу на d-q једначине.

4.6. Развијена заменска шема магнетског кола

Како би се установило да ли постоји утицај x-y компоненте струје на промену релуктанси делова магнетског кола на путу главног флукса (флукса магнећења), развијено је одговарајуће магнетско, еквивалентно, коло машине, приказано на Сл. 4.2. Конкретно, део магнетског кола статора бФАМ, који обухвата један произвољни статорски жлеб, приказан је на Сл. 4.2. Све димензије са Сл. 4.2, за пример анализирани бФАМ, дате су у Таб. 2.1.



Сл. 4.2 Еквивалентно магнетско коло једног жлеба статора бФАМ

Развијени аналитички модел је базиран на једном пару полова са N_{sp} жлебова по пару полова. Сличан концепт за прорачун релуктансе јарма асинхроне машине представљен је у [33]. С обзиром на квалитативну природу анализе, ради поједностављења, уводе се следеће претпоставке:

- основни (фундаментални) флукс у међугвожђу машине је синусно расподељен и не зависи од потенцијалног присуства x-y компоненти струја у статорском намотају. Флукс у међугвожђу генерисан је услед d-q компоненте напона напајања, и из тог разлога ће бити означен као

d-q компонента флуksа (при чему су d-q компоненте струје једнаке нули). Анализира се режим празног хода, при коме је напон на грани магнећења приближно једнак напону напајања, па је флуks у међугвожђу сразмеран напону напајања;

- флуks расипања који потиче од d-q компоненте струје ће бити занемарен (сматраће се да само x-y компоненте струје утичу на флуks расипања). Ова претпоставка је у сагласности са претходном, јер се фундаментални флуks може сматрати пропорционалним напону напајања (руководећи се претпоставком да је отпорност намотаја занемарена);
- релуктансе отвора статорских жлебова су константне, тј. засићење жлебова у тангенцијалном правцу се може занемарити, јер је путања флуksа доминантно у ваздуху. Додатно, индукција по висини статорског зупца ће се сматрати константном;
- расподела индукције је униформна у сваком делу магнетског кола и
- константна вредност магнетске индукције има се у сваком делу статорског јарма између централне (граничне) линије два суседна зупца (део јарма дужине l_{ys} на Сл. 4.2).

С обзиром на то да је флуks који потиче од основног хармоника струје већ дефинисан, остаје да се одреде компоненте флуksа које потичу од виших просторних хармоника МПС, генерисаних од стране компоненти струја у x-y равни. Стога, МПС која одговара x-y компоненти струје биће придодата сваком жлебу, при чему ће вредности МПС за сваки жлеб зависити од распореда намотаја појединачних фаза. На основу Сл. 4.2, дефинисана је једначина која представља једначину равнотеже МПС за произвољан жлеб као:

$$F_{xy,i} = (R_{bs} + R_{ts,i} + R_{ys,i} + R_{ts,i+1}) \Phi_{bs,i} \quad (21)$$

у којој је $F_{xy,i}$ компонента x-y МПС за i -ти жлеб, R_{bs} , R_{ts} и R_{ys} релуктансе отвора жлеба, зупца и јарма, респективно, и $\Phi_{bs,i}$ представља сопствени флуks који одговара i -том жлебу, тј. флуks који је генерисан једино од МПС i -тог жлеба $F_{xy,i}$. У претходном изразу i узима вредности анализираних редних броја жлеба (од 1 до N_{sp}). Испрекидане линије на Сл. 4.2 означавају путању флуksа која одговара i -том

жлебу, која је у сагласности са чињеницом да х-у компоненте струја производе само расипни флуks [32]. На Сл. 4.2, у грани где се налази R_{ts} теку два флуksа паралелно, Φ_{ts} и Φ_{bs} . Ове две компоненте флуksа, једна која потиче од главног флуksа и друга која потиче од х-у компоненти струја, се суперпонирају и у случају када магнетско коло није линеарно, тј. када постоји засићење.

Магнетски отпори (релуктансе) за отвор жлеба, зупца и јарма су дефинисани системом једначина као:

$$\begin{aligned} R_{bs} &= \frac{w_{bs}}{\mu_0 h_{bs} l_a} \\ R_{ts,i} &= \frac{h_{ss}}{\mu_{ts,1}(B_{ts,i}) w_{ts} l_a} \\ R_{ys,i} &= \frac{l_{ys}}{\mu_{ys,1}(B_{ys,i}) h_{ys} l_a} \end{aligned} \quad (22)$$

у коме је $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Н/м пермеабилност вакуума, а $\mu_{ts,i}$ и $\mu_{ys,i}$ представљају пермеабилности гвожђа зупца и јарма, респективно. Потребно је имати на уму да су пермеабилности гвожђа у зупцу и јарму зависне од густине флуksа (магнетске индукције) у тим деловима магнетског кола. Зависност $\mu(B)$ добијена је из карактеристике магнећења (Сл. 4.1) за вредности најчешће употребљиваног лима. У претходним изразима наведене ознаке се односе на димензије зупца и јарма машине и дефинисане су у Таб. 2.1.

У изразу (21) присутне су и релуктансе статорског зупца и јарма, које зависе од укупне густине флуksа у зупцу и јарму. Оне су дефинисане следећим изразом:

$$\begin{aligned} B_{ts,i} &= \frac{\Phi_{bs,i} + \Phi_{tsdq,i} - \Phi_{bs,i-1}}{w_{ts} l_a} \\ B_{ys,i} &= \frac{\Phi_{bs,i} + \Phi_{ysdq,i}}{h_{ys} l_a} \end{aligned} \quad (23)$$

у коме је l_a аксијална дужина машине, $\Phi_{tsdq,i}$ главни флуks кроз један отвор жлеба, а $\Phi_{ysdq,i}$ флуks кроз јарам настао интеграцијом густине главног флуksа по обиму машине, представљен изразом:

$$\Phi_{ysdq,i} = \sum_{n=1}^{n=i} \Phi_{tsdq,n} \quad (24)$$

У претходним изразима непознати су флуksеви $\Phi_{bs,i}$ и $\Phi_{bs,i-1}$. Вредности флуksева $\Phi_{tsd-q,i}$ и $\Phi_{ysd-q,i}$ директно су добијене из дате вредности густине флуksа у међугвожђу, на основу прве уведене претпоставке (флуks у међугвожђу је генерисан само услед d-q компоненте), и као такве представљају улазне величине. Како би се обезбедио систем једначина са јединственим решењем, израз (21) је потребно формулисати за сваки од N_{sp} жлебова под једним паром полова, и тиме конституисати систем од N_{sp} нелинеарних алгебарских једначина. Препознајући да важи $\Phi_{bs,Nsp+1} \equiv \Phi_{bs,1}$ и $\Phi_{bs,1-1} \equiv \Phi_{bs,Nsp}$, број променљивих се редукује на N_{sp} , при чему се обезбеђује квадратни систем нелинеарних алгебарских једначина, који омогућава једнозначан прорачун расподеле флуksа у магнетском колу статора.

4.7. Резултати аналитичког прорачуна

У наставку поглавља аналитички модел бФАМ ће бити формиран и примењен за прорачун расподеле поља у магнетском колу статора за различите вредности x-y компоненте МПС и фундаменталне густине флуksа у међугвожђу.

Анализа је спроведена коришћењем софтвера *Matlab*, при чему су коришћени подаци испитиване бФАМ дати у Таб. 2.1. Једначине развијеног аналитичког модела (13)–(28) решавање су помоћу функције *fsolve*, која служи за решавање система нелинеарних алгебарских једначина. Расподела фундаменталне густине флуksа (магнетске индукције) у међугвожђу дефинисана је као косинусна функција:

$$B_{\delta dq(\theta)} = \hat{B}_{\delta} \cos \theta, \quad (25)$$

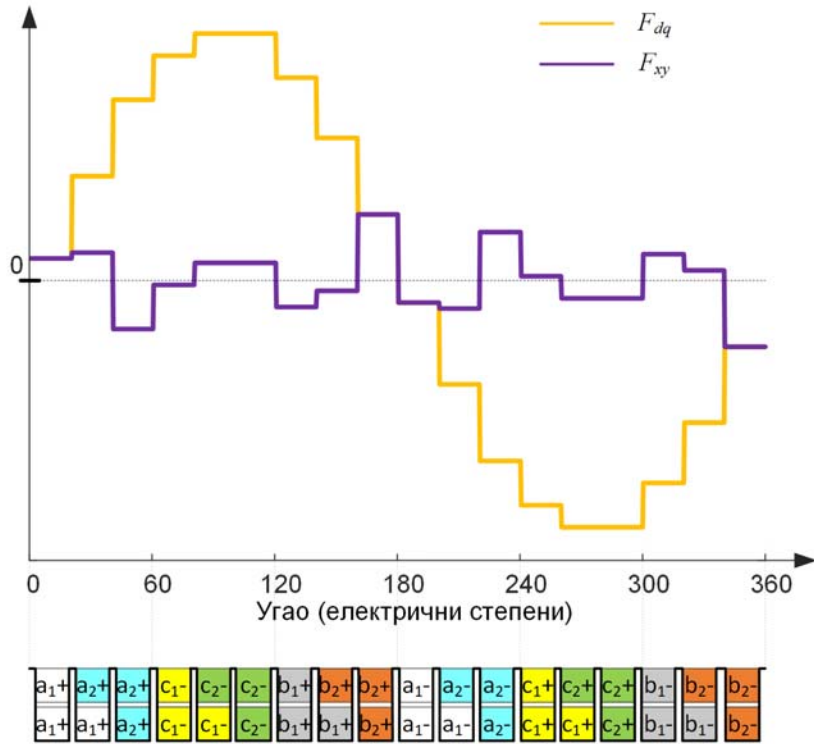
где је \hat{B}_{δ} амплитуда основне хармоничне компоненте магнетске индукције и θ угао у електричним степенима. Вредност угла $\theta = 0^\circ$ одговара средини првог зупца статора, у ознаци $(ts,1)$, у моделу магнетског кола једног жлеба, на Сл. 4.2. Вршећи анализу, добија се расподела МПС која одговара фундаменталној равни (d-q) и равни x-y, а која се постиже довођењем одговарајућих компоненти струја сваке фазе бФАМ. Сврха увођења фундаменталних компоненти струја је само у томе да се упореде расподеле МПС услед d-q и x-y компоненти струја, док оне нису експлицитно уважене у коришћеном моделу, већ је претпостављено да је расподела флуksа у међугвожђу простопериодична. Ово је дефинисано у [52] као:

$$\begin{aligned}
i_{a1dq} &= \hat{I}_{dq} \cos(\theta) \\
i_{b1dq} &= \hat{I}_{dq} \cos(\theta - 2\pi/3) \\
i_{c1dq} &= \hat{I}_{dq} \cos(\theta - 4\pi/3) \\
i_{a2dq} &= \hat{I}_{dq} \cos(\theta - \pi/6) \\
i_{b2dq} &= \hat{I}_{dq} \cos(\theta - 5\pi/6) \\
i_{c2dq} &= \hat{I}_{dq} \cos(\theta - 9\pi/6)
\end{aligned} \tag{26}$$

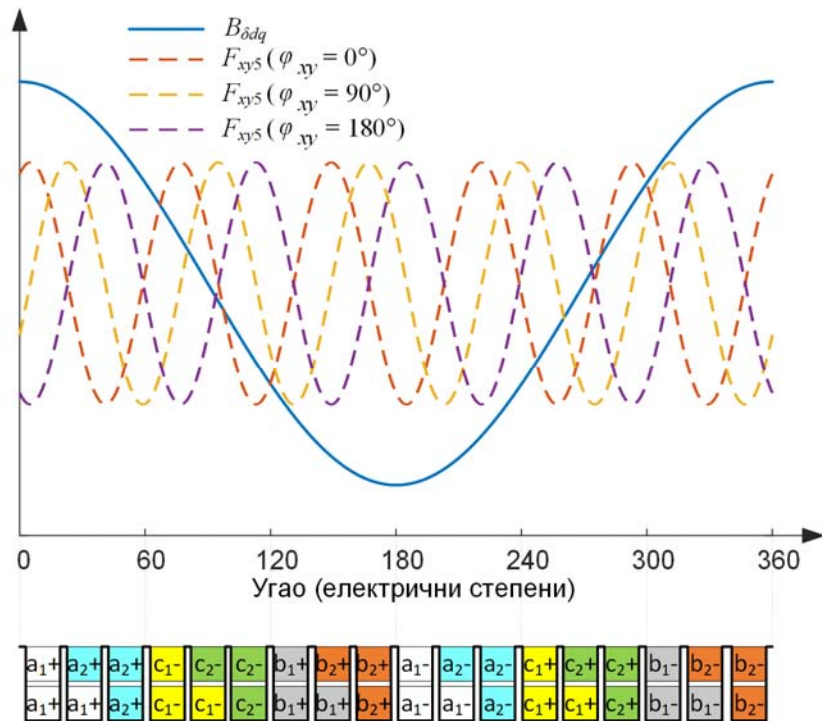
$$\begin{aligned}
i_{a1xy} &= \hat{I}_{xy} \cos(\varphi_{xy}) \\
i_{b1xy} &= \hat{I}_{xy} \cos(\varphi_{xy} - 4\pi/3) \\
i_{c1xy} &= \hat{I}_{xy} \cos(\varphi_{xy} - 2\pi/3) \\
i_{a2xy} &= \hat{I}_{xy} \cos(\varphi_{xy} - 5\pi/6) \\
i_{b2xy} &= \hat{I}_{xy} \cos(\varphi_{xy} - \pi/6) \\
i_{c2xy} &= \hat{I}_{xy} \cos(\varphi_{xy} - 3\pi/2)
\end{aligned} \tag{27}$$

Прорачун МПС сваког жлеба је вршен на основу вредности струја у проводницима горњег и доњег слоја, као и на основу броја проводника по слоју ($z_Q/2$), где је z_Q укупан број проводника у жлебу и дат је у Таб. 2.1. Током анализе амплитуде струја \hat{I}_{dq} и \hat{I}_{xy} су биле константне, а фазни угао φ_{xy} је вариран ради промене положаја х-у компоненте МПС у односу на фундаменталну раван. Угао φ_{xy} ће у даљем тексту бити називан х-у фазни померај и он се не односи на фазни угао х-у компоненте струје, већ представља померај х-у компоненте МПС у односу на фундаменталну (d-q) густину флукса.

Магнетопобудне силе настале од d-q и х-у компоненти струја у намотајима анализираних машине приказане су на Сл. 5.4. Основна компонента магнетске индукције и пети хармоник х-у компоненте МПС приказани су на Сл. 4.4 (адекватно скалирани) за неколико вредности фазног помераја φ_{xy} . На слици је приказан само пети хармоник како би се видео смисао уведеног фазног помераја. Међутим, како су код сваког намотаја присутни сви просторни хармоници који одговарају његовој расподели, њихов утицај је такође урачунат у представљеном магнетском моделу. Распоред статорских намотаја испод једног пара полова испитиване бФАМ приказан је испод таласног облика МПС на истој слици.



Сл. 4.3 Дистрибуција d-q и x-y компоненте МПС статора анализане бФАМ



Сл. 4.4 Дистрибуција фундаменталне компоненте магнетске индукције и x-y компоненте МПС петог хармоника за различите вредности фазног помераја

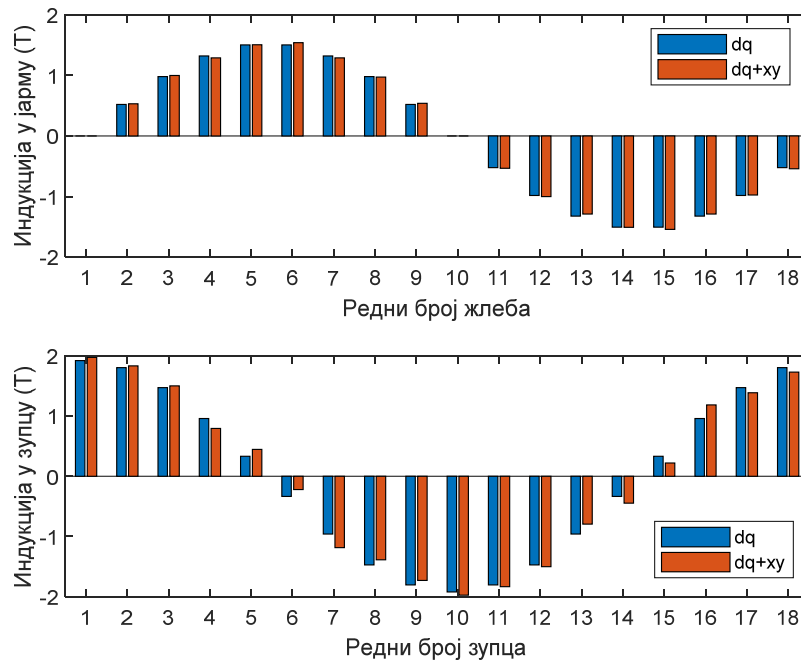
Решавајући једначине развијеног кола за различите услове напајања, утицај x-y компоненте струје на засићење магнетског кола на путу главног флуksа се може проучити. Користећи *Matlab*, аналитички модел магнетског кола је анализиран за следеће карактеристичне вредности:

$$\begin{aligned}\hat{B}_\delta &\in \{0.4, 0.6, 0.9, 1.2\} T \\ \varphi_{xy} &\in [0:30^\circ:330^\circ] \\ \hat{I}_{xy} &= 5 A\end{aligned}\tag{28}$$

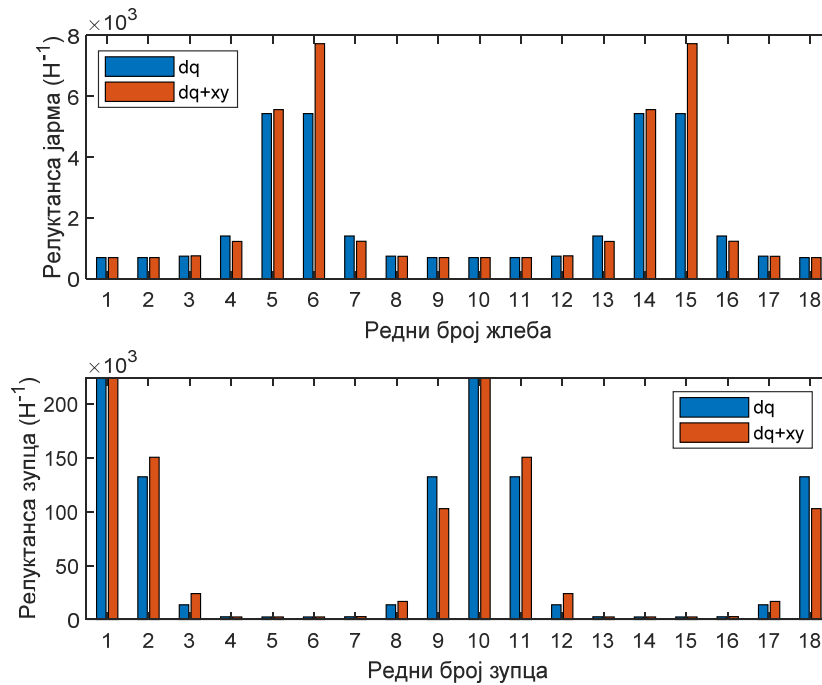
Веома мале вредности густине флуksа (магнетске индукције) у међугвожђу могу се јавити при великим брзинама, тј. у делу експлоатационе карактеристике у којем је присутно слабљење поља [37]. Појава амплитуде магнетске индукције од 1,2 Т је случај који се не очекује у реалним радним условима и изабран је из теоретских разлога. Након решавања једначина предложеног модела које узимају у обзир засићење, вредности релуктанси и густина флуksа у јарму и зупцима могу се одредити на основу израза (22) и (23), респективно. Расподела вредности густине флуksа и релуктансе, за јарам и зупце, добијене за вредности $\hat{B}_\delta = 0,9$ Т и $\varphi_{xy} = 90^\circ$ приказане су на Сл. 4.5 и Сл. 4.6. Изабране су вредности при којој је ефекат међураванског унакрсног засићења најизраженији.

Уводећи променљиви фазни угао φ_{xy} , допушта се анализа различитих фазних помераја између основне (фундаменталне) компоненте и x-y компоненте поља, што је неопходно, из разлога што x-y компонента струје у намотајима генерише више просторне хармонике МПС, доминантно петог и седмог реда [35]. Ови хармоници простиру се мањим брзинама у поређењу са основним и њихов међусобни померај се стога мења у времену, што се може уочити на Сл. 4.4.

Може се приметити да суперпозиција x-y компоненте на фундаменталну компоненту струје доводи до повећања густине флуksа у појединим деловима магнетског кола, као и до њиховог смањења у осталим деловима кола. Приметно је да је утицај x-y компоненте струја на релуктансе јарма и зубаца више изражен у деловима који су већ били под утицајем засићења које потиче од главне компоненте флуksа (d-q).



Сл. 4.5 Вредности густине флуksа за $\hat{B}_\delta = 0,9 \text{ T}$ и $\varphi_{xy} = 90^\circ$ (аналитички модел)



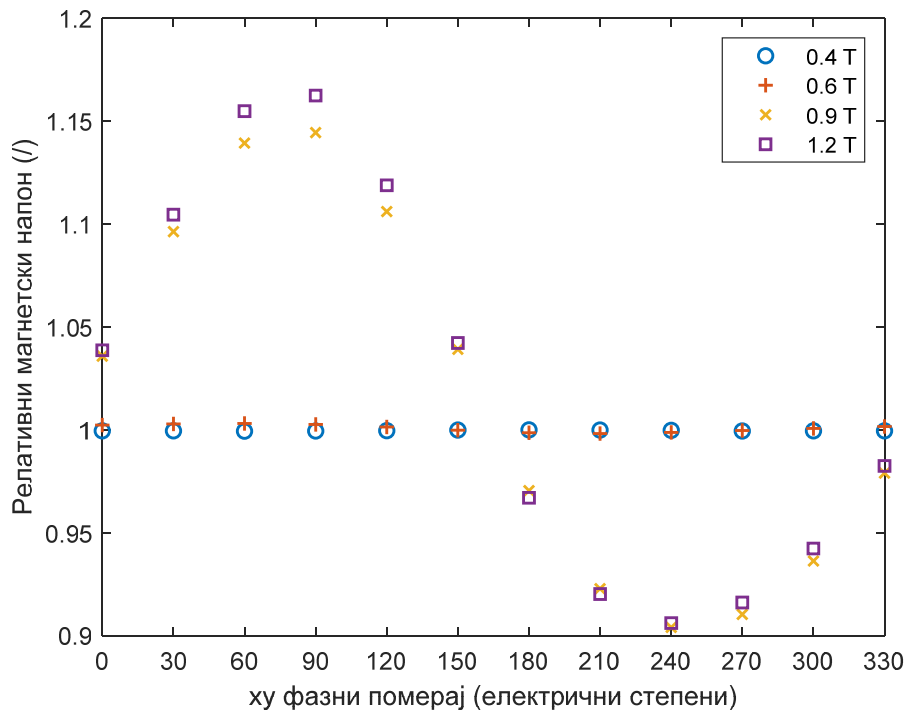
Сл. 4.6 Вредности релуктанси за $\hat{B}_\delta = 0,9 \text{ T}$ и $\varphi_{xy} = 90^\circ$ (аналитички модел)

Како би се квантификовало присуство засићења на путу главног флукса кроз магнетско коло, дефинисан је пад магнетског напона јарма као:

$$U_{ysdq} = \int_0^{\pi} H_{ysdq}(\theta) r_{ys} d\theta \approx \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{Opp} R_{ys,i} |\Phi_{ysdq,i}| \quad (29)$$

где је H_{ysdq} интензитет поља главног флукса у јарму (d-q равни), а r_{ys} представља полупречник (радијус) еквивалентне средишне линије по обиму статорског јарма. Остале коришћене променљиве су дефинисане у претходим изразима. Приметно је да се само d-q компонента користи при прорачуну, док је утицај x-y компоненте укључен кроз уважавање релуктансе јарма. Вредности магнетског напона јарма добијене су за све комбинације величина које су дате у систему (28).

Како би се утврдило постојање утицаја x-y компоненте струје на засићење главног флукса, у изразу (30) уведен је релативни магнетски напон јарма. Овај показатељ представља однос магнетских напона са укљученом компонентом струје и без присутне x-y компоненте струје, и прорачунат је за сваку од вредности густине фундаменталног флукса и фазног помераја.



Сл. 4.7 Вредности релативног магнетског напона јарма статора у функцији фазног помераја (аналитички модел)

Вредност релативног магнетског напона јарма је дата изразом:

$$u_{ys}^{(j,k)} = \frac{U_{ysdq}(\hat{B}_\delta^{(j)}, \varphi_{xy}^{(k)}, \hat{I}_{xy} = 5A)}{U_{ysdq}(\hat{B}_\delta^{(j)}, \hat{I}_{xy} = 0A)} \quad (30)$$

у коме су j и k редни бројеви елемената у низовима карактеристичних вредности наведених системом (28), респективно. Јачина струје од 5 А је одабрана тако да буде блиска номиналној. Добијена расподела вредности релативног магнетског напона јарма статора приказана је на Сл. 4.7.

4.8. Закључци аналитичког прорачуна

Значајни закључци могу се извести са дијаграма на Сл. 4.7, и то да:

- компонента струје х-у има значајан ефекат на засићење јарма једино у случајевима када је густина главног флукса довољно велика, тј. магнетско коло је претходно засићено d-q компонентом струје и
- магнетски напон може се повећати или смањити услед присуства х-у компоненте струје у зависности од фазног помераја φ_{xy} .

Изведени закључци са Сл. 4.7 јасно указују да х-у компонента струје има утицаја на засићење на путу главног флукса магнећења. Повећање магнетског напона уједно значи и повећање МПС (тј. струје магнећења) потребне за исту густину флукса, а тиме и ниже вредности индуктивности магнећења L_m . Обрнуто важи када је магнетски напон смањен. С обзиром на то да се d-q и х-у компоненте поља простиру различитим угаоним брзинама (d-q компонента поља се обрће синхроним брзином, а х-у компонента ствара доминантно пети и седми хармоник поља), индуктивност магнећења ће се мењати периодично. При томе, будући да је, према Сл. 4.7, повећање магнетског напона јарма израженије од његовог смањења, треба очекивати да ће средња индуктивност магнећења на нивоу једне периоде бити мања него што би то био случај да х-у компонента није присутна. Другим речима, ефекат х-у је такав да је засићење магнетског кола израженије у односу на случај када постоји само d-q компонента.

Приметно је да су ови закључци у супротности са усвојеном хипотезом. Међутим, како би се аналитичко разматрање евалуирало и дошло до додатних

потврда које би се односиле на пуноважност или оповргавање полазне хипотезе, у предстојећим поглављима ће бити спроведене додатне анализе. Пре свега, анализа која се заснива на методи коначних елемената (енгл. *Finite Element Analysis*, скр. FEA), као и експериментална анализа на наменски пројектованој бФАМ.

Акцент дисертације је на постављању основе за формирање модела који ће, уважавајући ефекат засићења магнетског кола, првенствено допринети побољшању постојећих алгоритама који се користе за управљање, а, самим тим, и побољшању перформанси погона у којима се користе шестофазне машине.

4.9. Остварени допринос и даљи правци развоја аналитичког приступа

Остварени доприноси у овом поглављу:

- анализирана је расположива литература и препознат је простор који је недовољно истражен, а који се тиче адекватног модела засићених бФАМ приликом коришћења VSD модела;
- идентификована је нова појава – међуравански унакрсни утицај код VSD модела при појави засићења;
- постављен је теоретски основ за анализу засићења шестофазних машина код VSD модела;
- дефинисан је потребан услов, на основу којег се може утврдити постојање утицаја засићења на распрегнутост равни код VSD модела и
- развијен је поједностављени модел магнетског кола на основу којег је утврђено да постоји спрега између d-q и x-y равни у условима када је магнетско коло засићено.

Даљи правци истраживања:

- развијена шема магнетског кола статора може се проширити аналогним магнетским колом ротора, и тако се анализа може проширити на комплетну машину,
- проширење анализе на модификацију постојећих и/или развој нових еквивалентних кола, која би уважила разматрања из овог поглавља и
- анализа је од значаја да се утврди како је најбоље управљати машином када се јави нека несиметрија (појава x-y компоненти на основној учестаности), јер тада постоји међусобни утицај компоненти струја.

5. АНАЛИЗА ЗАСИЋЕЊА бФАМ МЕТОДОМ КОНАЧНИХ ЕЛЕМЕНАТА

У овом поглављу дисертације анализира се засићење шестофазне машине коришћењем софтверског алата заснованог на прорачуну електромагнетског поља методом коначних елемената. Сврха FEM моделовања јесте верификација добијених резултата и закључака аналитичког модела из претходног поглавља. Опис и формирање FEM модела са основним законитостима прорачуна магнетског поља приказан је у наставку.

5.1. Принцип методе коначних елемената

Метода коначних елемената се користи као поуздан начин проверавања аналитичких претпоставки, пре израде прототипа или експерименталне верификације. Ова метода се бави решавањем проблема који се могу описати системом *Maxwell*-ових парцијалних диференцијалних једначина за квазистационарно електромагнетско поље у коначном домену простора [107].

Иако су диференцијалне једначине често релативно једноставне за решавање, обично је врло тешко добити јединствена решења за сложене геометријске облике. Метода коначних елемената омогућава решавање оваквих задатака на следећи начин: решење се нумерички добија тако што се сложени геометријски облик дели на просте чиниоце (коначне елементе). Дакле, методом коначних елемената се компликовани геометријски облик дели у велики број површи са простом геометријом, у којима је једноставније решити диференцијалне једначине. У овим површима тачно решење је апроксимирано помоћу једноставних функција. Овако делећи површи (секцесионисање), проблем се трансформише из једне површи која је тешка за решавање у велики број лако решивих целина. Јединични облици за анализу дводимензионалних захтева су троуглови, а за тродимензионалне захтеве тетраедри. У оквиру најчешће коришћене раванске (дводимензионалне) анализе решење се добија линеарном интерполацијом вредности у три тачке које представљају темена троугла.

Код обртних електричних машина систем *Maxwell*-ових једначина за сваки коначни елемент дводимензионалног проблема своди се на једну једначину по магнетском вектор-потенцијалу [107], и то:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \vec{A} = \vec{J}_s - \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \sigma \cdot \nabla V + \sigma \cdot \vec{v} \times \nabla \times \vec{A} \quad (31)$$

где је ∇ оператор (градијент), A магнетски вектор потенцијал, J_s густина струје струјних извора, V електрични потенцијал, v брзина кретања покретних делова, а μ и σ пермеабилност и специфична проводност одговарајућег елемента, респективно.

5.2. Софтверска анализа

Програмски пакет *FEMM 4.2* (енгл. *Finite Element Method Magnetics, version 4.2*) у дисертацији се користи за анализу методом коначних елемената. Софтвер је бесплатан и доступан и служи за нумерички прорачун линеарних електростатичких, линеарних и нелинеарних електромагнетних и термичких појава при устаљеним режимима рада машине. Погодан је за решавање електромагнетских проблема у дводимензионалном простору и у доменама са присутним осама симетрије [108]. Кораци при анализи применом методе коначних елемената укључују дефинисање:

- геометрије дела или целе машине,
- граничних услова делова машине,
- особина материјала за сваки део машине,
- мреже коначних елемената и
- карактеристика напајања и параметара симулације.

Софтвер извршава прорачун и генерише резултате на основу ових корака.

5.2.1 Формирање геометрије и дефинисање граничних услова

Почетни корак моделовања у *FEMM 4.2* представља формирање дводимензионалне геометрије која дефинише домен у којем се одређује расподела поља. У највећем броју случајева обртне електричне машине моделују се дводимензионално, јер имају приближно униформну расподелу поља по попречном пресеку дуж аксијалне осе. Такође, како би се упростио модел и

убрзала софтверска анализа, симетричност машине се може искористити (примена секцсионисања попречног пресека машине). Испитивана бФАМ је четворополна и у том случају је најчешће довољно анализирати само четвртину попречног пресека. Међутим, с обзиром на конструкцију намотаја, који има разломљен број жлебова по полу и фази (погледати Таб. 2.1), неопходно је моделовати два пола, тј. половину попречног пресека машине.

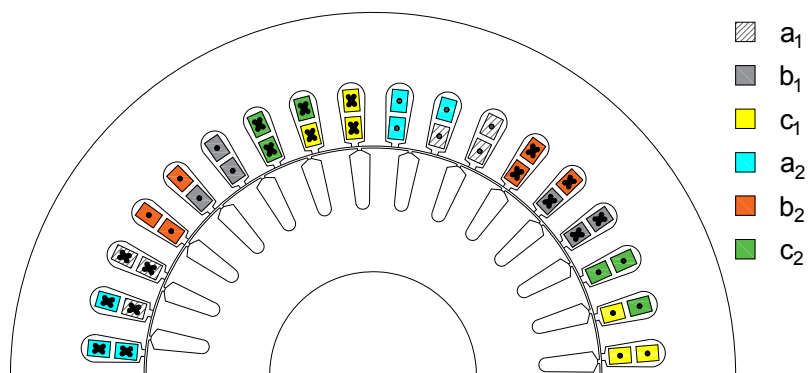
Након иницијалних подешавања дефинише се попречни пресек машине на основу података из Таб. 2.1. Препорука је да центар попречног пресека машине буде у координатном почетку. Како би се софтверски могла одредити расподела магнетског поља у ограниченом домену, неопходно је на спољној ивици машине дефинисати потребан гранични услов. Користећи адекватно постављене граничне услове и подешене почетне услове симулације од стране корисника, може се одредити јединствено решење које има гарантовану тачност [107].

За спољашњу ивицу машине дефинише се *Dirichlet*-ов гранични услов [109], који гласи:

$$\vec{A} = 0 \quad (32)$$

где A представља магнетски вектор потенцијал. Овај услов дефинише да се линије магнетског поља затварају у самој машини и не излазе ван ње, што је оправдана претпоставка, будући да је пермеабилност гвожђа далеко већа од пермеабилности ваздуха као околног медијума. На осталим границама примењен је периодични гранични услов [110].

На Сл. 5.1 приказан је попречни пресек два пола машине који представља ограничени домен за одређивање расподеле електромагнетског поља.



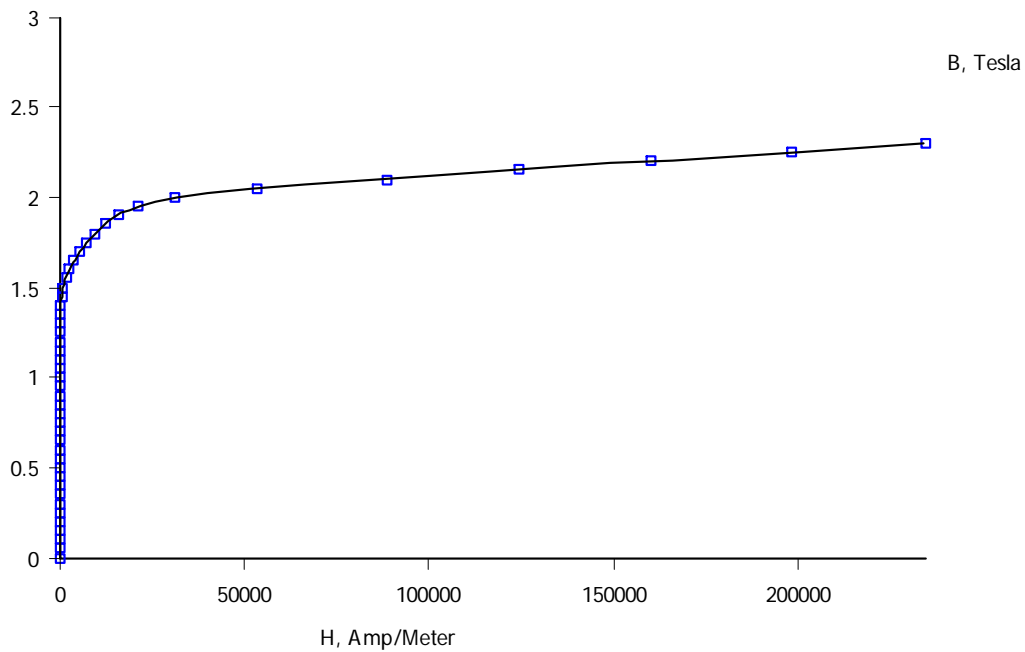
Сл. 5.1 Попречни пресек машине за одређивање расподеле поља

5.2.2 Особине материјала

Након што се образује геометрија и дефинише домен, потребно је доделити одговарајуће особине материјала деловима машине. Материјали из библиотеке софтвера *FEMM 4.2* додељени су одговарајућим секцијама попречног пресека.

Таб. 5.1 Карактеристике материјала секција бФАМ

Секција	Тип материјала	Карактеристике
магнетско коло статора и ротора	гвожђе, М-19	$\mu_r = 4416 \text{ H/m}$ (незасићена вредност) $\sigma = 1,9 \text{ MS/m}$
проводници статора	бакар	$d = 1,024 \text{ mm}$ $\sigma = 58 \text{ MS/m}$
проводници ротора	алуминијум, 6061-Т6	$\sigma = 24,59 \text{ MS/m}$
међугвожђе	ваздух	/



Сл. 5.2 В-Н карактеристика магнетског лима М-19

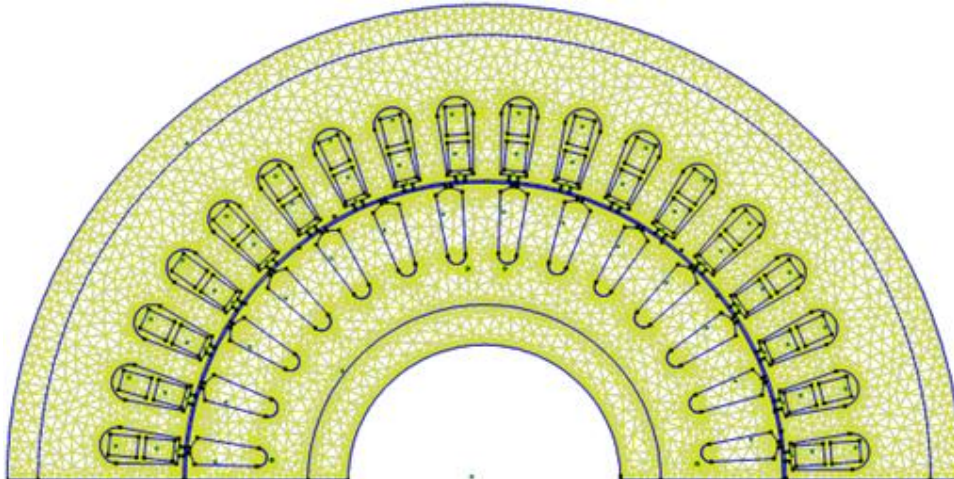
Основне карактеристике примењених материјала дате су у Таб. 5.1. На Сл. 5.2 је приказана *B-H* карактеристика коришћеног материјала за моделовање статорског и роторског магнетског кола.

5.2.3 Формирање мреже коначних елемената

Одабир адекватне поделе или мреже коначних елемената је од значаја при добијању прецизнијих резултата софтверског прорачуна. Из тог разлога се захтева финација подела (већа густина мреже), уз већу прецизност резултата. У случајевима када се користе обртне електричне машине од велике је важности прецизно израчунавање магнетског поља у међугвожђу јер оно директно утиче на вредност електромагнетског момента. С друге стране, коришћење превише густе мреже значајно повећава трајање прорачуна, заузеће радне меморије рачунара итд. С обзиром на то, избор величине елемената мреже, тј. густине мреже, јесте оптимизациони проблем. Коришћени софтвер има могућност да аутоматски генерише мрежу потребне густине, и та опција је коришћена у овом случају. У [109] је наведено да је од значаја при симулацијама што прецизније израчунавање поља у ваздушном зазору јер је код обртних електричних машина доминантан део магнетске енергије акумулисан управо у међугвожђу. Како би се то испунило, довољно је усвојити да величина елемената мреже у међугвожђу буде три пута мања од његове ширине, што је овим симулацијама испоштовано.

Треба напоменути и да се у овом прорачуну сматра да је вратило машине од немагнетског материјала, тако да нема потребе генерисати мрежу унутар простора вратила, већ је довољно задати *Dirichlet*-ов гранични услов на граничној линији између гвожђа ротора и вратила. На овај начин се у извесној мери смањује комплексност и трајање прорачуна, уз задовољавајућу тачност.

Поштујући ове искуствене препоруке, расподела поља у међугвожђу се процењује са већом прецизношћу, и, самим тим, добија се прецизнија вредност електромагнетског момента. Очигледно је да, што је већа густина мреже коначних елемената, боља је остварена прецизност симулације. На нивоу самог дводимензионалног коначног елемента оптимална густина мреже се остварује за углове веће од 30° унутар јединичног троугла. На Сл. 5.3 је приказана мрежа коначних елемената за домен испитиваног бФАМ, на основу које је вршена анализа и приказане су линије по којима је рачуната расподела јачине поља.



Сл. 5.3 Генерисана мрежа коначних елемената бФАМ

5.2.4 Моделовање напајања и подешавање параметара симулације

У зависности од тога да ли се анализа врши за услове напајања својствене напајању из претварача или напајању простопериодичним напоном, које је својствено мрежи, потребно је подесити услове напајања у софтверу. У конкретном случају, машина се напаја из претварача променљиве учестаности. Софтвер *FEMM 4.2* омогућава задавање струја намотаја, тј. не омогућава директно моделовање напонског извора.

Софтвер омогућава извођење квазистационарних прорачуна при различитим учестаностима струја намотаја. Задата учестаност од 0 Hz практично одговара режиму идеалног празног хода, док задата основна учестаност (50 Hz) одговара режиму укоченог ротора. За режим у којем се машина обрће брзином мањом од синхроне, учестаност струја треба подесити на вредност учестаности клизања. За решавање система диференцијалних једначина модела коришћена је метода сукцесивних апроксимација (енгл. *Successive Approximation*). Тачност прорачуна је подешена на 10^{-8} .

5.3. Резултати анализе

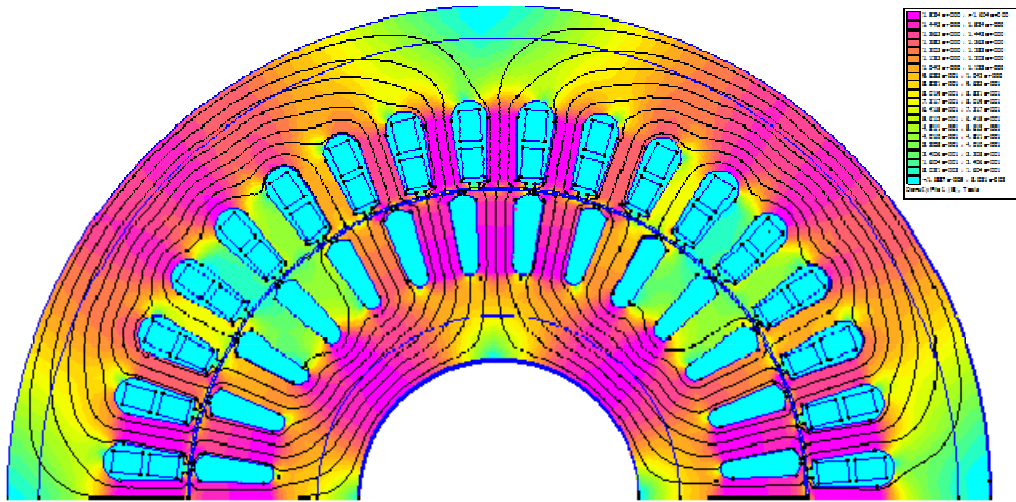
Користећи програмски пакет *FEMM 4.2*, формиран је модел испитиване бФАМ на основу димензионих карактеристика из Таб. 2.1 и материјала секција попречног пресека машине из Таб. 5.1. Димензије роторских жлебова и

магнетског кола се нису могле прецизно одредити на постојећој машини па су зато усвојене димензије уобичајеног облика жлеба и очекиване вредности густине флуksа у магнетском колу ротора за номиналну снагу и полазне карактеристике испитиване бФАМ [24, 25, 33].

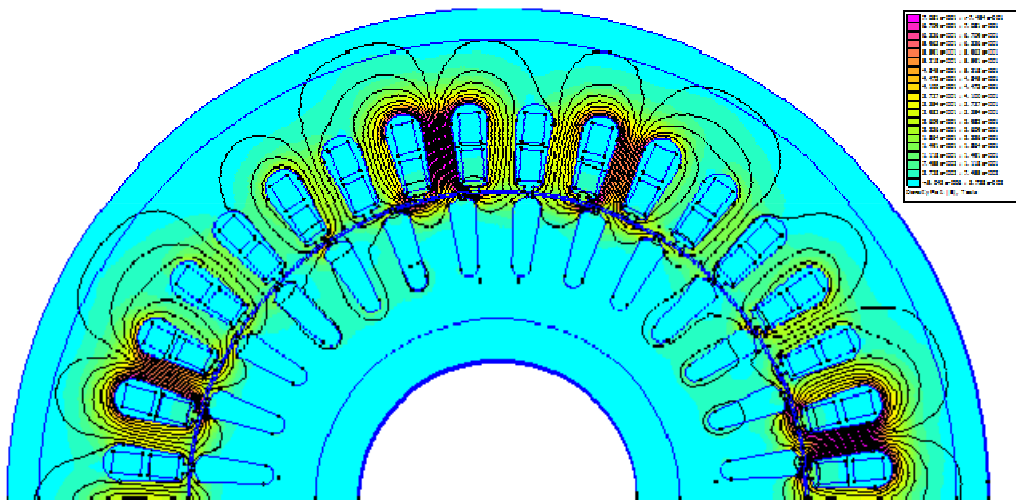
Примењени софтвер као улазне променљиве користи фазне струје намотаја. Из тог разлога жељена вредност густине флуksа у међугвожђу у софтверу не може бити експлицитно задата, тако да софтверска анализа методом коначних елемената неће бити иста као у аналитичком приступу. Почетак анализе почиње подешавањем амплитуде фазних струја у d-q равни које стварају потребну густину флуksа у међугвожђу, а чије су вредности дефинисане системом једначина (28). Те вредности амплитуда су одређене итеративним путем, вишеструким покретањем FEA, за сваку од дефинисаних вредности система (28). Након тога следи проблематика решавања расподеле магнетског поља у машини за следеће сценарије:

- сценарио 1: струје у фазним намотајима подешене су на вредности које су утврђене у почетном кораку (d-q компоненте);
- сценарио 2: струје у фазним намотајима подешене су као у изразу (28), где су присутне само x-y компоненте, и анализа је спроведена за све вредности фазног помераја φ_{xy} из израза (28). Потребно је истаћи да се фазни померај φ_{xy} модификује у складу са основном фреквенцијом напајања и
- сценарио 3: струје у фазним намотајима подешене су на збир вредности фазних струја из сценарија 1 и 2 (збир d-q и x-y компоненти).

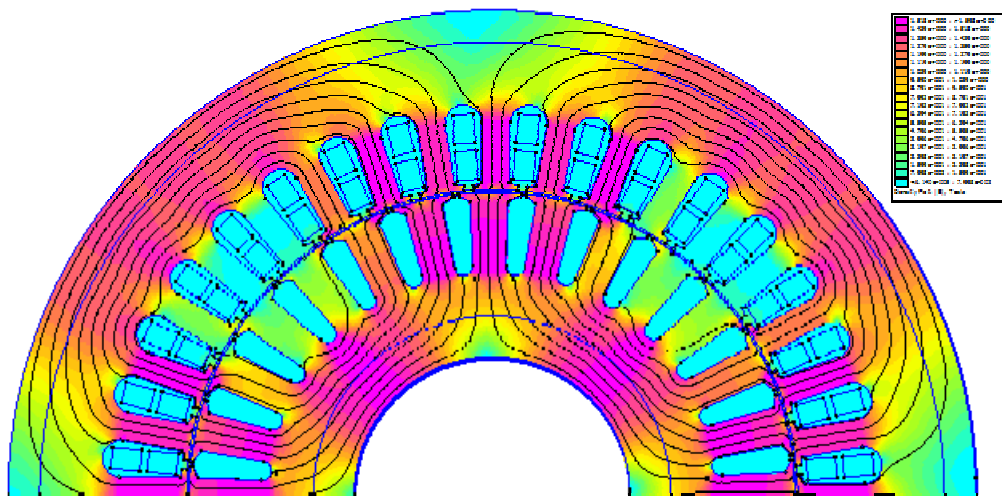
Примењујући систем *Maxwell*-ових једначина (31) на сваки елемент мреже, добија се систем диференцијалних једначина који за решење има вредност вектора A у сваком појединачном домену, за сваки временски интервал симулације. На овај начин је дефинисана вредност магнетске индукције у свакој тачки јединичног троугла. Расподеле густина флуksа за сценарије 1, 2 и 3 приказане су на Сл. 5.4, Сл. 5.5 и Сл. 5.6, респективно. Приказане су расподеле за засићен случај ($\hat{B}_s = 0,9 \text{ T}$) и вредност фазног помераја од 90° .



Сл. 5.4 Расподела поља за дефинисани домен бФАМ (сценарио 1)



Сл. 5.5 Расподела поља за дефинисани домен бФАМ (сценарио 2)



Сл. 5.6 Расподела поља за дефинисани домен бФАМ (сценарио 3)

Како би се додатно квантификовао и потврдио утицај x -у компоненте струје на засићење главног флуksа, неопходно је упоредити магнетске напоне јарма статора из сценарија 1 и 3. Најзначајни за анализу је магнетски напон јарма статора који потиче од фундаменталног флуksа. Због тога је дефинисана основна просторна компонента густине флуksа јарма за сваки од случајева датих у (28), за вредност магнетског напона као:

$$U_{ysdq} = \int_0^{\pi} \frac{B_{ys1}(\theta)}{\mu(\theta)} r_{ys} d\theta \quad (33)$$

где $B_{ys1}(\theta)$ означава основну просторну компоненту густине флуksа јарма статора. Вредност пермеабилности материјала је дата изразом:

$$\mu(\theta) = \frac{B_{ys}(\theta)}{H_{ys}(\theta)} \quad (34)$$

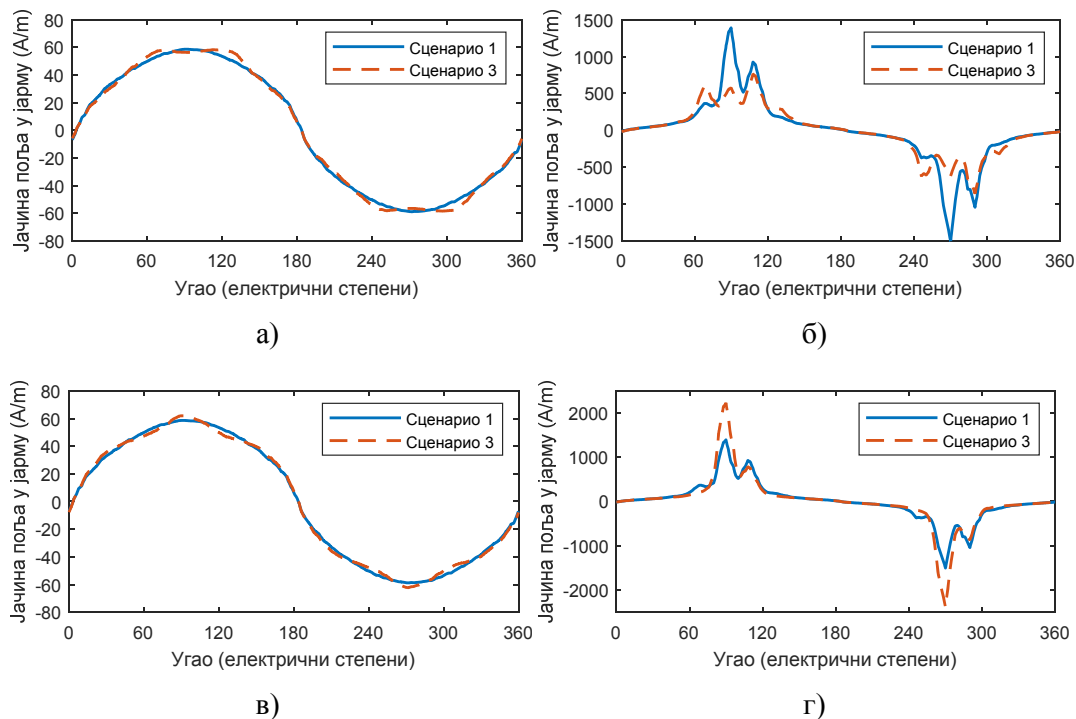
у којем су B_{ys} и H_{ys} укупне вредности густине флуksа и јачине поља у тачки (r_{ys}, θ) .

За сценарија 1 и 3, а на основу израза (33), добијена је расподела јачине поља у статорском јарму, при чему су дијаграми за незасићен ($\hat{B}_{\delta} = 0,4 \text{ T}$) и засићен ($\hat{B}_{\delta} = 0,9 \text{ T}$) случај приказани на Сл. 5.7, за различите вредности фазног помераја. Са Сл. 5.7б и Сл. 5.7г у којима је присутно засићење магнетског кола, закључује се да утицај x -у компоненте струје на поље утиче на пригушење (фазни померај 90°), и на повећање интензитета вектора магнетске индукције у јарму статора (фазни померај 270°).

Анализирајући Сл. 5.7, примећује се да:

- у случају када је магнетско коло незасићено (случајеви а и в) утицај x -у компоненте струје на поље у јарму се практично може занемарити и
- услед појаве засићења (случајеви б и г) добијена вредност јачине магнетског поља при сценарију 3 значајно одступа од вредности добијене при сценарију 1.

Ово потврђује закључке из претходног поглавља (аналитичко моделовање), јер је очигледно да је утицај x -у компоненте струје на расподелу поља у јарму статора много више изражен када је магнетско коло засићено.



Сл. 5.7 Интензитет вектора густине флуksа јарма статора добијен употребом FEA за вредности: а) $\hat{B}_\delta = 0,4 \text{ T}$, $\varphi_{xy} = 270^\circ$, б) $\hat{B}_\delta = 0,9 \text{ T}$, $\varphi_{xy} = 270^\circ$, в) $\hat{B}_\delta = 0,4 \text{ T}$, $\varphi_{xy} = 90^\circ$, г) $\hat{B}_\delta = 0,9 \text{ T}$, $\varphi_{xy} = 90^\circ$.

5.4. Потврда аналитичког прорачуна

Како би се верификовао нови аналитички модел, потребно је извршити компаративну анализу резултата аналитичког модела и оних добијених употребом методе коначних елемената. Релативне вредности магнетског напона јарма статора корисне за анализу добијене су као однос вредности магнетских напона добијених при сценаријима 1 и 3 са одговарајућим вредностима јачине поља, што је приказано на Сл. 5.8.

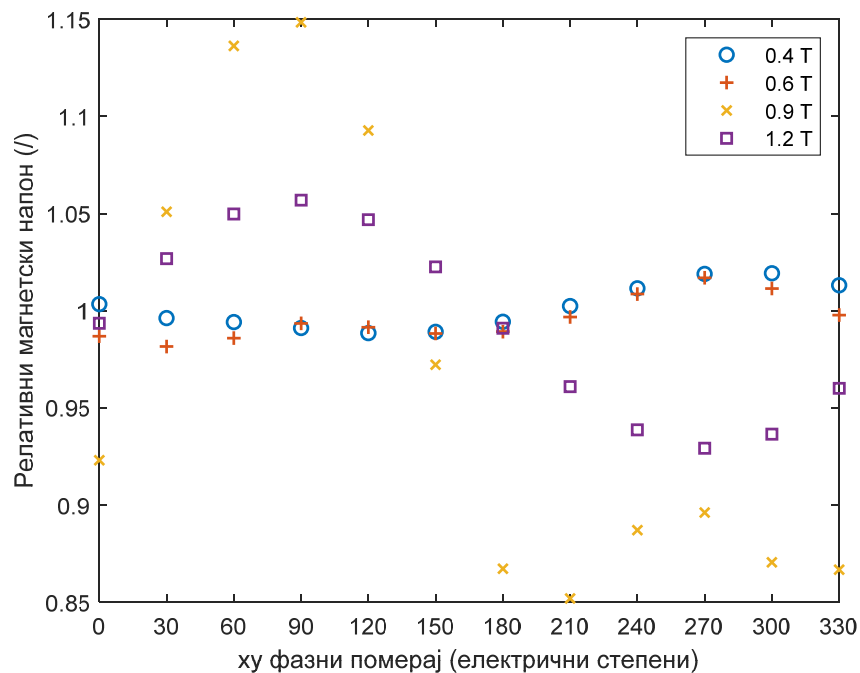
Ови резултати су веома слични онима добијеним из аналитичког модела кола (Сл. 4.7). Наравно, не може се очекивати потпуно поклапање резултата јер се густина флуksа у међугвожђу у FEA мења при додавању x-у компоненти струја, где аналитички модел магнетског кола има ограничену прецизност. Такође, флуks расипања који је генерисан од стране d-q компоненти струја занемарен је у аналитичком моделу магнетског кола. Међутим, при вредности индукције у међугвожђу од 1,2 T, потребне компоненте d-q струја за тако велику густину

флукса су неколико пута веће од номиналних струја. С обзиром на то, флукс расипања услед деловања d-q струја је веома велики због велике вредности d-q струје и не може се занемарити. Потребно је нагласити да код FEA долазе до изражаја и остали параметри и ефекти који нису имали утицаја код аналитичког модела.

Поредећи резултате са Сл. 4.7 и Сл. 5.8, закључује се да FEA такође потврђује закључке аналитичке анализе.

Утицај x-y компоненте је веома значајан уколико је магнетско коло већ засићено главним флуksom. Ниво засићења, тј. вредност релативног магнетског напона, може се смањити или повећати у зависности од положаја таласа компоненте x-y МПС (фазног помераја φ_{xy}) у односу на талас главног флукса.

Резултати добијени из FEA потврђују присуство препознатог ефекта међураванског унакрсног засићења, чије је постојање наговештено резултатима аналитичког модела. Како би се закључци аналитичког модела и FEM анализе могли у потпуности потврдити, неопходно је приступити експерименталној анализи на наменски пројектованој бФАМ.



Сл. 5.8 Релативне вредности магнетског напона јарма статора у функцији фазног помераја φ_{xy} за различите вредности амплитуде \hat{B}_s (при FEA)

5.5. Остварени допринос и даљи правац истраживања FEA

Остварени доприноси у овом поглављу:

- установљено је постојање утицаја x -у равни на фундаменталну раван (d - q) при присутном засићењу магнетског кола, тј. показано је да не важи претпоставка о распрегнутости између равни (декуплованости) и
- ниво засићења, a , самим тим, и присуство ефекта међураванског унакрсног засићења, варира услед промене фазног угла φ_{xy} , тј. променљив је у времену.

Даљи правци истраживања:

- проширивање анализе како би се могао квантификовати ефекат међураванског унакрсног засићења за различите димензионе карактеристике и типове конструкције магнетског и електричног система за сличне бФАМ.

6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА АНАЛИЗА ЗАСИЋЕЊА 6ФАМ

Резултате претходних анализа, базираних на развијеном аналитичком моделу и методи коначних елемената, било је потребно и практично верификовати. Експериментална верификација извршена је у Лабораторији за испитивање електричних машина на Електротехничком факултету у Београду. С тим у вези, формирана је лабораторијска поставка са наменски конструисаном шестофазном асиметричном асинхроном машином. На Сл. 6.1 приказана је фотографија забележена током процеса формирања статорског намотаја 6ФАМ у радионици.



Сл. 6.1 Фотографија формирања статорског намотаја 6ФАМ

У овом поглављу описане су следеће теме:

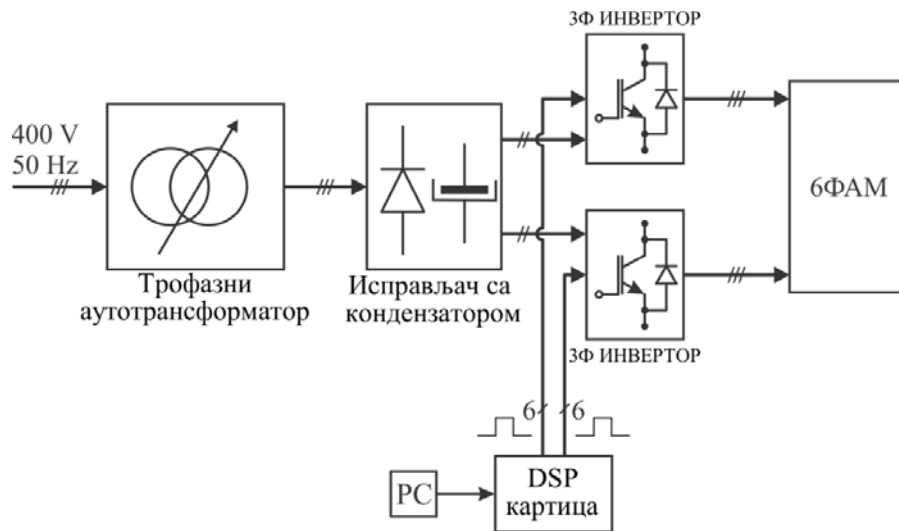
- састав употребљене експерименталне поставке,
- претварач за напајање 6ФАМ са потребним управљачким делом,
- коришћена мерна апаратура,
- план мерења и
- приказ резултата.

6.1. Опис експерименталне поставке

За потребе дисертације наменски је направљена 6ФАМ, чији су подаци дати у Таб. 2.1. 6ФАМ је напајана из два напонска трофазна инвертора која су

прикључена на заједничко једносмерно међуколо (енгл. *DC bus*). Инверторске гране су контролисане из 32-битног DSP-а са 6 PWM излаза. Оваква конфигурација је применљива када су раздвојене неутралне тачке оба трофазна намотаја [59]. Једносмерни напон се добија из трофазног диодног исправљача који се напаја из варијабилног извора (аутотрансформатора). Излази DSP-а су контролисани преко *PC* рачунара како би се на излазним крајевима инвертора генерисали потребни напони, који су дефинисани изразима (35) и (36). Почетна фаза првог PWM канала (у наставку у ознаци PWM1) једнака је нули, док су фазе осталих PWM канала подешене тако да се добију потребне компоненте напона d-q и/или x-y.

На Сл. 6.2 је приказан структурни блок дијаграм комплетне експерименталне поставке, на којој се могу уочити сви претходно наведени елементи, њихов међусобни положај и повезаност.



Сл. 6.2 Блок схема експерименталне поставке

6.2. Претварач за напајање шестофазне машине

Потребно је било покренути, а након тога и испитати 6ФАМ адекватним фазним напонима (међусобно асиметрично померени), уз могућност промене ефективне вредности и фреквенције напона. Из разлога што наменски прављени претварачи за овакве машине још увек нису доступни на тржишту, у ту сврху употребљена су два одвојена трофазна инвертора која су адекватно

синхронизована. Варијабилни напон једносмерног међукола је заједнички за оба трофазна претварача и обезбеђен је употребом трофазног аутотрансформатора напојеног мрежним напоном и диодног исправљача. Учестаност напона напајања на излазу инвертора диригована је управљачким сигнаlima са DSP картице. На тај начин је формиран адекватан шестофазни извор са могућношћу варијације ефективне вредности напона и учестаности напајања.

Основни хармоници фазних напона који се доводе на статорске крајеве 6ФАМ са овако формираног инвертора су:

за d-q раван:

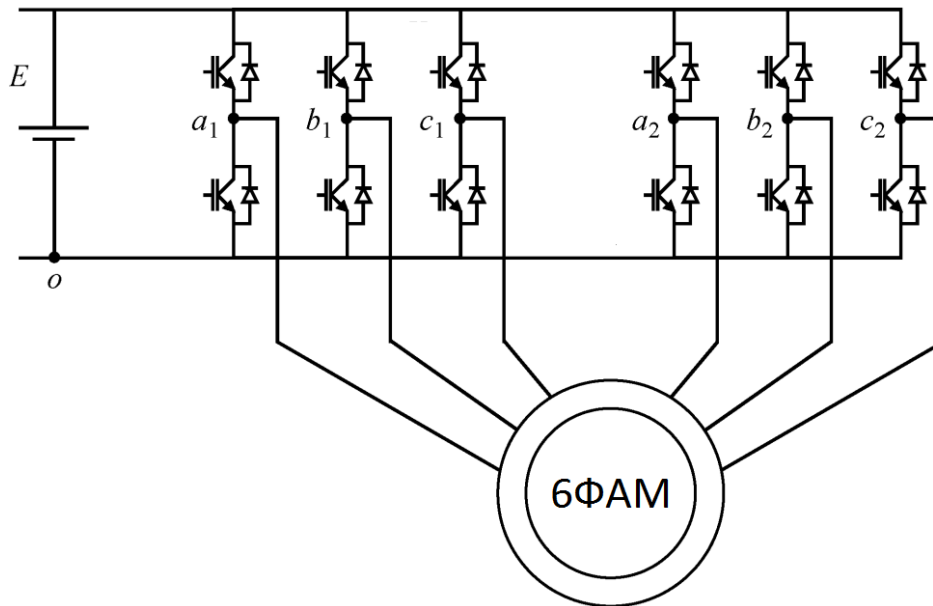
$$\begin{aligned}
 u_{a1}^{dq} &= U_{dq} \sqrt{2} \cos \omega t \\
 u_{b1}^{dq} &= U_{dq} \sqrt{2} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\
 u_{c1}^{dq} &= U_{dq} \sqrt{2} \cos(\omega t - 4\pi/3) \\
 u_{a2}^{dq} &= U_{dq} \sqrt{2} \cos(\omega t - \pi/6) \\
 u_{b2}^{dq} &= U_{dq} \sqrt{2} \cos(\omega t - 5\pi/6) \\
 u_{c2}^{dq} &= U_{dq} \sqrt{2} \cos(\omega t - 9\pi/6)
 \end{aligned} \tag{35}$$

и за x-y раван:

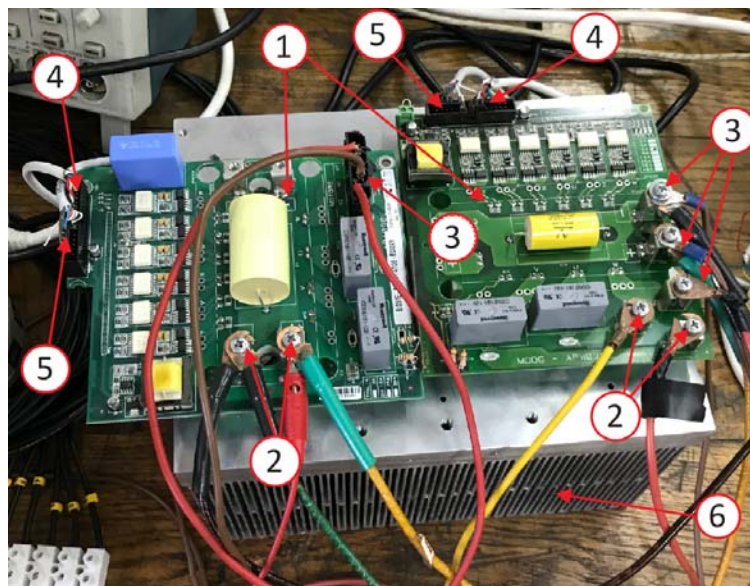
$$\begin{aligned}
 u_{a1}^{xy} &= U_{xy} \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_{xy}) \\
 u_{b1}^{xy} &= U_{xy} \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_{xy} - 4\pi/3) \\
 u_{c1}^{xy} &= U_{xy} \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_{xy} - 2\pi/3) \\
 u_{a2}^{xy} &= U_{xy} \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_{xy} - 5\pi/6) \\
 u_{b2}^{xy} &= U_{xy} \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_{xy} - \pi/6) \\
 u_{c2}^{xy} &= U_{xy} \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_{xy} - 3\pi/2)
 \end{aligned} \tag{36}$$

Овако формиран фазни напони доводе се на крајеве намотаја 6ФАМ формираног од две трофазне звезде међусобно померене за 30° електричних (Сл. 2.2).

Заједнички улаз оба трофазна инвертора је једносмерно међуколо, које је приказано на Сл. 6.3. Свака трофазна инверторска плоча је састављена од шест IGBT-ова, са потребним управљачким и заштитним колима. На основу претходног, шестофазни напонски инвертор променљиве ефективне вредности напона и учестаности реализован је применом два трофазна инвертора, приказана на Сл. 6.4.



Сл. 6.3 Шема веза 6ФАМ и шестофазног инвертора



Сл. 6.4 Формирани шестофазни инвертор

На Сл. 6.4 важе следеће ознаке: 1 – трофазне инверторске плоче, 2 – *DC bus*, 3 – излазни крајеви, 4 – PWM сигнали са DSP-а, 5 – помоћно напајање, 6 – хладњак.

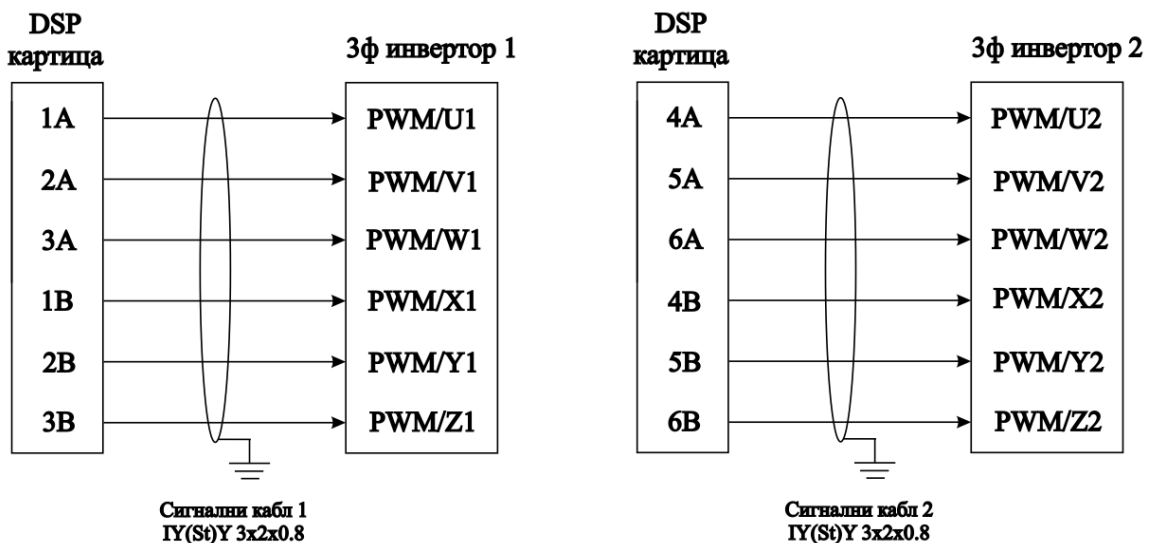
У Таб. 6.1 приказане су вредности напона које су коришћене током лабораторијских испитања. Потребно је истаћи да су звездишта обе трофазне звезде 6ФАМ изолована и да коришћени инвертор има укупно 6 грана. У том

смислу, нема услова да се затвори трећи хармоник струје који је присутан у нултој равни код VSD модела. У случају када звездишта не би била изолована, трећи хармоник струје би се појавио у овој 6ФАМ. Тада би утицај трећег хармоника могао допринети стварању електромагнетског момента машине једино у случају да постоји седма грана инвертора, на основу које би се, адекватним техникама управљања, трећи хармоник могао поништити [111, 112].

Важно је напоменути да су PWM излази DSP-а, означени са *A* и *B*, комплементарни, тј. служе за вођење транзистора у оквиру исте инверторске гране.

Таб. 6.1 Напони претварача у експерименту

Улазни напон са трофазног ауотрансформатора U_{rms} (V)	Напон једносмерног међукола U_{DC} (V)	Амплитуда излазног напона U_{fm} (V)	Еф. вредност фазног напона $U_{f,rms}$ (V)	Еф. вредност линијског напона $U_{l,rms}$ (V)
212,13	300	150	106,4	184,1
424,26	600	300	212,8	368,1

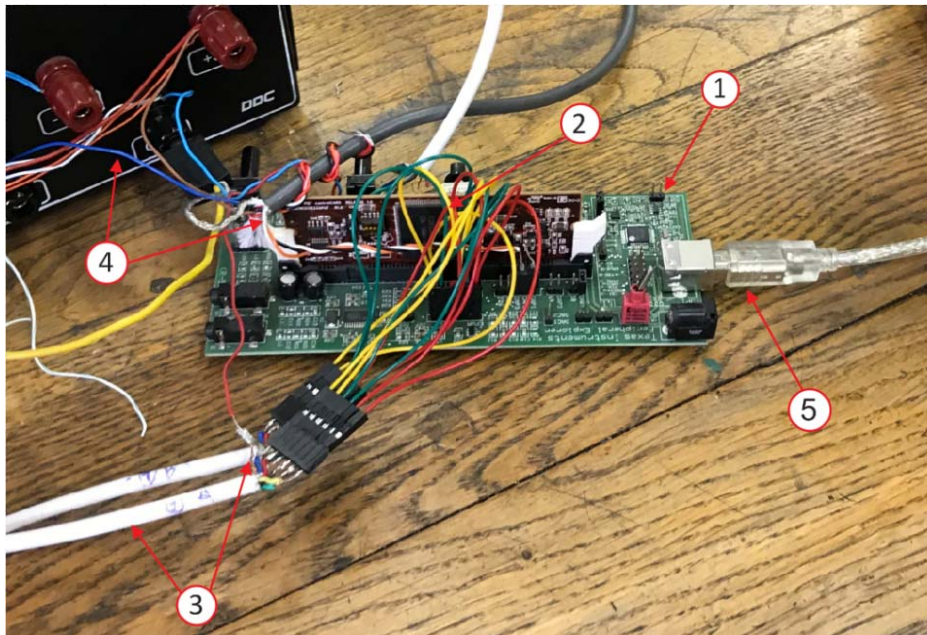


Сл. 6.5 Шема веза управљачких крајева DSP-а и крајева формираног шестофазног инвертора

6.2.1 Управљачко коло за управљање радом претварача

На основу одговарајућег алгоритма управљања, дигитални сигнални контролер (енгл. *digital signal processor*, скр. DSP) генерише управљачке, ширинско модулисане (скр. PWM) сигнале који одређују стања IGBT-ова у оквиру коришћених трофазних инвертора. Програмирање DSP-а врши се преко РС рачунара, коришћењем *Matlab/Simulink Embedded Coding* платформе, којом се генерише *source code* помоћу софтвера *Code Composer*, којим се генерисани програм саопштава меморији DSP-а.

Управљачке PWM сигнале потребни за прекидачки рад транзистора трофазних инверторских плоча, генерише DSP TMS320 F28335, који се налази на посебној развојној картици TI Peripheral Explorer, што је приказано на Сл. 6.6.



Сл. 6.6 Развојна DSP картица TI Peripheral Explorer

На Сл. 6.6 важе следеће ознаке: 1 – развојна картица, 2 – DSP, 3 – сигнални каблови ка трофазним инверторским плочама, 4 – помоћно напајање, 5 – кабл ка РС-у.

6.2.2 Управљачки алгоритам за DSP TMS320 F28335

Како би се извршила потребна експериментална испитивања, било је неопходно обезбедити шестофазни напонски извор променљиве ефективне

вредности и учестаности напона. За управљање формираним шестофазним претварачем коришћен је U/f начин управљања. Карактеристика овог алгоритма је да се брзина машине мења променом фреквенције напајања f , при чему се однос ефективне вредности фазног напона и фреквенције напајања одржава константним, како би машина задржала константну вредност флукса и превалног момента [37]. Остварена је отворена спрега без затварања спреге по брзини обртања.

За промену ефективне вредности напона напајања коришћен је аутотрансформатор, а промена учестаности напона напајања се задавала софтверским путем помоћу промена у управљачком алгоритму. Да би се управљало једном граном инвертора, потребно је било уврстити кратки временски интервал (неколико μs) између гашења једног транзисторског прекидача и паљења другог прекидача, тзв. мртво време [113].

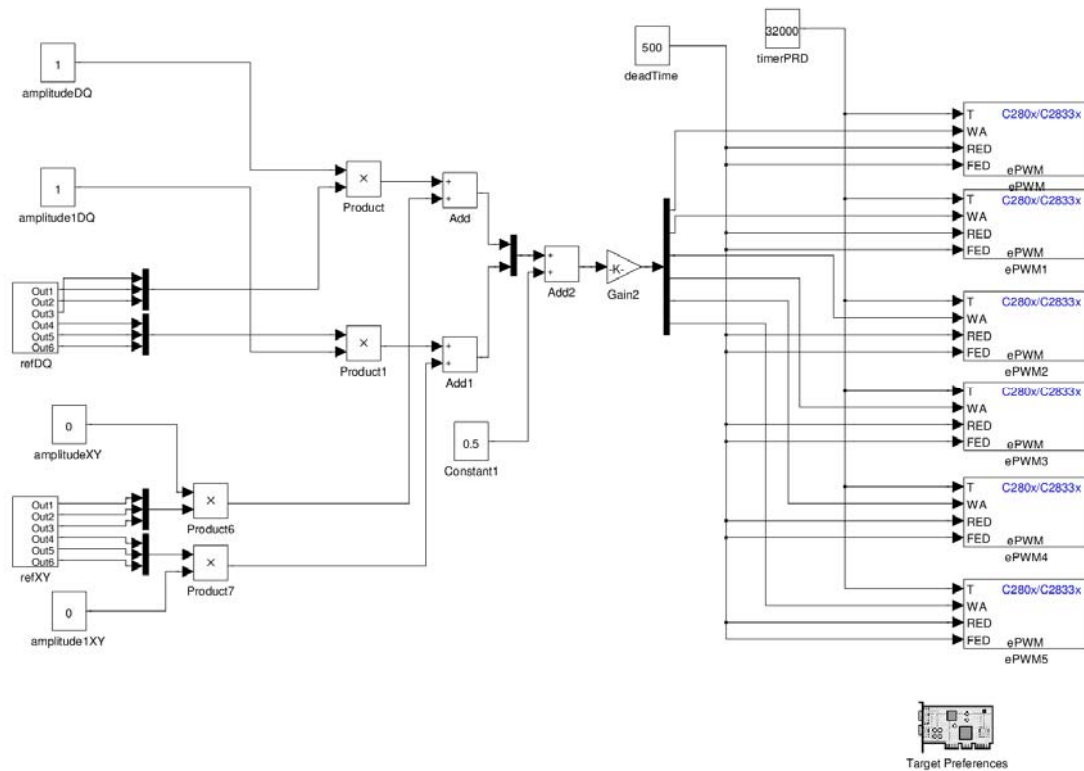
Програмирање DSP-а врши се коришћењем *Matlab/Simulink Embedded Coding* платформе, којом се генерише *source code* и *Code Composer*, којим се генерисани програм саопштава DSP-у.

Реализација напајања 6ФАМ у *Matlab/Simulink Embedded Coding* програмском окружењу приказана је на Сл. 6.7, на којој се може уочити неколико саставних делова за конфигурисање управљачких улаза DSP-а.

На основу формираног *Matlab/Simulink Embedded Coding* модела са Сл. 6.7, генерише се *source code* (фајл са екстензијом *.c*), који се помоћу *Code Composer*-а саопштава у меморију DSP-а, након чега је програм спреман за извршење. Активација, регулација и заустављање извршења програма врше се из *Code Composer*-а, као и праћење варијабли од интереса.

Блокови *refDQ* и *refXY* служе за конфигурисање d-q и x-y компоненти таласних облика свих шест простопериодичних, фазних напона, потребних за напајање 6ФАМ [52]. Таласни облици компоненти фазних напона могу се добити по аналогији са изразима за компоненте d-q и x-y фазних струја из (26) и (27), респективно.

Блокови *amplitudeDQ* и *amplitude1DQ* служе за изједначавање амплитуда d-q компонената напона напајања две трофазне звезде, услед постојања несиметрије намотаја 6ФАМ.



Сл. 6.7 Реализација напајања 6ФАМ у *Matlab/Simulink Embeded Coding* програмском окружењу

Такође, исту сврху имају блокови *amplitudeXY* и *amplitude1XY* за x-y компоненте.

Блок *Constant1* служи за скалирање претходно генерисаног сигнала (од опсега амплитуде -0.5 до +0.5, на опсег од 0 до 1).

Блок *Gain2* скалира релативну вредност референтног сигнала како би га прилагодио опсегу PWM модула микроконтролера, тј. максималној вредности носиоца (*timerPRD*).

Блок *deadTime* служи за подешавање мртвог времена.

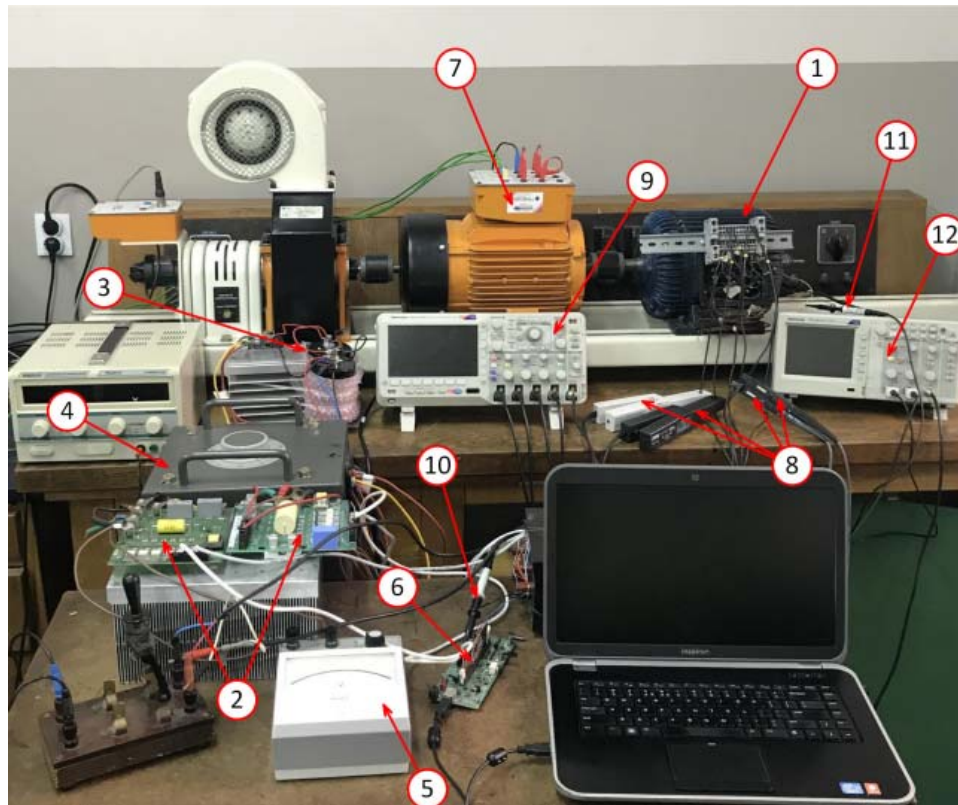
Блок *timerPRD* служи за задавање периоде бројача PWM модула, тј. за задавање максималне вредности носиоца.

Блокови *ePWM* служе за конфигурацију PWM излаза DSP-а. Шест PWM излаза за управљање радом првог трофазног инвертора (три излаза „1A, 2A и 3A“, као и три комплементарна излаза „1B, 2B и 3B“, што је приказано на Сл. 6.5). На истој слици је приказано шест преосталих PWM излаза за управљање радом другог трофазног инвертора (три излаза „4A, 5A и 6A“, као и три комплементарна

излаза „4В, 5В и 6В“). За сваку фазу постоји PWM излаз и његов комплементарни излаз, зато што се мора спречити могућност њиховог међусобног вођења (налазе се у оквиру исте транзисторске гране).

6.3. Експериментална поставка

Изглед целокупног управљачко-мерног система са означеним елементима је приказан на Сл. 6.8, на којој се може уочити да се напон и струја једносмерног међукола (заједничког за оба трофазна инвертора) подешавају помоћу аутотрансформатора и мере директно на улазу у инверторе преко волтметра и амперметра, респективно.



Сл. 6.8 Изглед целокупне експерименталне поставке

На Сл. 6.8 важе следеће ознаке: 1 – испитивана 6ФАМ, 2 – трофазне инверторске плоче, 3 – *DC bus*, 4 – аутотрансформатор, 5 – мерење напона *DC bus*-а, 6 – DSP, 7 – трофазни асинхрони мотор за покретање 6ФАМ, 8 – струјне сонде, 9 – четвороканални осцилоскоп, 10 – напонска сонда (сигнал PWM1) и 11 – напонска сонда (напон тест навојка).

Четвороканални осцилоскоп коришћен је за мерење таласних облика четири фазне струје (две у једној и две у другој трофазној звезди). Изолујући неутралне тачке сваке трофазне звезде, рачунским путем добијене су недостајуће две струје (на основу чињенице да је збир фазних струја у свакој звезди једнак нули).

Улази двоканалног осцилоскопа са Сл. 6.8 коришћени су за:

- мерење напонског сигнала PWM1 и
- мерење индукованог напона тест навојка у међугвожђу, постављеног испод једног пола 6ФАМ и приближно пропорционалан вредности флукса у међугвожђу [27].

Таласни облици струја, снимљени четвороканалним осцилоскопом, синхронизовани су у времену са основним хармоником напона, снимљеним двоканалним осцилоскопом (сигнал PWM1). Како би се добило обједињено мерење струје и напонског сигнала, за исти референтни тренутак у времену, спољашњи окидач (енгл. *trigger*) коришћен је за оба осцилоскопа. Као окидач је коришћен сигнал са двополног прекидача доведеног са спољашњег једносмерног извора од 5 V.

6.4. План мерења и експериментални резултати

Експериментална верификација постојања утицаја x -у компоненте струје на засићење магнетског кола статора на главном путу флукса кроз машину је обрађена у наставку. Анализирани су таласни облици фазних струја наменски пројектоване 6ФАМ која је напајана са регулисаног напонског извора. Извршени су огледи за режиме који се разликују у примењеним напонима напајања, и то за:

- режим 1: примењена d - q компонента напона,
- режим 2: примењена x -у компонента напона и
- режим 3: примењене d - q и x -у компоненте напона.

Испитивања су извршена за различите нивое засићења магнетског кола, који су остварени променом амплитуде d - q компоненте напона напајања.

Додатни мотор на Сл. 6.8 је четворополна трофазна асинхорна машина која се користи за покретање 6ФАМ брзином обртања која је приближна брзини обртања при празном ходу у режиму 2. Ово је неопходно јер x -у компонента не

генерише погонски момент, а ради адекватног поређења неопходно је да се машина обрће истом брзином у сва три режима. У режимима 1 и 3 додатни мотор је искључен са напајања и бФАМ ради при условима који су својствени раду у празном ходу.

Експериментална испитивања су спроведена за две вредности напона једносмерног међукола U_{dc} , и то за:

- 300 V, при којем су остварени незасићени услови рада, и
- 600 V, при којем су остварени засићени услови рада.

Номинални фазни напон испитиване бФАМ износи 180 V, што одговара напону једносмерног међукола од 507,6 V. Незасићени режим остварен је употребом фазног напона од 106,4 V, при напону једносмерног међукола 300 V. Засићење магнетског кола је остварено употребом фазног напона од 212,8 V, што одговара напону једносмерног међукола од 600 V. Важно је истаћи да је коришћен чисто синусни облик PWM модулације напона, без убризгавања трећег хармоника.

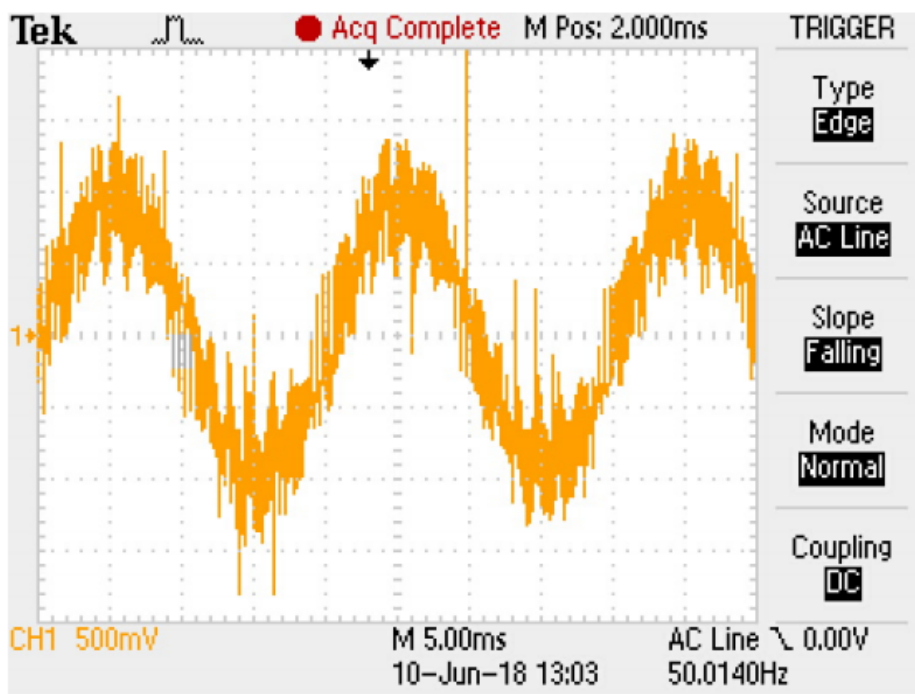
6.4.1 Индукција у међугвожђу

Други канал двоканалног осцилоскопа коришћен је за одређивање индуковане електромоторне силе (скр. ЕМС), индуковане у тест навојку постављеном под један статорски пол. Ова ЕМС може се сматрати приближно пропорционалном флуксу у међугвожђу [24]. Међутим, флукс расипања врхова зубаца је неизбежно присутан у флуксу обухваћеном тест навојком, али се у поређењу са фундаменталним флуksom, који је овде од интереса, може занемарити. На Сл. 6.9 је приказан положај постављеног тест навојка под једним полом (навојни корак је пун). Навојак је постављен што ближе међугвожђу како би се избегло индуковање флукса жлебног расипања.

Снимљени таласни облик индуковане ЕМС при напону једносмерног међукола који доводи до појаве засићења у режиму 1 приказан је на Сл. 6.10. На основу мерења индуковане ЕМС, може се добити вредност која је пропорционална вредности амплитуде основног хармоника густине флукса.



Сл. 6.9 Фотографија постављеног тест навојка по површини жлеба бФАМ



Сл. 6.10 Снимљени таласни облик индукване EMC тест навојка у међугвожђу (режим 1, 600 Vdc)

Амплитуда основног хармоника густине флуksа (магнетске индукције) у међугвожђу је дефинисана као:

$$\hat{B}_{\delta 1} = \frac{pE_1}{\sqrt{2\pi D_{si}l_a f_1}} \quad (37)$$

где је E_1 средња вредност основног хармоника индуковане ЕМС у навојку, p број пари полова, D_{si} унутрашњи пречник статора, l_a аксијална дужина бФАМ и f_1 фреквенција основног хармоника. Све вредности наведених величина су дате у Таб. 2.1.

Добијене вредности фундаменталне густине флуksа у међугвожђу у режимима 1 и 3 прорачунате су за случајеве без присутног засићења и са њим, а на основу израза (37), и дате су у Таб. 6.2.

Таб. 6.2 Вредности фундаменталне ЕМС тест навојка и густине флуksа у међугвожђу

<i>DC bus</i> напон (V)	Радни режим	Основни хармоник ЕМС (V)	Густина флуksа у међугвожђу (T)
300	1	0,658	0,41
300	3	0,672	0,42
600	1	1,453	0,90
600	3	1,479	0,92

Ове вредности су веома блиске изабраним вредностима при аналитичком прорачуну и FEA (погледати (28)). Важно је истаћи да постоји мала разлика између вредности густине флуksа у режимима 1 и 3, што се може приписати повећању флуksа расипања услед присуства x-y компоненте струје у режиму 3. Густина флуksа у међугвожђу при номиналним радним условима (номинални фазни напон 180 V, номинална учестаност и номинално оптерећење) експерименталним путем је одређена и износи 0.78 T. На основу анализе вредности индуковане ЕМС у тест навојку, приметно је да се засићење може

занемарити при напону једносмерног међукола од 300 Vdc, док је оно јако изражено при 600 Vdc.

Измерене вредности су врло блиске одабраним вредностима за аналитичко разматрање и FEA (погледати систем једначина (28)). Важно је напоменути да се густине флукса у режимима 1 и 3 разликују врло мало, што је последица повећаног флукса расипања услед присуства х-у компоненте струје у режиму 3. Битно је приметити да додатак х-у компоненте струје не доводи до промене индукције у међугвожђу.

6.4.2 Кључни експериментални резултати

Основна компонента напона машине одговара номиналној фреквенцији машине (50 Hz). Како би се добили упоредиви резултати у погледу анализе утицаја х-у компоненте напона при раду без присутног засићења магнетског кола и са њим, основна компонента х-у напона одржавана је на истој вредности при обе вредности напона једносмерног међукола. На тај начин су обезбеђене приближно исте вредности х-у компоненте струје у режимима 2 и 3. С тим у вези, у Таб. 6.3 представљени су одговарајући модулациони индекси (коэффицијенти) компонентата напона инвертора (PWM напона, прекидачке учестаности 4 kHz). Ови модулациони коэффицијенти одговарају управљачким блоковима *amplitudeDQ*, *amplitude1DQ*, *amplitudeXY* и *amplitude1XY* представљеним на Сл. 6.7.

Таб. 6.3 Коришћени напони у експериментима

<i>DC bus</i> напон (V)	Компонента (раван)	Модулациони индекс	Ср. вредност основне компоненте напона (V)
300	d-q	0,84	89
300	x-y	0,16	17
600	d-q	0,92	196
600	x-y	0,08	17

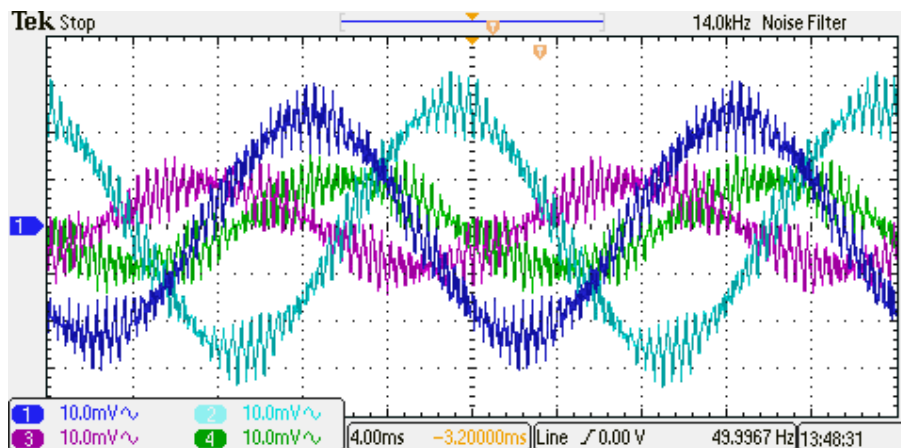
Основна компонента напона ($d-q$) подешена је на исту вредност у режимима 1 и 3 како би се обезбедила приближно иста густина флуksа у међугвожђу за оба режима. Потребно је истаћи да збир вредности модулационих индекса (који одговарају $d-q$ и $x-u$ компонентама) не сме прећи јединичну вредност, јер се у противном може јавити прекомерна модулација (енгл. *overmodulation*) у режиму 3.

Свакако, вредност фазног напона се може редуковати смањењем вредности модулационог индекса (без смањења вредности напона једносмерног међукола помоћу варијабилног аутотрансформатора). Међутим, на овај начин се смањује амплитуда основног хармоника струје у односу на валовитост (што ће за последицу имати смањену прецизност мерења). Ово је од значаја избећи јер коришћени осцилоскопи обезбеђују само 8-битну вертикалну резолуцију.

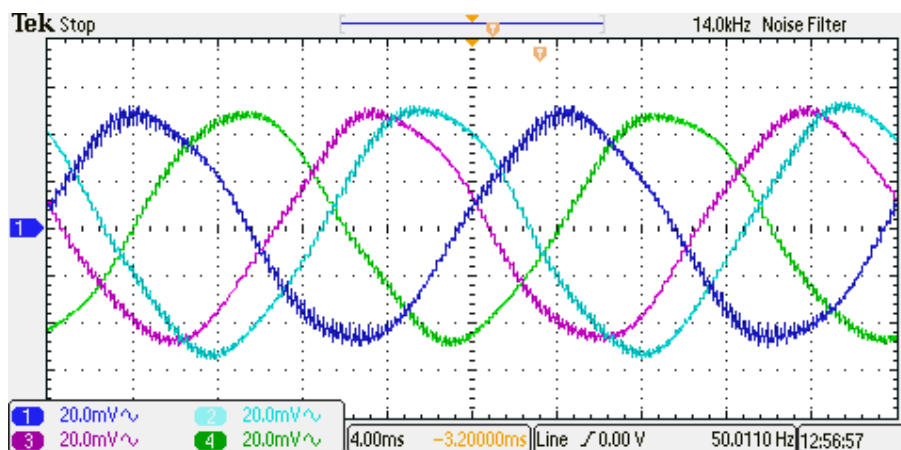
На Сл. 6.11 и Сл. 6.12 приказана су мерења четвороканалним осцилоскопом таласних облика фазних струја, за сва три режима и обе вредности напона једносмерног међукола.

Преносни однос свих струјних сонди је подешен на вредност од 10 mV/A. Испитивана 6ФАМ је радила при празном ходу у режимима 1 и 3, а у режиму 2 је покретана додатним асинхроним мотором (брзином обртања која одговара брзини празног хода због остваривања истих услова као у друга два режима). Обртање истом брзином 6ФАМ је потребно обезбедити како би се у режиму 2 при напајању $x-u$ компонентом постигла иста реакција ротора као у режиму 3.

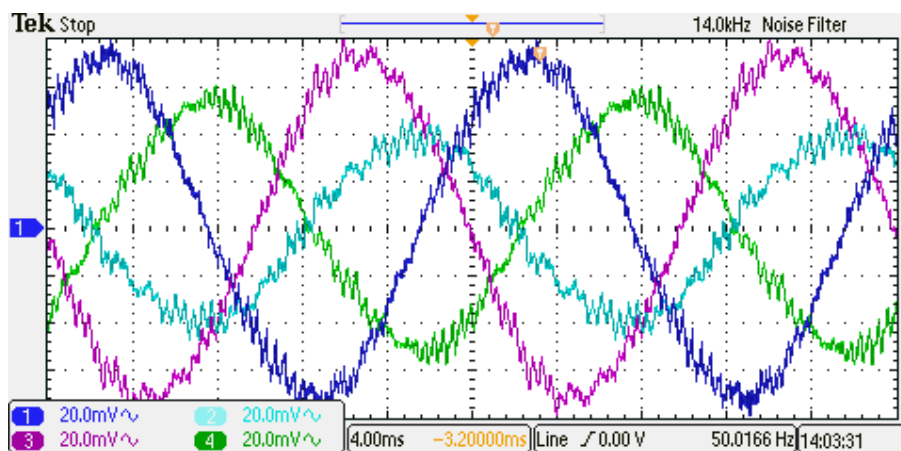
Са Сл. 6.11а и Сл. 6.12а приметно је да таласни облици струја у режиму 1 нису уравнотежени, иако су напони формирано као симетрични и одговарају испитиваној 6ФАМ, као у изразима (35) и (36).



а)

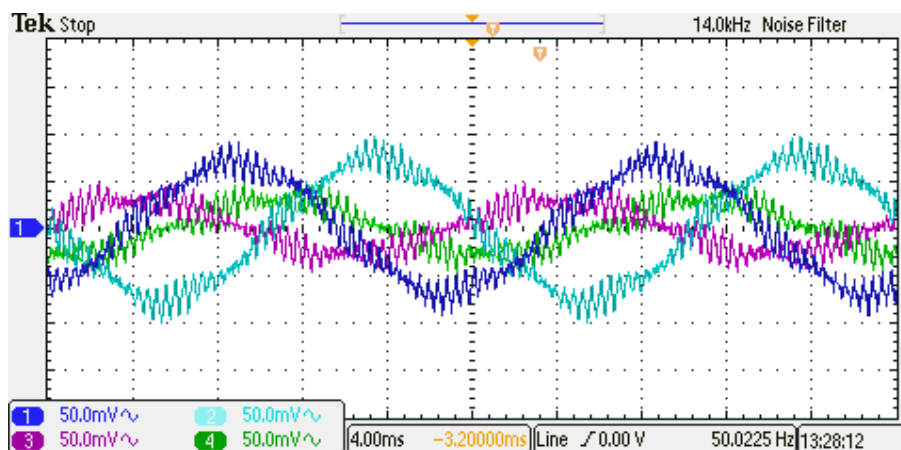


б)

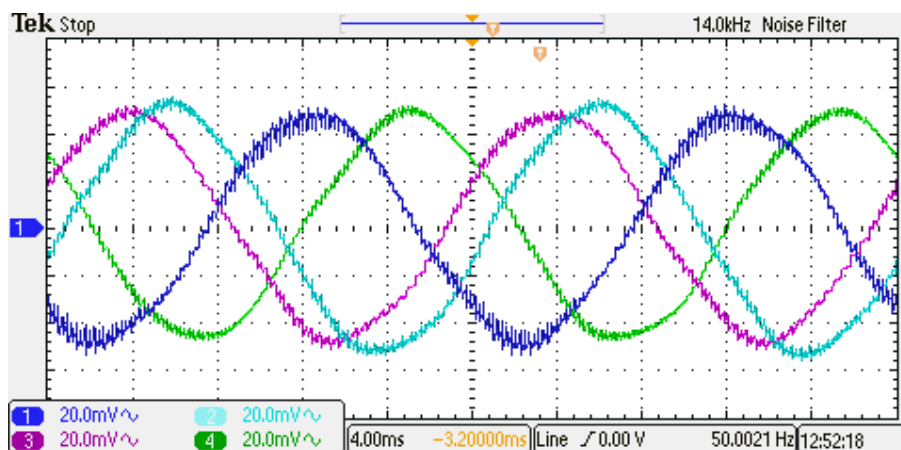


в)

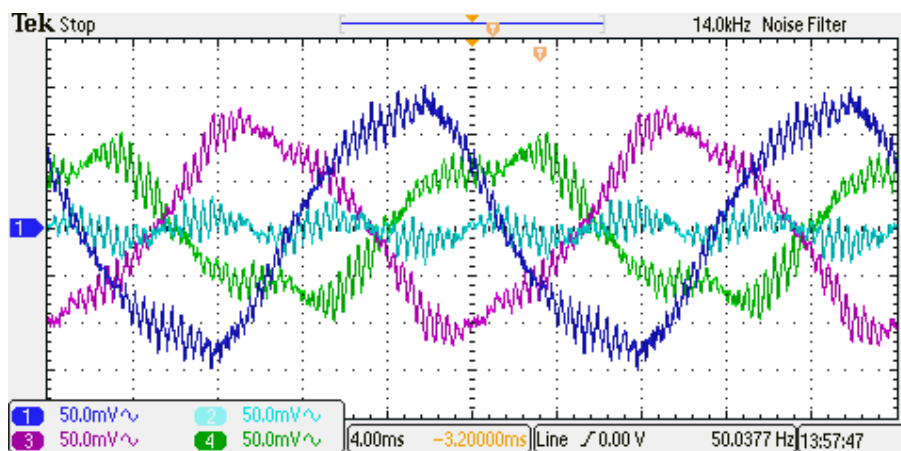
Сл. 6.11 Снимљени таласни облици фазних струја при 300 Vdc за а) режим 1, б) режим 2, в) режим 3



а)



б)



в)

Сл. 6.12 Снимљени таласни облици фазних струја при 600 Vdc за а) режим 1, б) режим 2, в) режим 3

Будући да постоји несиметрија услед ограниченог броја жлебова и услед неидеалног формирања намотаја бФАМ (различите расподеле намотаја прве и друге трофазне звезде по обиму машине, приказано на Сл. 2.3), присутна је х-у компонента струје и под условима уравнотеженог (симетричног) напајања. Ово ипак не утиче на анализу ефеката које је потребно експериментално уврдити, а првенствено су у фокусу дисертације. Потребно је истаћи да се утицај додатних х-у компоненти струја из режима 2 може посматрати без обзира на постојање присутних х-у компоненти струја из режима 1 (услед несиметрије намотаја).

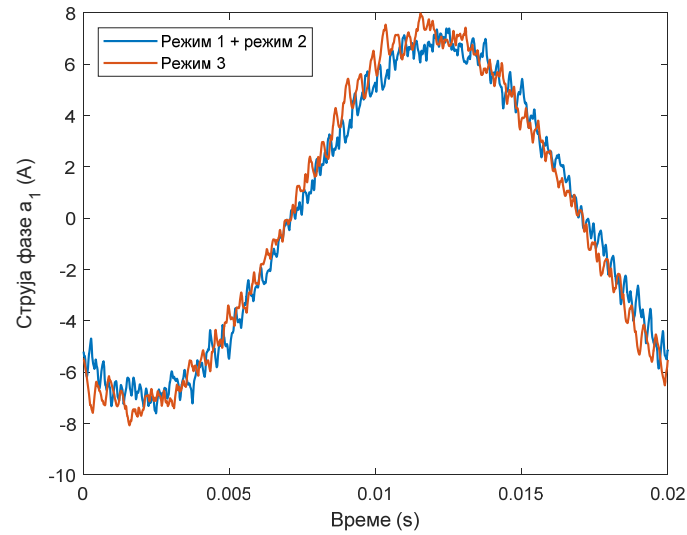
Приказани таласни облици фазних струја на Сл. 6.11 (при напону једносмерног међукола од 300 V) указују да су струје приближно синусног облика без израженог изобличења у сва три режима. Са друге стране, са Сл. 6.12 (при напону једносмерног међукола од 600 V) таласни облици фазних струја су изобличени, што је нарочито изражено у режиму 3.

На основу претходног разматрања, очекивано је да, у случају напајања само d-q компонентом напона, постоје d-q и х-у компоненте струје. И обрнуто, када је присутна само х-у компонента напона, јавиће се х-у и d-q компоненте струје, што је илустровано изразом:

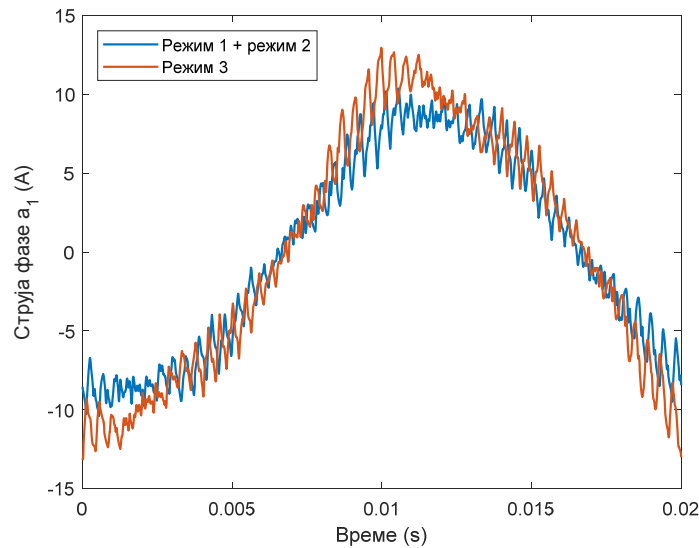
$$\begin{aligned}
 u_{dq} &\rightarrow i_{dq}^{(1)} + i_{xy}^{(1)} \\
 u_{xy} &\rightarrow i_{xy}^{(2)} + i_{dq}^{(2)} \\
 u_{dq} + u_{xy} &\rightarrow i_{dq}^{(3)} + i_{xy}^{(3)}
 \end{aligned} \tag{38}$$

У претходним изразима помоћу индекса у заградама означени су одговарајући радни режими. Како би се сликовитије приказао утицај х-у компоненти струја на засићење магнетског кола, на Сл. 6.13 су на истим дијаграмима приказани таласни облици који представљају:

- збир струја у режимима 1 и 2 и
- струје у режиму 3.



а)



б)

Сл. 6.13 Поређење таласних облика струје фазе a_1 у режиму 3 и збира струја у режимима 1 и 2 за а) незасићен случај (300 V), б) засићен случај (600 V)

Уколико је раније постављена хипотеза тачна (дефинисана у поглављу 4.5), тј. да важи потпуна распрегнутост између равни VSD модела, таласни облици дати на Сл. 6.13 би морали да буду приближно истих облика. Ово је квантификовано изразом:

$$\begin{aligned} i_{dq}^{(3)} &\cong i_{dq}^{(1)} + i_{dq}^{(2)} \\ i_{xy}^{(3)} &\cong i_{xy}^{(1)} + i_{xy}^{(2)} \end{aligned} \quad (39)$$

На основу дијаграма са Сл. 6.13а, ова тврдња је испуњена за таласне облике при незасићеном магнетском колу машине. Са друге стране, таласни облици добијени за случај засићеног магнетског кола (Сл. 6.13б) приметно се разликују. Ово потврђује закључке аналитичке анализе и FEA да d-q и x-y равни нису у потпуности раздвојене (распрегнуте) када је магнетско коло засићено, да је присутна појава унакрсне засићености између равни VSD модела. Како би се овај ефекат додатно потврдио, снимљене таласне облике струја треба разложити на d-q и x-y компоненте и извршити поређење између ових компонената.

6.5. Додатна потврда утицаја засићења на распрегнутост VSD модела

Експериментална поставка је формирана тако да су омогућена додатна испитивања како би се потврдило присуство међураванског унакрсног засићења, што је приказано у наставку.

6.5.1 Амплитуда вектора струје магнећења

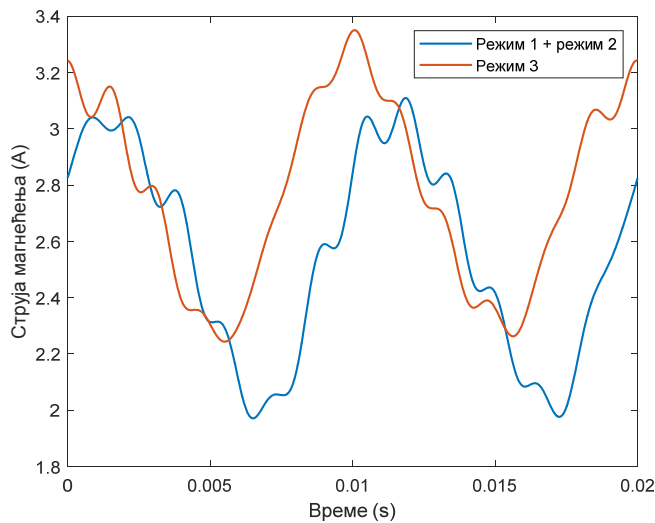
Поред анализе облика фазних струја од интереса је додатно испитати утицај x-y компоненте струја на засићење флукса магнетског кола бФАМ. Стога је била неопходна додатна анализа и d-q компоненти струја. Временски променљива амплитуда вектора струје магнећења (тј. амплитуда просторног вектора d-q компоненте струје) дефинисана је изразом:

$$\hat{i}_{dq} = \left| i_{ds} + j i_{qs} \right| \quad (40)$$

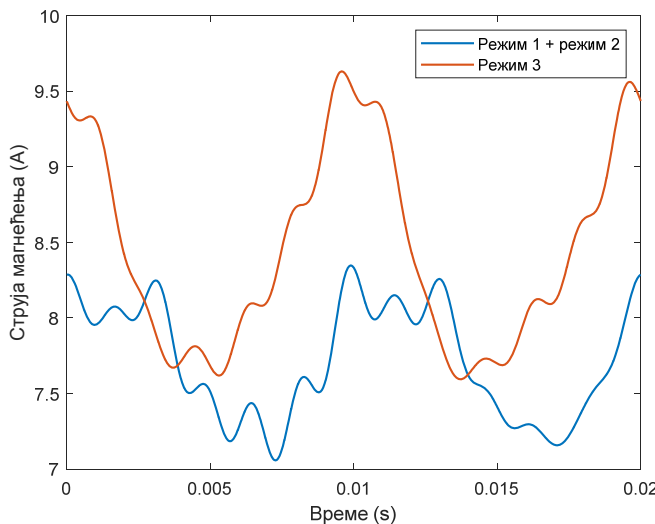
Напоменимо да ова вредност одговара струји магнећења дефинисаној изразом (20) уколико су роторске струје једнаке нули, што је приближно тачно при условима празног хода. Сprovedена експериментална анализа је извршена при условима који одговарају режиму празног хода, па се усваја да важи $\hat{i}_{dq} = i_m$, тј. да вектор амплитуде d-q компоненте струје одговара струји магнећења.

Додатна евалуација утицаја x-y компоненте струја на засићење је извршена поређењем таласних облика струје магнећења, и то:

- збира струја у режимима 1 и 2 и
- струје у режиму 3.



а)



б)

Сл. 6.14 Поређење таласних облика струје магнећења у режиму 3 са збиром струја режима 1 и 2 за а) незасићен случај (300 Vdc), б) засићен случај (600 Vdc)

Спектралне компоненте фазне струје изнад 1 kHz су претходно уклоњене применом дигиталног филтра на снимљене сигнале фазних струја, како би се смањила валовитост струје и добила боља визуелизација криве. Добијене вредности за незасићен и засићен случај су приказане на Сл. 6.14. Приказане вредности су добијене мерењем, сигнали су филтрирани дигитално, а струја магнећења је израчуната на основу измерених фазних струја. Најпре је извршена

трансформација фазних вредности у VSD домен, а затим је амплитуда вектора струје магнећења израчуната према (40).

Промене вредности струје магнећења указују на постојање инверзне компоненте струје (100 Hz), што се може приписати разним факторима (асиметрија намотаја, постојање ексцентричности ротора итд). Таласни облици струја при незасићеним условима (Сл. 6.14а) веома су слични, што указује да нема спреге између равни VSD модела. Међутим, таласни облици струја при засићењу магнетског кола (Сл. 6.14б) разликују се значајно. Две велике разлике се могу уочити, и то:

- средња вредност струје магнећења (амплитуде просторног вектора), која одговара директној компоненти, већа је у режиму 3 у односу на режим 1 + 2 за приближно 10% и
- амплитудске варијације струје магнећења су веће у режиму 3.

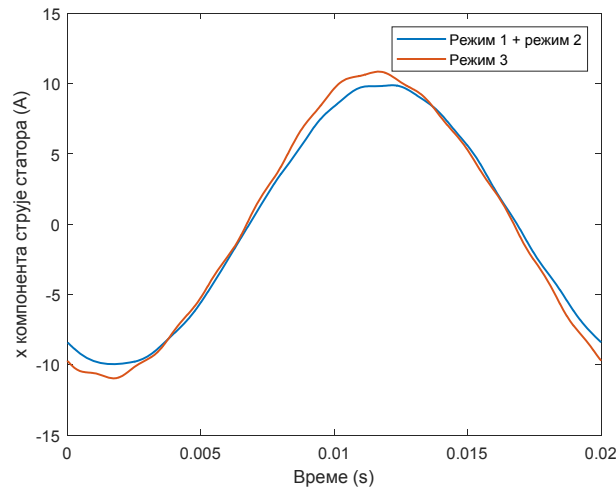
Обе уочене промене се могу приписати појави међураванског унакрсног засићења. Повећање средње вредности струје магнећења указује на већу средњу вредност релуктансе на главном путу флукса током једне периоде основне учестаности. Овај резултат је у складу са периодичним варијацијама магнетског напона, тј. релуктансе јарма (Сл. 4.7 и Сл. 5.8). Утицај х-у компоненте струје је такав да она у једном делу периоде доводи до повећања релуктансе, а у другом делу до њеног смањења. Међутим, на нивоу једне периоде доминантно је повећање релуктансе, тако да је њена средња вредност већа услед утицаја х-у компоненте. Израженије осцилације струје магнећења се могу приписати периодичним варијацијама релуктансе услед присуства х-у компоненте, што се такође може приметити на Сл. 4.7 и Сл. 5.8.

6.5.2 Утицај ефекта међураванског унакрсног засићења на х-у равни

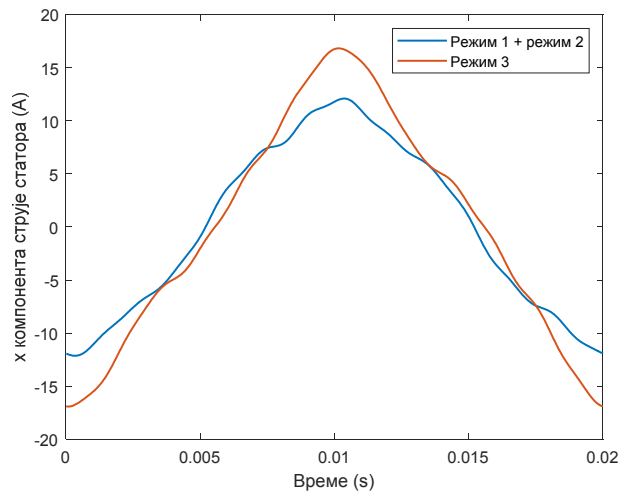
Утицај међураванског унакрсног засићења је присутан и у х-у равни, што се може приметити на Сл. 6.15.

Поређење је извршено за струје које одговарају режиму 3 и онима које представљају збир струја у режимима 1 и 2. У незасићеном случају (Сл. 6.15а) оба таласна облика су приближно идентична. У случају појаве засићења (Сл. 6.15б) постоји значајан пораст амплитуде струје. Фуријеова анализа измерених таласних облика показује да је основна (50 Hz) компонента под највећим утицајем овог

ефекта, са релативним порастом вредности од скоро 40 %. Хармоници вишег реда су такође под утицајем засићења али су они незнатно увећани (највише компонента хармоника 5. реда).



а)



б)

Сл. 6.15 Поређење таласних облика x компоненте струје у режиму 3 са збиром струја режима 1 и 2 за а) незасићен случај (300 Vdc), б) засићен случај (600 Vdc)

6.6. Закључци упоредне анализе и предложени модел

Вредности амплитуда фазних струја у x -у равни су анализирани за вредност од 5 А при аналитичкој и експерименталној анализи и анализи методом коначних елемената, како би поређење било конзистентно и релевантно. Вредности струја у d - q равни нису специфициране при аналитичким

разматрањима јер су дате вредности густине флуksа у међугвожђу (израз (28)), тако да су вредности ових струја при FEA одабране тако да обезбеђују потребну вредност основног хармоника густине флуksа у међугвожђу. Експериментална анализа је спроведена при d-q напајању, које резултује истим вредностима густине флуksа као при аналитичкој анализи и FEA. Потребно је нагласити да аналитичка анализа и FEA имају за циљ разумевање природе феномена међураванског унакрсног засићења, а не пружање тачних резултата, који би се савршено квантитативно поклапали са резултатима добијеним експериментом.

Резултати добијени из аналитичког модела магнетског кола, из анализе методом коначних елемената и експериментално потврђују присуство међусобног утицаја између d-q и x-y равни при појави засићења. То захтева потребу за измењеним моделима вишефазних машина који би укључили феномен међураванског унакрсног засићења. Резимирајући у дисертацији претходно изложене анализе и њихове резултате, може се закључити да:

1. равни d-q и x-y су распрегнуте при условима када није присутно засићење (Сл. 6.14а и Сл. 6.14б);
2. додавање x-y компоненте струје при засићеним условима доводи до повећања d-q компоненте струје, тј. струје магнетског кола (Сл. 6.14б);
3. засићење магнетског кола, тј. повећање струје магнетског кола (d-q компоненте струје) утиче на повећање x-y компоненте струје (Сл. 6.15б) и
4. компонента x-y струје не утиче на густину флуksа у међугвожђу, без обзира на ниво засићења (Таб. 6.2).

Ови закључци се могу искористити као почетна тачка при формулисању модела који ће на адекватан начин обухватити уочене ефекте. У складу са закључцима 1–4, намера аутора дисертације је да се задржи базна формулација модела (слична оној у једначинама од (15) до (20)), која би се прилагодила претходним закључцима кроз измене једначине за флуksеве (17). Како би формулација таквог новог модела неизбежно захтевала идентификацију параметара и њихову експерименталну верификацију, прецизна формулација новог модела је остављена за даљи истраживачки рад аутора.

На основу претходних закључака, установљено је да модел који укључује међусобни утицај између x-y и d-q равни, при условима када је присутно

засићење. Традиционално коришћени модел који уважава засићење, дат једначинама од (15) до (20), у принципу је задржан, уз следеће модификације прве две једначине флукса из израза (17):

$$\begin{aligned}\vec{\psi}_{dqs} &= (M + L_s)\vec{i}_{dqs} + M\vec{i}_{dqr} + \Delta\vec{\psi}_{xy \rightarrow dq} \\ \vec{\psi}_{xys} &= L_s\vec{i}_{xys} + \Delta\vec{\psi}_{dq \rightarrow xy}\end{aligned}\quad (41)$$

где $\Delta\vec{\psi}_{xy \rightarrow dq}$ и $\Delta\vec{\psi}_{dq \rightarrow xy}$ представљају међусобне флуксе настале услед појаве ефекта међураванског унакрсног засићења. Сходно аналогiji са феноменом унакрсног засићења код трофазних машина [78], очекује се да компоненте флукса које су последица међураванског унакрсног засићења буду негативне. Потребно је нагласити да једначина (20) остаје непромењена, јер x-y компоненте не доприносе промени густине флукса у међугвожђу.

Предложени модел не треба схватити као дефинитиван и свеобухватан приступ уважавању феномена међураванског унакрсног засићења, већ као бољу илустрацију овог феномена са становишта моделовања и управљања. Верификација предложеног модела и естимација његових параметара остаје за даљи истраживачки рад аутора.

6.7. Остварени допринос и даљи правац истраживања

Остварени доприноси у овом поглављу:

- уочено је да додавање x-y компоненте струје при засићеним условима повећава d-q компоненту струје, тј. струју магнећења;
- уочено је да засићење магнетског кола, тј. повећање струје магнећења (d-q компоненте струје) утиче на повећање x-y компоненте струје;
- потврђено је да компонента x-y струје не утиче на густину флукса у међугвожђу, без обзира на присутни ниво засићења и
- представљени су изрази који указују на постојање међураванског унакрсног засићења, и од значаја су при будућем развоју модела.

Даљи правци истраживања:

- развој метода за прорачун параметара модела који уважава међусобно унакрсно засићење и
- експериментална верификација развијеног модела.

7. УТИЦАЈ ФРЕКВЕНЦИЈСКЕ ЗАВИСНОСТИ ПАРАМЕТАРА НА ПРОЈЕКТОВАЊЕ СТАТОРСКОГ НАМОТАЈА 6ФАМ

Као што је раније наглашено, полазни аспект пројектовања статорског намотаја машине чини устаљена методологија, која је за традиционално коришћене трофазне машине приказана у поглављу 2.4. Сходно тој методологији, основни задатак пројектанта машине је оптимизација конструкције машине како би се, у зависности од намене и подручја рада, добиле што боље перформансе целокупне мотор-претварачке групе.

7.1. Пројектовање статорског намотаја и циљане карактеристике 6ФАМ

Код вишефазних машина додатну компликацију за предикцију параметара представља постојање већег броја фаза. Зависност параметара електричне машине може се довести у везу са карактеристикама статорског намотаја (број фаза и пари полова, број жлебова, тип и начин формирања намотаја, величина корака намотавања и сл.). Различити приступи пројектовању намотаја, са аспекта остваривања што бољег полазног и превалног момента, индуктивности расипања и осталих величина које карактеришу добро испројектоване машине, представљени су у [24, 25, 33]. Анализа перформанси и губитака шестофазног асинхронног мотора при различитим врстама напајања изложена је у [20].

У [35] представљена је анализа начина формирања намотаја шестофазне машине, у којем су предложене вредности навојног корака намотаја (скраћења), са аспекта превалног и полазног момента. У најчешћем броју случајева шестофазна машина напајана је из адекватне претварачке јединице па је беспредметно анализирати и поредити вредност полазног момента. Такође, у [35] разматрано је пројектовање статорског намотаја шестофазне машине ради редуковања хармоника у међугвожђу, који генеришу додатне губитке машине.

У уводним разматрањима претпоставка о постојању константних параметара, због једноставнијег дефинисања модела који се користе при анализи, била је физички неоправдана. Присуство засићења код 6ФАМ је детаљно анализирано у претходним поглављима. Може се закључити да начин формирања

(пројектовање) статорског намотаја шестофазне машине значајно утиче на вредност параметара машине, а, самим тим, и на њихову фреквенцијску зависност. Ефекти (тј. појаве) који имају утицаја на пројектовање статорског намотаја су:

- ефекат потискивања струја,
- појава губитака у магнетском колу и
- појава површинских губитака.

На промену параметара резистивног карактера утиче и промена радне температуре, која је детаљно обрађена у литератури [24, 25], и неће бити обрађивана у наставку.

7.1.1 Ефекат потискивања струја

Површински ефекат или ефекат потискивања (енгл. *skin effect*) јавља се услед постојања струја повишених учестаности у намотајима, а као последица постојања расутог флукса, који се успоставља кроз сам проводник. При томе, долази до неравномерне расподеле струје унутар проводника и њеног концентрисања у слојевима ближим спољној површини проводника [114].

Ова електромагнетска појава утиче на промену параметара еквивалентног кола машине за наизменичну струју, тако што се повећава ефективна отпорност проводника у односу на ону која постоји при протицању једносмерне струје. Упоредо, јавља се смањење индуктивности проводника са повећањем фреквенције струје. Овај ефекат израженији је уколико је полупречник проводника већи у односу на дубину продирања електромагнетског таласа при одређеној фреквенцији [24, 114, 115].

Статорски намотај се углавном израђује од изолованог бакарног финожичног проводника. Формирање намотаја вишеполних и вишефазних машина захтева честе проласке секција из жлеба у жлеб, што изискује савијање проводника. Из тог разлога, намотај статора се најчешће формира од једног или два паралелно вођена бакарна проводника, полупречника до 1,5 mm [24, 25]. Ово практично доводи до тога да је ефекат потискивања у статорским намотајима занемарљив, тј. може се сматрати да није изражен све до фреквенција од неколико десетина kHz. Такође, на статорским намотајима ефекат потискивања може се редуковати пројектовањем намотаја састављеног од финожичних („лицнастих“)

проводника. Повећани број „лицни“ омогућава значајно умањење површинског ефекта у проводнику [27]. Насупрот томе, роторски проводници, који се формирају од алуминијумских шипки, знатно су већег пречника од статорских, па је очекивано веће потискивање струја на ротору [115].

Код електричних машина у којима су проводници смештени у жлебове магнетског кола струја се потискује ближе површини проводника која је окренута ка отвору жлеба, тј. ка међугвожђу. Ефекат потискивања је мање изражен у деловима проводника који се налазе у ваздуху, него код оних делова проводника који су у жлебовима (окожени магнетским материјалом). Присуство ефекта потискивања зависи од врсте проводника, типа намотаја и геометрије жлеба [27]. Ефекат се може редуковати смањењем отвора жлеба јер се тада највећи број линија поља затвара ближе отвору жлеба (путањом најмањег магнетског отпора), чиме се постиже то да сви проводници имају приближно исту индуктивност. Детаљнија анализа техника смањења потискивања струја је приказана у [25, 27, 114].

Будући да је густина струје неравномерно расподељена унутар проводника једне фазе у жлебу, долази до увећања еквивалентне отпорности и смањења индуктивности расипања намотаја. Утицај ефекта потискивања на промене параметара машине уважен је аналитичким формулама за различите типове намотаја и жлебова [24, 25, 116-119]. У теорији електричних машина присутан је већи број различитих облика жлебова, али углавном се разликују два фундаментална облика жлеба, и то: кружног [24] и правоугаоног попречног пресека [24, 25, 33, 115].

Разликују се два приступа моделовању ефекта потискивања, и то:

- коришћење модификационих фактора, који су пожељни за употребу у нисконапонским режимима и режимима без присуства виших хармоника (анализа устаљених стања) [114] и
- моделовање ротора помоћу више паралелних грана, који је пожељан за употребу при израженим вишим хармоничним компонентама (анализа прелазних појава) [24, 120].

Ефекат потискивања узима се у разматрање првенствено код машина већих снага које су пројектоване са дубоким жлебовима или двоструким кавезом на

ротору ради смањења полазне струје и повећања полазног момента. Такође, уважавање овог ефекта од значаја је код пројектовања намотаја бФАМ за погоне електричне вуче код којих су присутне ниже вредности напона и велике ефективне вредности струја. С обзиром на то да је у дисертацији детаљно обрађен VSD модел бФАМ, у којем важи иста заменска шема за прву раван (d-q) као и за полазну трофазну машину, оправдано је сматрати да се промена параметара услед овог ефекта код бФАМ може третирати на аналоган начин као код трофазне машине [52].

7.1.2 Губици у магнетском колу

У магнетском колу електричних машина може се јавити неколико врста губитака који су последица постојања вихорних струја и хистерезиса. До индуковања вихорних струја долази када се магнетски материјал нађе у променљивом магнетском пољу, и оне својим пољем покушавају да пониште поље које их је изазвало, што ствара губитке услед вихорних струја [114]. Хистерезисни губици су последица померања (оријентисања) магнетских дипола у феромагнетском материјалу од кога је састављено магнетско коло машине. Ови губици представљају рад који је потребно уложити да би се магнетски диполи оријентисали у правцу спољашњег магнетског поља. Уложени рад троши се на трење магнетских дипола при њиховој оријентацији, при чему долази до загревања феромагнетског материјала [27].

Код машина са повишеним учестаностима напајања (> 300 Hz) губици услед вихорних струја постају доминантни у односу на губитке услед хистерезиса [121]. Све законитости које важе код трофазних машина у погледу генерисања губитака у магнетском колу важе и код шестофазних машина. Обе врсте губитака у магнетском колу зависе од амплитуде флукса (индукције) и фреквенције [122].

Губици у гвожђу зависе од вредности магнетске индукције, учестаности напајања и масе феромагнетског материјала од кога је састављено магнетско коло. Машина се пројектује тако да ради са вредношћу магнетске индукције која постоји у колону карактеристике магнећења материјала, а учестаност и маса феромагнетског материјала су такође дефинисане приликом пројектовања.

Код асинхронних машина губици у магнетском колу јављају се у статору и у ротору, и доминантно су лоцирани у магнетском колу статора, јер је фреквенција

промене индукције у статору, при брзинама обртања блиским синхроној, много већа од фреквенције промене индукције у ротору. За уобичајене, номиналне, режиме рада довољно је уважити само губитке у магнетском колу статора, а губици у магнетском колу ротора могу се занемарити јер је фреквенција роторских струја много мања од основне учестаности.

Примена PWM-а при напајању изазива појаву струја високе фреквенције које стварају брзопроменљиви флуks расипања у намотајима статора и ротора. Поред већ споменутог повећавања губитака у намотајима услед ефекта потискивања, брзопроменљиво поље доводи до појаве значајних губитака у зупцима статора и ротора. Са аспекта управљања машином, од највећег значаја је испитати губитке на основној (фундаменталној) учестаности.

Губици у магнетском колу најчешће се моделују помоћу паралелно повезане отпорности са граном магнећења. Ова отпорност је често нелинеарна и зависи од генерисаних губитака услед вихорних струја и услед хистерезиса [122-124]. Детаљан прорачун ових губитака у магнетском колу дат је у [24, 33].

Предвиђање и редуковање губитака у магнетском колу је основни корак при пројектовању машина, посебно код машина предвиђених за рад са несиметричним напајањем и у режиму слабљења поља. Радећи на високим учестаностима, присуство губитака у гвожђу доводи до појаве краткоспајајућих контура у магнетским лимовима, што додатно смањује индуктивност расипања, па се из тог разлога јавља израженија валовитост струје. Неадекватно моделовање ових губитака може имати негативан утицај на исправно функционисање алгоритма за управљање [115].

7.1.3 Површински губици бФАМ

Површински ефекат представља појаву при којој се струје индукују од стране виших хармоника поља (са већом фреквенцијом) и локализују на површини ротора, чиме се увећавају укупни губици. При пројектовању намотаја потребно је водити рачуна о смањењу ових површинских губитака у ротору, који се јављају као последица индукованих струја у њему. У [27] извршено је поређење индукованих површинских губитака на ротору када је статорски намотај трофазни и шестофазни. У расположивој литератури нема радова који детаљно анализирају

индуковане површинске губитке у ротору услед виших хармоника МПС статора код било којих вишефазних машина.

Наиме, зависност расподеле МПС од топологије статорског намотаја јесте већ детаљно проучена и зна се шта је потребно урадити како би се поједини хармоници МПС умањили или потпуно елиминисали [24, 25, 33]. Међутим, поставља се питање на који начин хармоници МПС различитих просторних учестаности утичу на губитке у ротору, с обзиром на расподелу поља присутних просторних хармоника унутар самог ротора. При даљој анализи биће занемарено искошење роторских жлебова, чиме се пригушују хармоници вишег реда.

У самом ротору више просторне хармонике одликују краће линије поља, услед чега се они затварају кроз мањи део запремине ротора, па се очекује да ће, сразмерно томе, они генерисати мање губитке. С обзиром на то, потребно је детаљно анализирати утицај појединачних просторних хармоника МПС на генерисање површинских губитака у ротору како би се утврдило које хармонике је најбитније потиснути, што ће представљати додатни критеријум приликом пројектовања статорског намотаја шестофазне машине. У наставку ће бити предложена метода за анализу утицаја појединачних просторних хармоника МПС намотаја статора шестофазне машине на губитке у проводницима (штаповима) и магнетском колу ротора. Након тога ће, на бази представљене методе, бити извршено поређење губитака у штаповима и губитака у магнетском колу ротора за различите топологије статорских намотаја шестофазних машина.

7.2. Постојећи предлози за одабир топологије намотаја бФАМ

Број жлебова и величина корака намотавања намотаја код симетричних и асиметричних конфигурација значајно утичу на индуктивности намотаја у области радних учестаности, на еквивалентне индуктивности у области учестаности комутација, на фреквенцијску зависност еквивалентних отпорности, као и на експлоатационе карактеристике машине.

Шестофазна машина остварује веће вредности полазног и превалног момента у случају када има пун навојни корак, у односу на случај када је навојни корак скраћен [35]. При раду са номиналном фреквенцијом, где се захтевају већи превални моменти и мале вредности струје статора, од интереса је да

еквивалентна индуктивност шестофазне машине буде што мања. При напајању вишим (PWM) фреквенцијама, као и код апликација за погоне електричних возила, од интереса је смањење валовитости и повећање критичне брзине обртања, као и већа вредност еквивалентне индуктивности шестофазне машине [15, 37, 125].

При номиналној фреквенцији напајања пожељно је да навојни корак буде скраћен за један жлеб како би се смањила индуктивност расипања шестофазне машине [34, 35]. На вишим фреквенцијама од номиналне, како би се добила максимална вредност индуктивности расипања машине, пожељно је да навојни корак намотаја буде у опсегу од $2/3$ до пуног навојног корака (вредност скраћења од $1/3$ пуног навојног корака до вредности када скраћење није присутно) [34, 35].

На основу претходних тврдњи, предлаже се коришћење намотаја са пуним навојним кораком, пре него оних са скраћеним кораком за један жлеб, због:

- циркулационих струја које су кроз редуковане, па оне не утичу на обртни момент и на основну (фундаменталну) учестаност струје,
- индуктивности расипања које су незнатно повећане, што доводи до незнатног смањења обртног момента и основног хармоника струје и
- коефицијента испуне жлеба који је повећан, што омогућава повећање вредности фазног напона, а чиме се компензује недостатак обртног момента.

7.3. Утицај топологије намотаја бФАМ на стварање површинских губитака

Анализа површинских губитака у ротору генерисаних услед виших хармоника МПС статора биће извршена комбинацијом аналитичког приступа и FEM анализе. Анализа ће обухватити случај када су присутне d-q компоненте струје које доприносе стварању корисног електромеханичког момента. Компоненте струја свих намотаја тада чине шестофазни систем у којем фазни помераји између фазних струја одговарају онима дефинисаним у (26). За различите топологије намотаја бФАМ биће примењен следећи поступак:

- 1) на основу познате топологије намотаја, одређује се расподела резултантне МПС,

- 2) применом Фуријеове трансформације одређују се амплитуде просторних хармоника МПС,
- 3) у наменски формираном FEM моделу спроводи се прорачун губитака у магнетском колу и штаповима ротора за сваки од просторних хармоника МПС појединачно и
- 4) на основу претходно одређених појединачних губитака, рачунају се укупни губици у магнетском колу и штаповима ротора, као и укупни губици у ротору изазвани вишим просторним хармоницима МПС статора.

Основну потешкоћу у предложеном приступу представља извођење FEM анализе за сваки просторни хармоник МПС појединачно. Постојећи FEM софтвери углавном омогућавају моделовање целокупног намотаја, чиме се обухвата утицај свих просторних хармоника МПС истовремено. У софтверима базираним на FEM прорачунима површински губици на ротору узимају се у обзир приликом симулација. Како би се омогућила анализа утицаја појединачних хармоника МПС, у овој дисертацији формиран је модел у софтверу *FEMM 4.2*, у коме ће реални статорски намотај бФАМ бити замењен великим бројем проводника (струјним плаштом) са приближно континуално променљивом подужном густином струје. С обзиром на то да је потребно да нови намотај ствара произвољан (само један) просторни хармоник МПС, који је дат изразом:

$$F_v(\theta) = F_{mv} \cdot \sin v\theta \quad (42)$$

где је F_{mv} амплитуда v -тог хармоника МПС, то је могуће постићи уколико је подужна густина струје дуж обима статора облика:

$$J_{sv}(\theta) = J_{smv} \cos v\theta \quad (43)$$

Са J_{smv} означена је амплитуда v -тог хармоника подужне густине струје, која је дата у функцији амплитуде одговарајућег хармоника МПС као [24, 25, 33]:

$$J_{smv} = \frac{v \cdot F_{mv}}{r_{si}} \quad (44)$$

где је r_{si} унутрашњи полупречник статора.

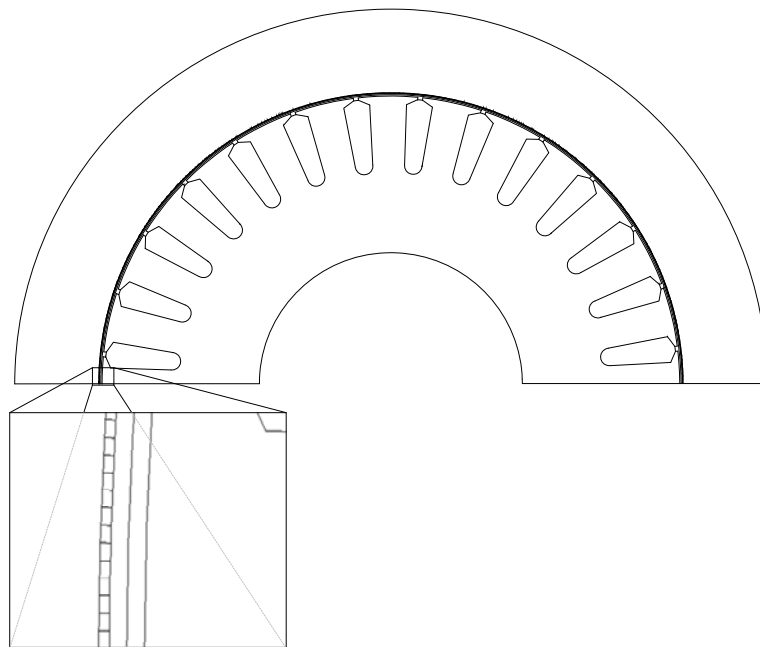
Наиме, коришћени софтвер *FEMM 4.2* не омогућује формирање струјног плашта са континуално променљивом подужном густином струје. Уместо тога, на

унутрашњој површини FEM модела статора биће формиран намотај без жлебова, са врло великим бројем проводника. Сличан приступ примењен је за анализу губитака у ротору код асинхроног мотора у [126]. Задајући одговарајуће вредности струја сваком од проводника, могуће је добити приближно континуалну расподелу струје жељене просторне учестаности дуж обима статора. Попречни пресек шестофазне машине на којој је базиран предложени FEA модел приказан је на Сл. 7.1. Примењујући секцесионисање, анализа је вршена на једној половини попречног пресека машине. Формирани намотај састоји се од 720 проводника, тако да је угао између два суседна проводника $\Delta\theta = 0,25^\circ$ механичких.

Дебљина новоформираног намотаја статора одговара разлици између физичке дужине (дебљине) међугвожђа (δ) и ефективне дужине међугвожђа (δ_e), која одговара реалном статорском намотају са жлебовима. Ове величине су дефинисане као:

$$\delta_e = k_c \cdot \delta \quad (45)$$

где је k_c Картеров фактор намотаја [25, 33]. Код најчешће коришћених машина овај фактор се налази у опсегу од 1,15 до 1,25.



Сл. 7.1 Формирање новог намотаја и магнетског кола статора бФАМ

Спољашњи пречник статора је смањен да би се задржала иста дебљина јарма статора као код оригиналне машине. Пресек ротора је идентичан оном код оригиналне машине, раније приказане на Сл. 5.3. Одабир димензија коначних елемената појединих секција је вршен у складу са раније описаним одабиром у поглављу 5.2.3.

Како би се остварила жељена подужна густина струје дефинисана са (43), тј. како би се генерисао жељени (v -ти) хармоник МПС, потребно је да струја k -тог проводника (бројеви проводника расту у математички позитивном смеру, $k = 1 \dots 720$) буде једнака:

$$\underline{I}_{v,k} = F_{mv} \cdot v p \Delta \theta \cdot e^{j(k-1)v p \Delta \theta} \quad (46)$$

Као што се види из (46), струје проводника задате су као комплексне вредности. Учестаност симулације је потребно задати тако да одговара учестаности одговарајућег хармоника МПС (поља) у односу на ротор. Учестаност произвољног хармоника МПС у односу на ротор дата је као:

$$f_{vr} = v \left(\frac{pn}{60} - f_v \right) \quad (47)$$

где је n брзина обртања ротора у o/min , а f_v учестаност промене v -тог хармоника поља у односу на непомичан ротор у Hz дефинисана као:

$$f_v = \pm \frac{f_1}{v} \quad (48)$$

У претходном изразу позитиван предзнак одговара хармоницима реда $v = 6i + 1$, а негативан предзнак хармоницима реда $v = 6i - 1$ (где је i произвољан цео број). Трипли хармоници МПС неће бити разматрани, јер они нису присутни код шестофазног намотаја са изолованим звездиштима који се разматра у овој дисертацији.

У досадашњем излагању анализирана је шестофазна машина са 36 жлебова на статору, из разлога што је овај тип конструкције машине често коришћен. Додатна анализа је спроведена за неколико различитих топологија намотаја. Како би поређење било адекватно, за сваку од топологија је задржан исти број полова и број навојака по фази као код оригиналне, полазне бФАМ, која је у досадашњем делу дисертације разматрана. Такође, струје проводника задате су тако да је

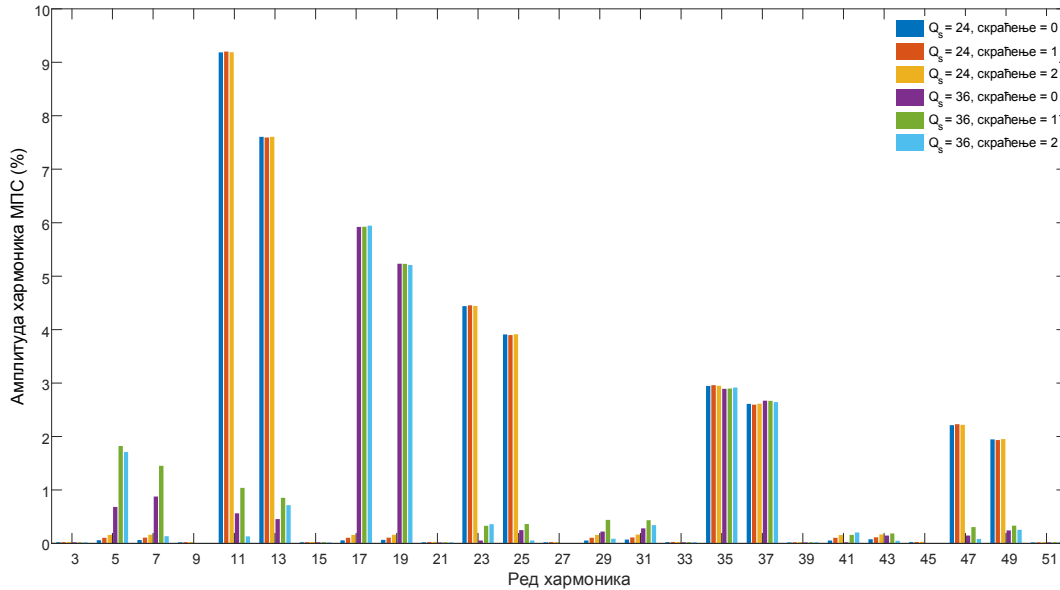
основни хармоник МПС исти у свим разматраним случајевима. Једини параметри намотаја чије вредности варирају су укупан број жлебова статора и вредност навојног корака статорског намотаја. Одлучено је да се анализа спроведе за следеће комбинације укупног броја жлебова и вредности навојног корака (скраћења) бФАМ:

- 1) $Q_s = 24$, пун навојни корак,
- 2) $Q_s = 24$, скраћење = 1 жлеб,
- 3) $Q_s = 24$, скраћење = 2 жлеба,
- 4) $Q_s = 36$, пун навојни корак,
- 5) $Q_s = 36$, скраћење = 1 жлеб и
- 6) $Q_s = 36$, скраћење = 2 жлеба.

Карактеристике намотаја за топологију број 4 одговарају формираној и испитиваној бФАМ у досадашем излагању дисертације. За намотај са укупно 24 жлеба на статору вредност пуног навојног корака одговара дужини од 6 жлебова, док за намотај са укупно 36 жлебова вредност пуног навојног корака одговара дужини од 9 жлебова.

7.4. Резултати анализе

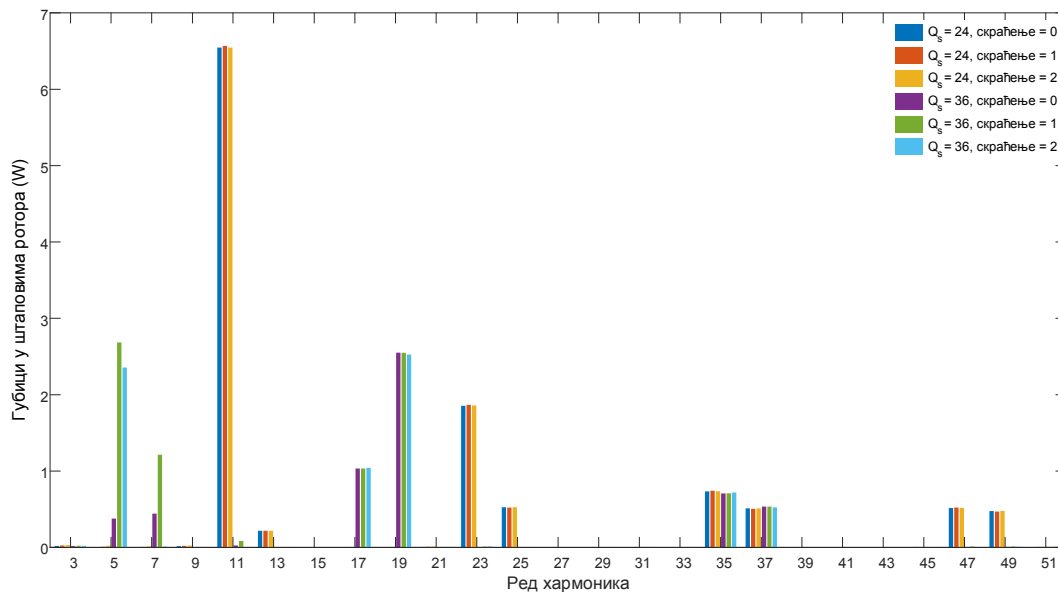
За сваку од наведених топологија намотаја извршен је аналитички прорачун расподеле МПС и њених просторних хармоника. Садржаји виших хармоника МПС који одговарају топологијама намотаја од 1) до 6), изражени у процентима основног хармоника, приказани су на Сл. 7.2. Може се уочити да су код топологија намотаја са 36 жлебова присутни просторни хармоници 5. и 7. реда, који нису типични за асиметрични шестофазни намотај. Разлог за то је чињеница да је у питању намотај са 1,5 жлебом по полу и фази, због чега се помоћу њега не може остварити идеална расподела МПС. С друге стране, код намотаја са 24 жлеба 5. и 7. хармоник нису присутни у спектралном саставу МПС, јер је намотај са 1 жлебом по полу и фази. Приметно је да код топологија са 36 жлебова, како се скраћује навојни корак, расте присуство виших хармоника из разлога што је намотај специфичан (1,5 жлеб по полу и фази). Звездишта су изолована и због тога не постоје трипли хармоници МПС.



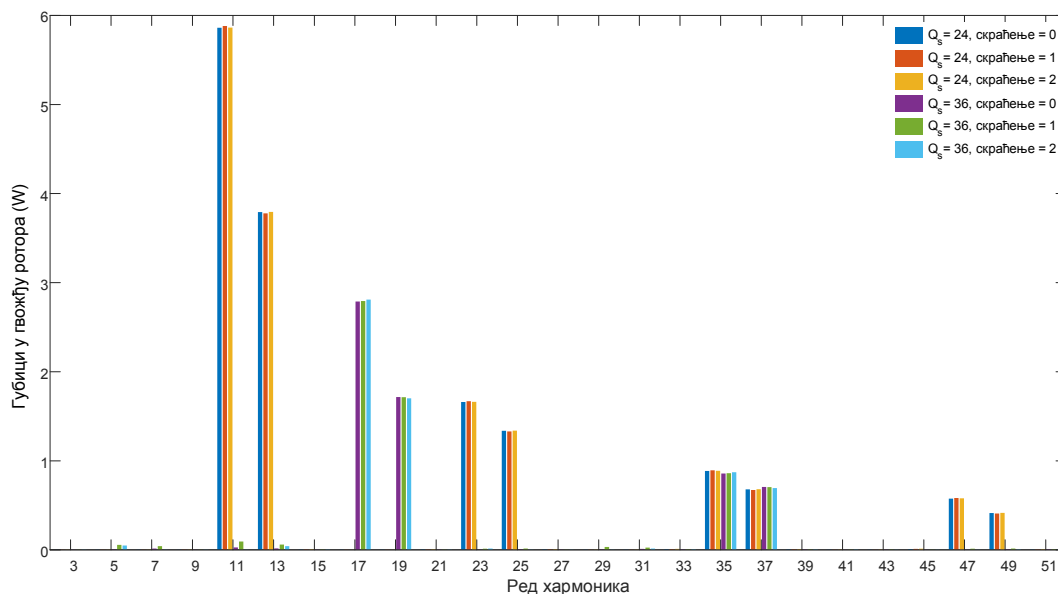
Сл. 7.2 Садржај виших хармоника МПС за различите топологије намотаја бФАМ

Примећује се да је мали утицај скраћења у случају топологија са 24 жлеба. У пракси се виши хармоници, најчешће, сузбијају техником искошења роторских жлебова. Присутни и доминантни хармоници код анализираних топологија су жлебни хармоници. Они се не могу елиминисати (умањити) скраћењем, већ једино искошењем жлебова. Међутим, дводимензиона анализа не допушта да се искошење узме у обзир, па је стога оно занемарено.

Након што су одређени просторни хармоници МПС, за сваку топологију од 1) до б) спроведен је скуп FEM симулација за све анализиране просторне хармонике, закључно са 51. редом. За сваки од хармоника задаје се учестаност симулације у складу са (47) и промена струје проводника у складу са (46). Након подешавања параметара симулације врши се прорачун расподеле поља, а затим се појединачно одређују вредности губитака у магнетском колу и у штаповима ротора. Важно је напоменути да је ова процедура у потпуности аутоматизована применом програмског пакета *Matlab*. Добијене вредности површинских губитака у штаповима ротора дате су на Сл. 7.3, а вредности површинских губитака у магнетском колу ротора на Сл. 7.4. Карактеристике материјала машине су остале непромењене и раније су описане у Таб. 5.1. Укупне вредности ових губитака за сваку од топологија дате су у Таб. 7.1.



Сл. 7.3 Појединачни губици у штаповима ротора за различите топологије намотаја бФАМ



Сл. 7.4 Појединачни губици у магнетском колу ротора за различите топологије намотаја бФАМ

Са Сл. 7.2, Сл. 7.3 и Сл. 7.4 може се уочити да корелација између хармонијског састава МПС статора и површинских губитака у ротору није једноставна и очигледна. С обзиром на то, спроведена FEM анализа је неопходна како би се поуздано утврдиле вредности и расподела површинских губитака. Са Сл. 7.3 и Сл. 7.4 може се закључити да су код топологија намотаја бФАМ са 24

жлеба на статору појединачни површински губици у штаповима и магнетском колу ротора приближно исти за пун и скраћени навојни корак. Код топологија намотаја бФАМ са 36 жлебова на статору примећује се да, како се скраћује навојни корак, расту појединачни површински губици у штаповима и магнетском колу ротора.

Таб. 7.1 Укупни површински губици у ротору за различите топологије намотаја

	$Q_s = 24$			$Q_s = 36$		
	пун корак	скраћење = 1	скраћење = 2	пун корак	скраћење = 1	скраћење = 2
Гвожђе	9,4 W	9,4 W	9,4 W	4,5 W	4,6 W	5,0 W
Штапови	7,9 W	7,9 W	7,9 W	5,0 W	5,5 W	9,0 W
Укупно	17,3 W	17,3 W	17,3 W	9,5 W	10,1 W	14,0 W

На основу [127, 128], процењени су типични површински губици који износе до 15% губитака генерисаних услед основног хармоника код асинхроних машина. Симулације су извршене за номинално оптерећење и номиналну вредност струје у намотајима статора, при чему је захтев био да основни хармоник МПС буде исти за сваку топологију. Услед тога, вредност струје је варијала за сваку од топологија у извесној мери (варијације струје услед скраћења биле су до 10% вредности номиналне струје).

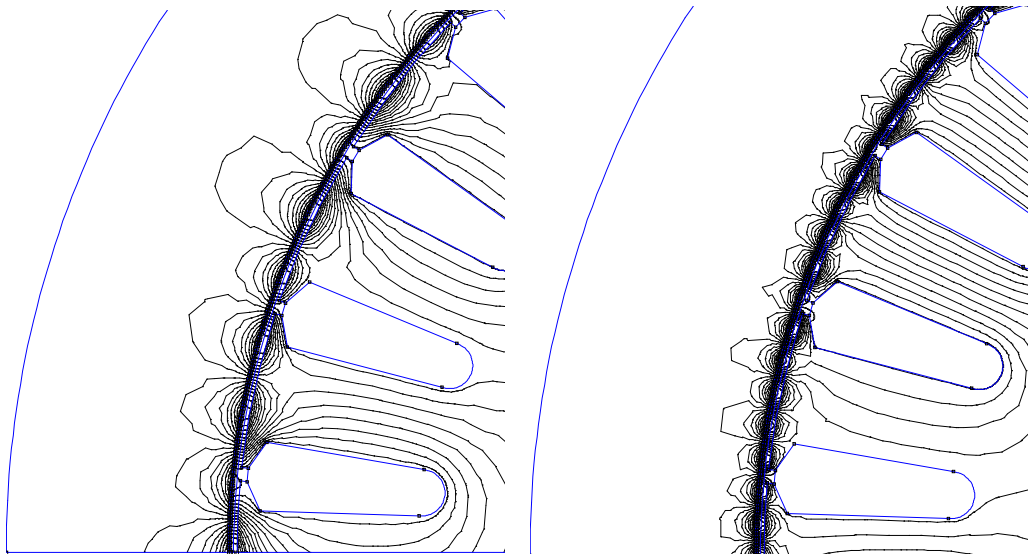
7.5. Дискусија о резултатима

Прорачун површинских губитака за различите хармонике МПС представља сложен проблем због различитих дужина линија поља за различите хармонике, услед чега са повећањем реда хармоника поље продире у мањи део запремине ротора, те се и последични губици стварају у мањој запремини и њихова вредност се смањује. Ово је илустровано на Сл. 7.5, где су приказане линије поља 17. и 35. хармоника. С друге стране, већа учестаност поља виших хармоника у односу на

ротор доводи до повећања губитака. Због тога је све ове факторе неопходно уважити приликом прорачуна површинских губитака.

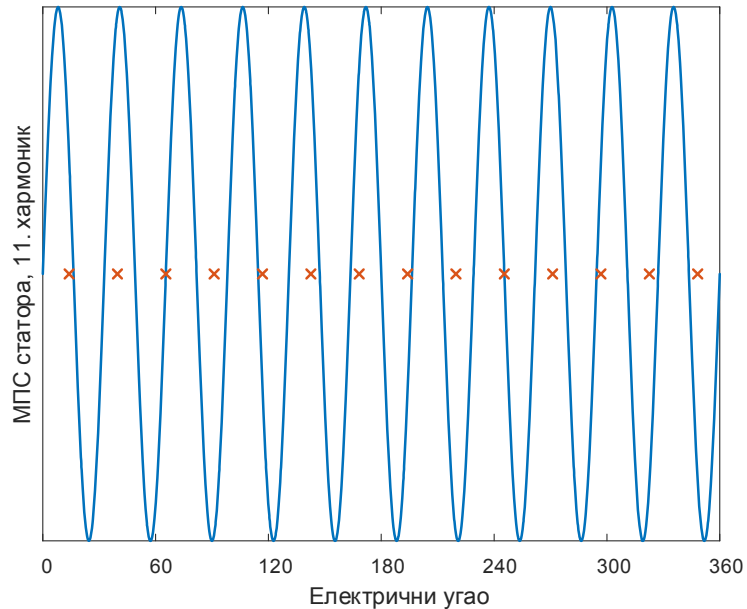
Сама природа површинских губитака у штаповима ротора је таква да они зависе од еквивалентне отпорности штапова и квадрата индукованих струја у њима (услед виших хармоника МПС). Природа генерисаних површинских губитака у магнетском колу ротора је таква да они зависе од релуктансе магнетског пута затварања вишег хармоника поља и густине магнетског флукса.

На Сл. 7.3 се може видети да су у случају намотаја са 24 жлеба губици у штаповима ротора услед 13. хармоника МПС значајно мањи од губитака услед 11. хармоника. Овакав резултат је неочекиван, с обзиром на то да су амплитуде ових хармоника истог реда величине и да је учестаност индукованих струја у штаповима ротора услед ова два хармоника приближно иста, на основу (47). За објашњење овог резултата потребно је аналитички показати да су индуковане струје у штаповима ротора услед 13. хармоника МПС заиста значајно мањих ефективних вредности у односу на струје које индукује 11. хармоник. Стога ће бити спроведена додатна анализа МПС роторског кавеза.

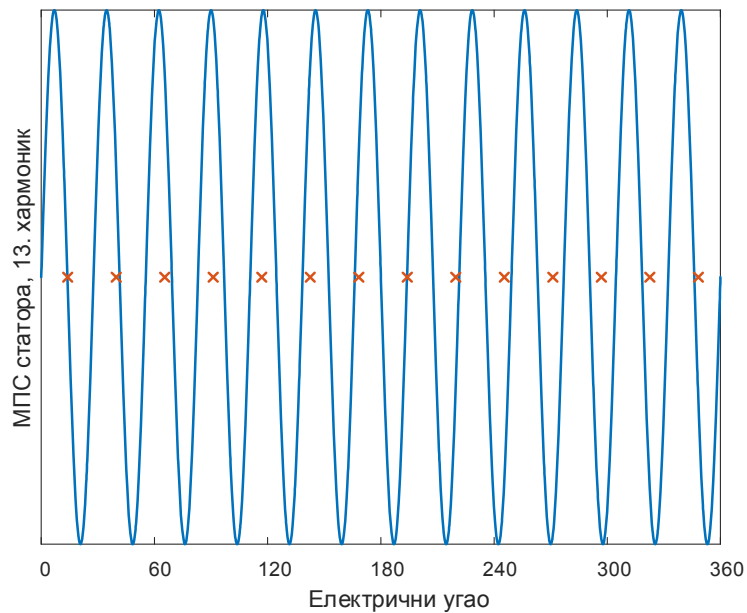


Сл. 7.5 Приказ линија поља хармоника 17. реда (лево) и 35. реда (десно) испитиваног намотаја бФАМ

На Сл. 7.6 приказани су таласи 11. и 13. хармоника МПС. На истим дијаграмима означене су и угаоне позиције штапова ротора у односу на ове таласе МПС. Приказане позиције ротора одговарају роторском кавезу анализираних машине (14 штапова под два пара полова).



(а)



(б)

Сл. 7.6 Угаоне позиције штапова ротора у односу на (а) 11, (б) 13. хармоник МПС

Индукована струја у произвољном штапу ротора услед произвољног хармоника МПС може се изразити као:

$$I_{vr,k} = I_{vr} \sin(\nu\theta_{r,k} - \varphi_\nu) \quad (49)$$

где је k редни број посматраног штапа, $\theta_{r,k}$ угаона позиција k -тог штапа у електричним степенима, I_{vr} амплитуда роторских струја и φ_ν фазни померај роторских струја за ν -ти хармоник. Вредност произвољног хармоника МПС роторског кавеза у функцији електричног угла θ дата је као:

$$F_{vr}(\theta) = \sum_{\theta_{r,k} < \theta} I_{vr,k} \quad (50)$$

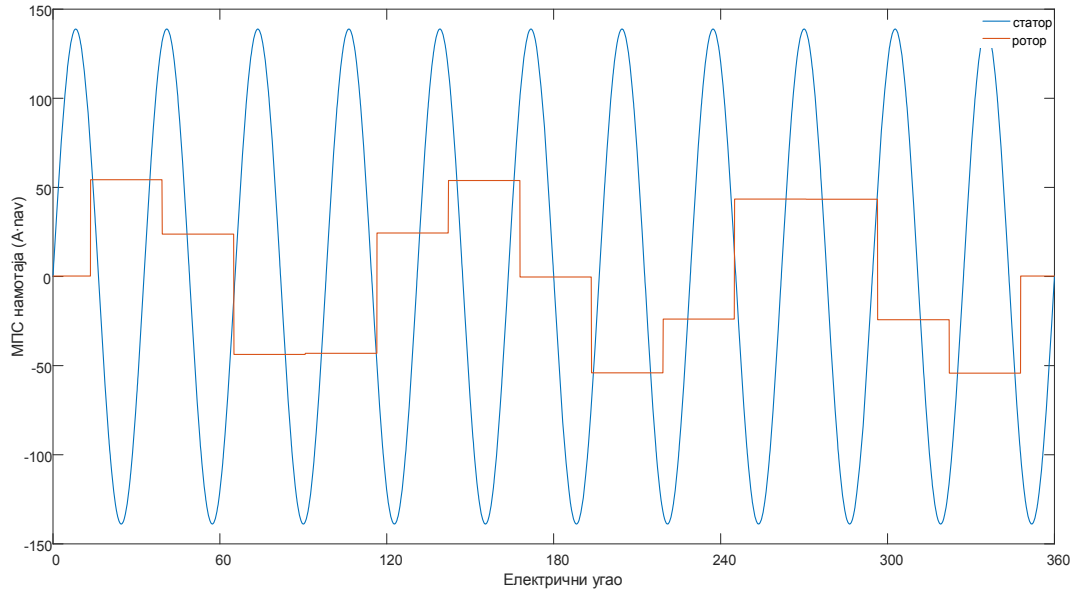
Реакција краткоспојеног роторског кавеза је таква да тежи да умањи промене флукса који обухвата кавез у што већој мери. Другим речима, потребно је да флукс по полу буде што мањи. Како је флукс по полу једнак интегралу магнетске индукције у међугвожђу, а индукција у међугвожђу је директно сразмерна резултантној МПС статора и ротора, то се услов минимизације флукса своди на минимизацију интеграла резултантне МПС по полу:

$$\int_0^\pi |F_{vs}(\theta) + F_{vr}(\theta)| d\theta \quad (51)$$

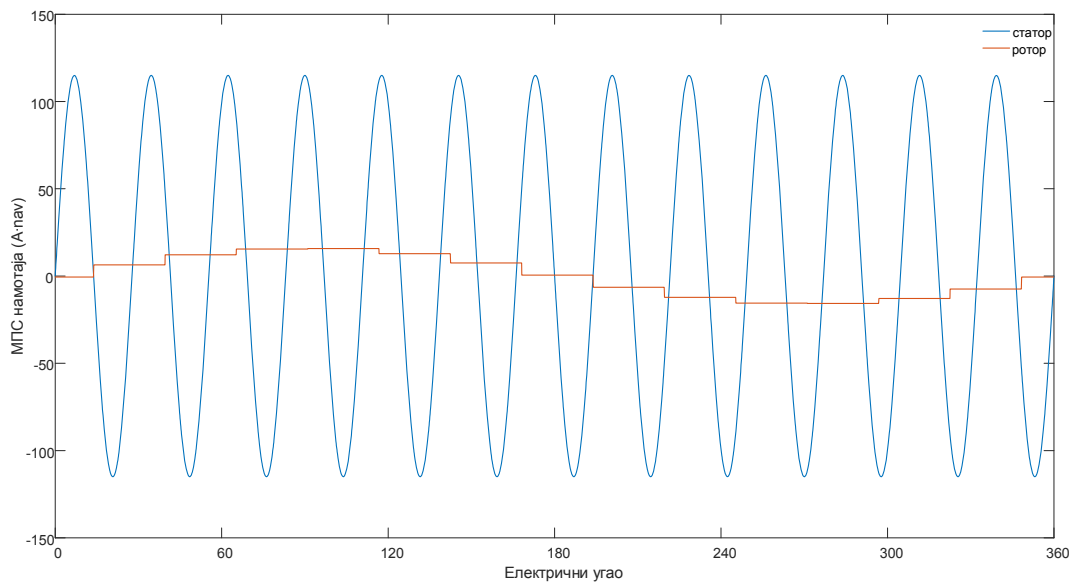
где је $F_{vs}(\theta)$ ν -ти хармоник МПС статора, дат изразом:

$$F_{vs}(\theta) = F_{mv} \sin(\nu\theta) \quad (52)$$

при чему је амплитуда МПС F_{mv} дефинисана и одређена у претходном потпоглављу. Под интегралом је коришћена апсолутна вредност резултантне МПС због тога што почетна фаза резултантне МПС не мора бити једнака нули. Вредност (51) се израчунава за различите вредности I_{vr} и φ_ν , док се не добије минимална вредност. Ова процедура се понавља за сваки хармоник. С обзиром на то да је ова анализа мотивисана разликом у површинским губицима за 11. и 13. хармоник МПС, резултати ће бити приказани само за ова два хармоника. На Сл. 7.7 приказани су таласни облици МПС статора и ротора за 11. и 13. просторни хармоник. Приказани таласни облик МПС ротора обезбеђује минималну вредност резултантне МПС према (51).



(а)



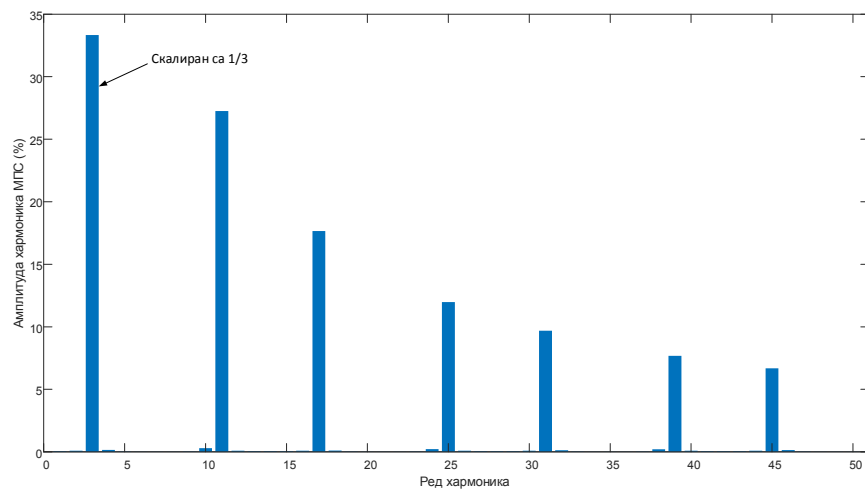
(б)

Сл. 7.7 Расподела МПС статора и ротора за (а) 11, (б) 13. просторни хармоник

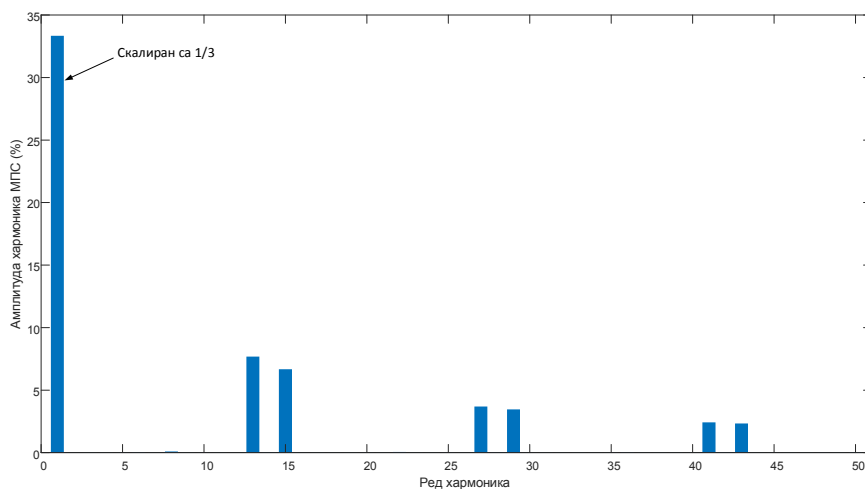
Посматрајући таласне облике на Сл. 7.7, може се закључити да, услед ограниченог броја штапова, роторски кавез не може да створи МПС идентичну оној коју ствара статорски намотај.

Како би се ово јасније показало, на Сл. 7.8 приказани су хармоници МПС роторског кавеза који се јављају услед 11. и 13. хармоника МПС статора. Ови резултати показују да ни у једном од ова два случаја у роторској МПС није

доминантан онај просторни хармоник који ју је изазвао. С обзиром на то, не постоје услови да се вредност флукса по полу услед ових хармоника значајно умањи. При томе, у случају 11. хармоника доминантни (трећи) хармоник је приближно три пута већи од 11. хармоника, док је у случају 13. хармоника доминантни (први) хармоник приближно 15 пута већи од 13. Како би се минимизовала резултантна МПС, тј. флукса, струје штапова у случају 13. хармоника морају бити мање него у случају 11. хармоника, јер би у супротном дошло до повећања резултантне МПС услед значајног присуства основног просторног хармоника, који је због лакшег приказа адекватно скалиран на Сл. 7.8.

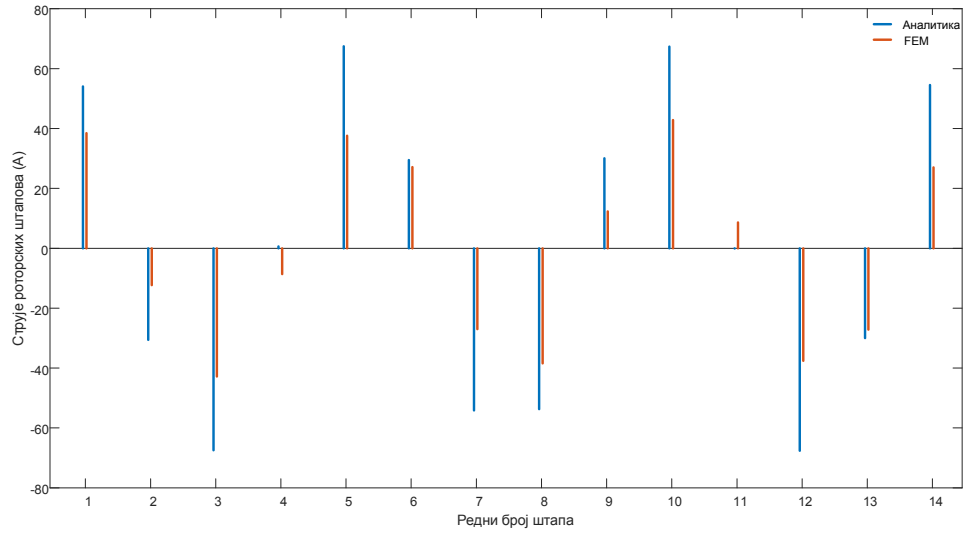


(а)

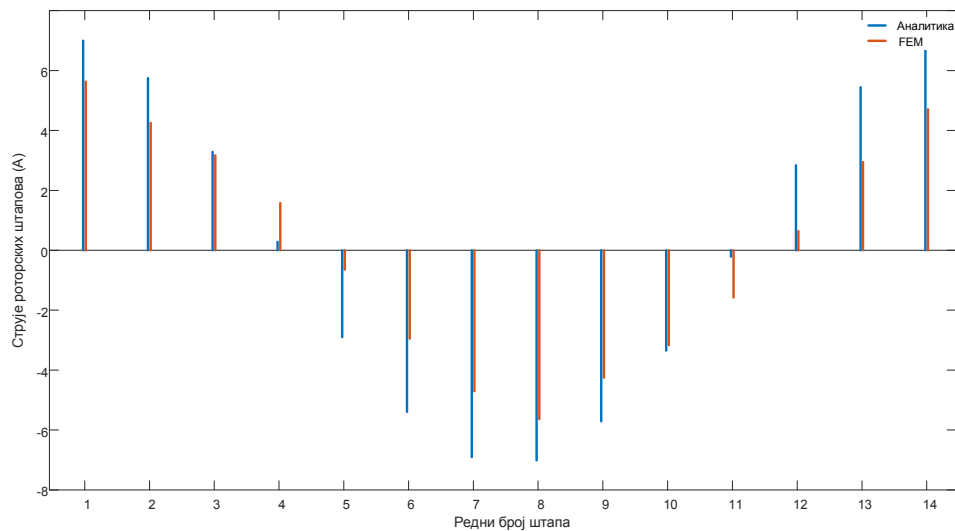


(б)

Сл. 7.8 Просторни хармоници МПС роторског кавеза индуковани услед (а) 11, (б) 13. просторног хармоника МПС статора (изражени у % доминантног хармоника)



(а)



(б)

Сл. 7.9 Струје роторских штапова индуковане услед (а) 11, (б) 13. хармоника МПС статора, добијене применом аналитичког поступка и FEM-а

Вредности струја роторских штапова, израчунате просторним диференцирањем као разлика између суседних вредности роторских МПС, и вредности струја добијених на основу FEM-а приказане су на Сл. 7.9. Струје добијене применом аналитичког поступка нису идентичне онима добијеним применом методе коначних елемената, али су квалитативно веома сличне. Неки од разлога из којих се ове разлике јављају објашњени су у овом и претходном потпоглављу. Поред тога, примењени аналитички приступ даје као резултат само укупне струје штапова, не и расподелу струје унутар штапа.

7.6. Закључак анализе и правци даљег рада

На основу резултата претходне анализе, могу се извести следећи закључци:

- са становишта редуковања површинских губитака на ротору, потпуно је беспредметно скраћивати навојни корак намотаја статора бФАМ;
- скраћење навојног корака не утиче на расподелу МПС нити на површинске губитке код намотаја са 24 жлеба. Евентуална појава скраћења код топологије са 24 жлеба само смањује основни хармоник, услед чега је потребан већи број навојака по фази или већа струја магнећења за постизање исте индукване МПС у међугвожђу;
- скраћење навојног корака утиче на расподелу МПС и на површинске губитке код намотаја са 36 жлебова, што је последица чињенице да овај намотај има 1,5 жлебова по полу и фази, тј. чињенице да фазе нису једнаке у електромагнетском смислу и
- у испитиваним топологијама намотаја FEM анализа је показала да је четворополни намотај са 36 жлебова лошији у сваком смислу када се уводи скраћење навојног корака (смањује се навојни сачинилац за основни хармоник, а повећавају се површински губици). То је битан закључак, који није лако донети без предложеног модела у овом поглављу.

Развијени FEM модел и пратећи програм за аналитички прорачун расподеле МПС могу се на исти начин користити за анализу расподеле поља при различитим струјама (нпр. за случај када у намотајима постоји само x-y компонента струје или нулта компонента). При томе, треба имати у виду да се помоћу датог модела може анализирати само утицај појединачних хармоника МПС статора. Тренутно није доступан довољно прецизан аналитички модел за овакву анализу, због чега је развијена предложена FEA метода.

Циљ анализе у овом поглављу је приказивање развијене методе и њене могућности, а не одабир адекватног статорског намотаја шестофазне машине. Дакле, развијен је потребан софтверски алат за анализу различитих топологија намотаја са аспекта површинских губитака у ротору. Ова метода се даље може комбиновати са другим постојећим приступима анализи осталих значајних величина (момент, превални момент, индуктивности расипања, остали губици

итд.) како би се дошло до оптималног пројектовања статорског намотаја за дату апликацију. То ће бити правац даљег рада, као и развој новог аналитичког приступа, који би заменио предложену FEM анализу, како би се добио бржи прорачун, при чему би ова FEM анализа послужила за „калибрисање“ новог аналитичког модела. При томе, аналитички поступак предложен у претходном потпоглављу може послужити као добра основа. Овај модел се веома добро слаже са FEM анализом, у погледу прорачуна укупних струја штапова. Због тога је оправдано очекивати да би, уз уважавање скраћења линија поља (погледати Сл. 7.5) и неравномерне расподеле струје унутар штапова ротора услед скин ефекта, овај модел могао дати резултате веома блиске резултатима добијеним применом FEM-а. На овај начин се добија брза и једноставна метода за поређење не само површинских губитака у ротору већ и за друге анализе различитих топологија намотаја.

8. МЕТОДОЛОГИЈА ОПТИМАЛНОГ ПРОЈЕКТОВАЊА СТАТОРСКОГ НАМОТАЈА 6ФАМ

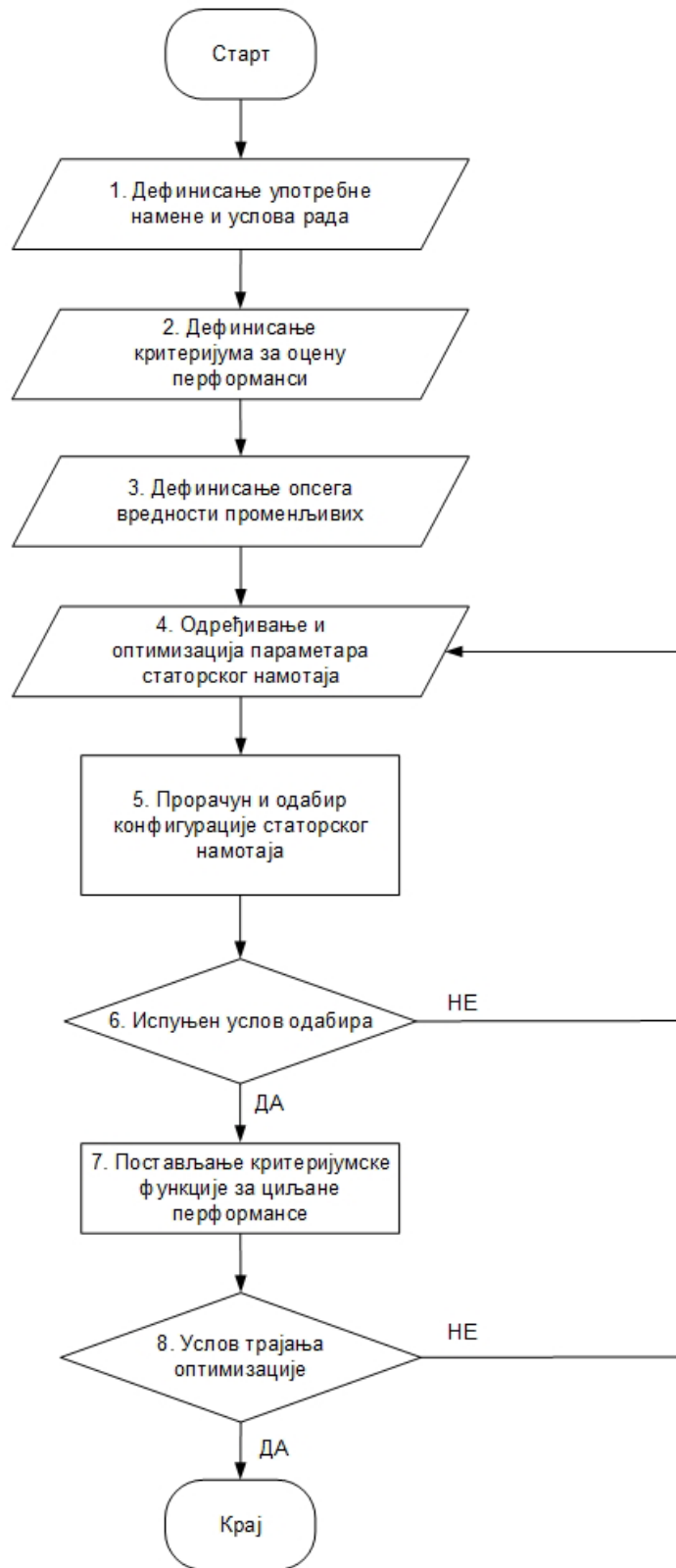
У оквиру досадашње анализе проучена је методологија пројектовања статорског намотаја шестофазне асинхроне машине заснована на примени аналитичких формула традиционално коришћених код трофазних машина. Установљено је да је, због сложености конструкције у односу на трофазне, потребно формирати нову методологију пројектовања статорских намотаја шестофазних машина.

Конструкција статорског намотаја утиче на параметре, губитке у претварању и експлоатационе карактеристике и код 6ФАМ. На примеру индукованих површинских губитака на ротору анализирани су асинхроне асиметричне шестофазне машине са двослојним намотајем, различитим бројем жлебова и најчешћом вредношћу корака намотавања намотаја, што је описано у претходном поглављу. Упоредо, у дисертацији је препозната и верификована појава међураванског унакрсног засићења шестофазне машине, коју је потребно уважити приликом пројектовања јер она може имати утицаја на радне карактеристике машине при номиналним и несиметричним радним режимима.

У наставку је приказан приступ пројектовању шестофазних машина ради побољшања перформанси целокупне шестофазне мотор-претварачке групе.

Као што је већ приказано у поглављу 2.4, пројектовање традиционално коришћене трофазне машине јесте сложен и итеративни поступак. На основу те дефинисане методологије, као и на основу закључака из дисертације, може се формулисати и методологија оптималног пројектовања статорског намотаја шестофазне машине.

На основу потребе за радом при различитим фреквенцијама напајања и на основу разматрања из претходних поглавља дисертације, од интереса је дефинисати критеријумску функцију која би вршила побољшање циљаних карактеристика новопроектване шестофазне машине. Стога је у наставку описана и графички приказана на Сл. 8.1 предложена нова методологија, која се ослања на методологију са Сл. 2.4. и допуњује је.



Сл. 8.1 Блок дијаграм процеса оптималног пројектовања намотаја статора 6ФАМ

Методологија оптималног пројектовања статорског намотаја шестофазне машине обухвата следеће кораке:

1. дефинисање употребне намене и услова рада машине:
 - учестаност напона напајања (номинална или висока),
 - амплитуда напона напајања,
 - номинална снага итд;
2. дефинисање критеријума за оцену перформанси машине:
 - момент при укоченом ротору, максимални момент,
 - површински губици итд;
3. дефинисање опсега вредности променљивих (параметара статорских намотаја);
4. одређивање и оптимизација параметара статорског намотаја:
 - критеријуми за полазни и превални момент, расипне индуктивности (поглавље 7.2),
 - критеријуми за површинске губитке у ротору (поглавље 7.6),
 - остали критеријуми за циљане перформансе машине;
5. одабир и предлог прорачуна параметара намотаја (поглавље 2):
 - врста намотаја,
 - тип намотаја,
 - број жлебова и
 - корак намотавања;
6. провера испуњености услова за одабир врсте и типа намотаја, броја жлебова и корака намотавања;
7. постављање критеријумске функције – прорачун циљаних перформанси машине у зависности од добијених параметара статорског намотаја и
8. провера испуњености услова за трајање оптимизације (максимални број итерација за добијање оптималног решења).

Методологија је приказана у форми блок дијаграма и тиче се избора броја жлебова и корака намотавања намотаја статора шестофазне машине. Предложена методологија је повезана са пројектовањем осталих делова шестофазне машине, па је њу потребно уврстити на место корака број 4 из поглавља 2.4. На тај начин

се обједињује графички приказ процеса пројектовања целокупне шестофазне машине.

На излазу предложеног блок дијаграма добијају се параметри статорског намотаја за оптимални одабир, сходно унетим условима за примену машине. С обзиром на то да се оптимизује најчешће број жлебова и скраћење навојног корака, самим тим не постоји велики број комбинација. Ако би се поступак описан у предложеном блок дијаграму проширио разматрањем димензија и облика жлебова статора и ротора, јавила би се потреба за примену сложенијих оптимизационих метода [129-131]. Предложена методологија пројектовања може се применити и на оптимизацију димензија магнетског кола статора (зупци и јарам).

Након што се примени предложена методологија за пројектовање намотаја статора, утицај засићења магнетског кола шестофазне машине се такође може уврстити у процес пројектовања целокупне шестофазне машине. Наиме, у оквиру корака број 5 методологије за пројектовање трофазне машине (Сл. 2.4), који се тиче избора вршне вредности магнетске индукције у међугвожђу машине, као додатни услов потребно је испитати потенцијални утицај ефекта међураванског унакрсног засићења (поглавља од 4 до 6), јер се значајно разликује флуks у x-у равни при истој вредности струје у зависности од скраћења навојног корака [35].

За даљи истраживачки рад од интереса је довести у везу ефекат међураванског унакрсног засићења и перформансе машине преко x-у компоненте струје. Као резултат тога може се очекивати топологија намотаја која би резултовала повећањем енергетске ефикасности вишефазног погона и предностима при несиметричним режимима напајања.

9. ЗАКЉУЧАК

Проучавајући расположиву литературу, аналитички разматрајући и користећи алате за моделовање споропроменљивог електромагнетског поља и експерименталну анализу у лабораторији, у дисертацији је испитан међусобни утицај компоненти струја у ортогоналним равнима на засићење магнетског кола шестофазне машине, као и одабир оптималне топологије намотаја статора ради постизања оптималних перформанси шестофазне машине.

У дисертацији је идентификована и описана појава међусобног утицаја између ортогоналних равни при распрегнутом векторском моделу засићене вишефазне машине. Анализиран је утицај компоненте струје из нефундаменталне равни управљања вишефазне машине при основној фреквенцији, која је присутна у несиметричним радним режимима и режимима са дистрибуираним преносом великих снага (више мањих претварачких група уз једну вишефазну машину). Истраживање је обрађено на примеру асиметричне шестофазне асинхроне машине, при чему су спроведене аналитичка и анализа методом коначних елемената, као и експериментално испитивање у лабораторији. Аналитички и резултати добијени методом коначних елемената показали су да релуктансе феромагнетских делова машине зависе од компоненте магнетопобудне силе која потиче од нефундаменталне компоненте струје, као и њеног положаја у односу на положај вектора магнетске индукције у међугвожђу шестофазне машине. Експериментални резултати показали су да је фундаментална компонента струје под утицајем нефундаменталне компоненте.

Почетна претпоставка, у којој се наводи да се незасићени распрегнути векторски модел може једноставно проширити тако што се уврсти променљива индуктивност магнећења која зависи само од фундаменталне компоненте струје, показала се као нетачна. Добијени резултати указују на присуство појаве међусобног утицаја између равни при појави засићења – појаве *interplane cross-saturation* – коју је потребно уважити приликом пројектовања вишефазне машине, као и приликом моделовања вишефазне машине и управљања њоме. Ова појава је од значаја само када је у вишефазној машини изражено засићење магнетског кола статора.

Код машина великих снага постоји још већа потреба за наменским пројектовањем намотаја и магнетског кола, јер са порастом снаге значајно је редуковати губитке (због повећања степена искоришћења, као и због проблема у погледу загревања машине). Поред тога, анализиране су различите топологије статорских намотаја шестофазних машина, са аспекта површинских губитака који се јављају у кавезном ротору.

Анализа употребом методе коначних елемената може се сматрати поузданом за процену перформанси шестофазне машине. Иако је оваква анализа временски захтевна, ипак је комфорнија и економски повољнија у односу на формирање нове лабораторијске поставке и захтевна мерења. Из тог разлога, спроведен је низ испитивања на фамилији конструктивно сличних шестофазних машина. Детаљно је анализиран утицај појединачних просторних хармоника магнетопобудне силе на генерисање површинских губитака у ротору да би се утврдило које хармонике је најбитније потиснути, што представља додатни критеријум приликом пројектовања статорског намотаја шестофазне машине. Предложена је метода за анализу утицаја појединачних просторних хармоника магнетопобудне силе намотаја статора шестофазне машине на губитке у проводницима (штаповима) и магнетском колу ротора. На бази представљене методе, извршено је поређење губитака у штаповима и губитака у магнетском колу ротора за различите топологије статорских намотаја шестофазних машина.

Циљ анализе је био приказати развијену методу и њене могућности. Дакле, развијен је потребан софтверски алат за анализу различитих топологија намотаја, са аспекта површинских губитака у ротору. Ова метода се даље може комбиновати са другим постојећим приступима анализи осталих значајних величина (момент, превални момент, индуктивности расипања, остали губици итд) како би се дошло до боље топологије статорског намотаја за дату апликацију.

Основни научни доприноси остварени у оквиру дисертације су:

1. Идентификован је ефекат међураванског унакрсног засићења код засићеног распрегнутог модела шестофазне електричне машине који је присутан и код осталих вишефазних електричних машина;

2. Развијено је софтверско решење за анализу засићења шестофазне машине применом методе коначних елемената при чему је верификован ефекат међураванског унакрсног засићења;
3. Експериментално је верификован ефекат међураванског унакрсног засићења шестофазне електричне машине;
4. Анализиране су различите топологије намотаја шестофазне електричне машине и развијен је оригинални софтверски поступак за анализу површинских губитака у ротору применом методе коначних елемената и
5. Предложена је нова методологија оптималног пројектовања статорског намотаја шестофазних електричних машина.

Развијени приступ методологије оптималног пројектовања статорског намотаја шестофазних машина довољно је општи да се може применити и на остале вишефазне машине. Развој аналитичког модела, који на детаљан начин описује појаву засићења на нивоу жлеба, допринео је бољем сагледавању проблематике рада и пројектовању магнетских кола ових машина, чиме је дат добар увод за његову верификацију методом коначних елемената и експериментално. Идентификована је појава и присуство међураванског унакрсног засићења код напредног начина моделовања ових машина, а коју је потребно уважити приликом пројектовања и управљања, што до сада није био случај. Такође, представљена је процедура за анализу топологије статорског намотаја са аспекта површинских губитака у ротору, која се може применити и на друге типове вишефазних машина.

Коначни резултати истраживања указују и на начине за побољшање пројектовања намотаја статора засићене шестофазне машине и могу се употребити за вишекритеријумску оптимизацију наведеног типа машине.

Благовремено утичући на избор и формирање статорског намотаја, анализирајући утицај његовог пројектовања на промене параметара у области основне учестаности и на учестаности комутација, може се добити унапређење перформанси шестофазне мотор-претварачке групе. Адекватно препознавање и уважавање појава у различитим радним режимима машине има утицаја при процени параметара, што се може довести у везу са експлоатационим

карактеристикама. То је створило простор за формулисање методологије оптималног пројектовања статорског намотаја шестофазне машине је приказана у форми блок дијаграма и тиче се избора броја жлебова и корака намотавања намотаја статора шестофазне машине, и повезана је са пројектовањем осталих делова шестофазне машине.

Очекује се да ће се постојећи приступ пројектовању шестофазних погона, заснован на традиционално коришћеним трофазним машина и променити у смислу пројектовања наменског магнетског и електричног кола шестофазних машина. Приказаним испитивањима и добијеним резултатима у дисертацији отворен је низ будућих праваца истраживања у области пројектовања, моделовања и прорачуна параметара шестофазних машина, који ће бити предмет даљег научноистраживачког рада аутора.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - a technology status review," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, pp. 489-516, 2007.
- [2] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 1893-1909, 2008.
- [3] E. Levi, F. Barrero, and M. J. Duran, "Multiphase machines and drives - Revisited," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 429-432, 2016.
- [4] 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, pp. 980-984, 1969.
- [5] G. K. Singh, "Multi-phase induction machine drive research," *Electric Power Systems Research*, vol. 61, pp. 139-147, 2002.
- [6] M. Jones and E. Levi, "A literature survey of the state-of-the-art in multiphase ac drives," *Proc. Int. UPEC, Stafford, UK*, pp. 505-510, 2002.
- [7] A. Boglietti, R. Bojoi, A. Cavagnino, and A. Tenconi, "Efficiency Analysis of PWM Inverter Fed Three-Phase and Dual Three-Phase High Frequency Induction Machines for Low/Medium Power Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 2015-2023, 2008.
- [8] 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, pp. 449-458, 2016.
- [9] M. J. Duran and F. Barrero, "Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines - Part II," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 459-468, 2016.

- [10] L. A. Pereira, C. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, and J. F. Haffner, "Model of a Five-Phase Induction Machine Allowing for Harmonics in the Air-Gap Field Part I : Parameter Determination and General Equations," presented at the 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Busan, Korea, 2004.
- [11] M. Jones, S. N. Vukosavic, E. Levi, and A. Iqbal, "A six-phase series-connected two-motor drive with decoupled dynamic control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1056-1066, 2005.
- [12] S. N. Vukosavic, M. Jones, E. Levi, and J. Varga, "Rotor flux oriented control of a symmetrical six-phase induction machine," *Electric Power Systems Research*, vol. 75, pp. 142-152, 2005.
- [13] A. Iqbal, S. Moinuddin, M. R. Khan, and I. Ashraf, "Indirect Rotor Flux Oriented Control of A Seven-Phase Induction Motor Drive," presented at the IEEE International Conference on Industrial Technology, Mumbai, 2006.
- [14] N. Bodo, M. Jones, and E. Levi, "Multi-level space-vector PWM algorithm for seven-phase open-end winding drives," presented at the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Gdansk, 2011.
- [15] I. Subotic, E. Levi, M. Jones, and D. Graovac, "On-board Integrated Battery Chargers for Electric Vehicles Using Nine-Phase Machines," presented at the IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Chicago, IL, 2013.
- [16] F. Terrien, S. Siala, and P. Noy, "Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion," in *Proc. IEE Power Electronics, Machines and Drives Conf. PEMD*, Edinburgh, Scotland, 2004, pp. 556-561.
- [17] T. McCoy and M. Bentamane, "The all electric warship: an overview of the U.S. Navy's integrated power system development programme," in *Proc. Int. Conf. on Electric Ship ELECSHIP*, Istanbul, Turkey, 1998, pp. 1-4.

- [18] R. Bojoi, F. Farina, F. Profumo, and A. Tenconi, "Dual-three phase induction machine drives control - A survey," *IEEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 126, pp. 420-429, 2006.
- [19] S. J. Bugenis, J. Vanagas, and S. Gečys, "Optimal Phase Number of Induction Motor with the Integrated Frequency Converter," *Electronics and Electrical Engineering*, vol. 88, pp. 67-70, 2008.
- [20] Y. Zhang, W. Cao, and J. Morrow, "Dual three-phase induction motor power loss analysis with its modeling and simulation of vector-controlled system," in *IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER)*, Shenyang, China 2015, pp. 1517-1522.
- [21] S. Z. Jiang, K. T. Chau, and C. C. Chan, "Spectral analysis of a new six-phase pole-changing induction motor drive for electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, pp. 123-131, 2003.
- [22] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 433-448, Jan. 2016.
- [23] M. Jecmenica, B. Brkovic, E. Levi, and Z. Lazarevic, "Interplane cross-saturation in multiphase machines," *IET Electric Power Applications, Special Issue On: Multiphase Electric Drives and Generation Systems*, in progress, 2019.
- [24] I. Boldea and S. A. Nasar, *The Induction Machine Design Handbook*, Second ed.: CRC Press, 2009.
- [25] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*. United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [26] V. Petrović, *Uput u proračun asinhronog motora*. Beograd: Naučna knjiga, 1974.

- [27] M. Terzić, "Projektovanje asinhronih mašina sa malom inercijom i velikom brzinom obrtanja," doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet Beograd, 2015.
- [28] R. H. Nelson and P. C. Krause, "Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, pp. 841-848, 1974.
- [29] A. Nanoty and A. Chudasama, "Design, development of six phase squirrel cage induction motor and its comparative analysis with equivalent three phase squirrel cage induction motor using circle diagram," *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 3 pp. 731-737, 2013.
- [30] E. Levi, "Recent Developments in High Performance Variable-Speed Multiphase Induction Motor Drives," presented at the Sixth International Symposium Nikola Tesla, Belgrade, Serbia, 2006.
- [31] B. Kundrotas, A. Petrovas, R. Rinkeviciene, and A. Smilgevicius, "Research of Six-Phase Induction Motor Windings," *Elektronika IR Elektrotechnika*, vol. 20, pp. 15-18, 2014.
- [32] 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, pp. 6075 - 6085, 2017.
- [33] T. A. Lipo, *Introduction to AC Machine Design*, 2 ed.: Wisconsin Power Electronics Research Center, University of Wisconsin, 2004.
- [34] T. A. Lipo, "A d-q Model for six-phase induction machine," in *Proceedings on International conference "Electric Machines"*, Athens, Greece, 1980, pp. 860-867.
- [35] 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, pp. 506-515, 2004.

- [36] H. D. Jong, "End-winding Influence on Homopolar Effects in Asymmetrical Three-phase Machine windings," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 19, pp. 527-531, 1991.
- [37] S. N. Vukosavić, *Električne mašine: Akademska misao*, Beograd, 2010.
- [38] A. Tessarolo and F. Luise, "An Analytical-Numeric Method for Stator End-Coil Leakage Inductance Computation in Multi-Phase Electric Machines," presented at the 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Edmonton, Alta, 2008.
- [39] N. Amiri, S. Ebrahimi, M. Chapariha, J. Jatskevich, and H. W. Dommel, "Voltage-behind-reactance model of six-phase synchronous machines considering stator mutual leakage inductance and main flux saturation," *Elsevier Journal of Electric Power Systems Research*, vol. 138, pp. 155-164, 2016.
- [40] A. Milić, "Multifazne električne mašine u pogonskim sistemima električnih vozila sa integrisanim punjačem baterija," master rad, Elektrotehnički fakultet Beograd, 2017.
- [41] W. Kong, J. Hunag, R. Qu, M. Kang, and J. Yang, "Nonsinusoidal Power Supply Analysis for Concentrated-Full-pitch-Winding Multiphase Induction Motor," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 574-582, 2016.
- [42] A. M. El-Refaie and M. R. Shah, "Comparison of Induction Machine Performance with Distributed and Fractional-Slot Concentrated Windings," in *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008, pp. 1-8.
- [43] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and dynamics of AC Drives*: Calderon Press Oxford, 1998.
- [44] A. M. El-Refaie, Z. Q. Zhu, T. M. Jahns, and D. Howe, "Winding Inductances of Fractional Slot Surface-Mounted Permanent Magnet Brushless Machines," in *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008, pp. 1-8.

- [45] D. Zarko, D. Ban, and T. A. Lipo, "Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, pp. 1828-1837, 2006.
- [46] *Volabo GmbH - The intelligent Stator Cage Drive (ISCAD)*, www.volabo.com.
- [47] S. Williamson and M. C. Begg, "Calculation of the resistance of induction motor end rings," *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, vol. 133, pp. 54-60, 1986.
- [48] C. Kral, A. Haumer, and C. Grabner, "Consistent Induction Motor Parameters for the Calculation of Partial Load Efficiencies by Means of an Advanced Simulation Model," *Engineering Letters*, vol. 18, 2010.
- [49] A. G. Yepes, J. A. Riveros, J. Doval-Gandoy, F. Barrero, O. Lopez, B. Bogado, *et al.*, "Parameter Identification of Multiphase Induction Machines With Distributed Windings - Part 1: Sinusoidal Excitation Methods," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, pp. 1056 - 1066, 2012.
- [50] J. A. Riveros, A. G. Yepes, F. Barrero, J. Doval-Gandoy, B. Bogado, O. Lopez, *et al.*, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings – Part 2: Time domain techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, pp. 1067-1077, 2012.
- [51] A. S. Abdel-Khalik, M. I. Daoud, S. Ahmed, A. A. Elserougi, and A. M. Massoud, "Parameter Identification of Five-Phase Induction Machines With Single Layer Windings," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 5139-5154, 2014.
- [52] E. Levi, "Multiphase AC Machines," in *The Industrial Electronics Handbook: Power Electronics and Motor drives*, B. M. Willamowski and J. D. Irwin, Eds., 2nd edition ed Boca Raton, FL: Taylor and Francis Group, 2011, pp. 3.1-3.31.

- [53] J. O. Ojo, A. Consoli, and T. A. Lipo, "An improved model of saturated induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, pp. 212-221, 1990.
- [54] A. S. Abdel-Khalik, S. Ahmed, A. A. Elserougi, and A. M. Massoud, "A Voltage-Behind-Reactance Model of Five-Phase Induction Machines Considering the Effect of Magnetic Saturation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, pp. 576-592, 2013.
- [55] L. Wang, J. Jatskevich, and S. D. Pekarek, "Modeling of Induction Machines Using a Voltage-Behind-Reactance Formulation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, pp. 382-392, 2008.
- [56] 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, pp. 975-987, 2010.
- [57] L. Wang and J. Jatskevich, "Magnetically-Saturable Voltage-Behind-Reactance Synchronous Machine Model for EMTP-Type Solution," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 26, pp. 2355-2363, 2011.
- [58] 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, pp. 90-102, 2015.
- [59] I. R. Bojoi, "Analysis, Design and Implementation of a Dual Three-Phase Vector Controlled Induction Motor Drive," Politecnico di Torino, Torino, Italy, 2002.
- [60] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space Vector PWM Control of Dual Three Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, pp. 1100-1109, 1995.
- [61] I. Zoric, M. Jones, and E. Levi, "Vector Space Decomposition Algorithm for Asymmetrical Multiphase Machines," presented at the 19th International Symposium Power Electronics Ee2017, Novi Sad, Serbia, 2017.

- [62] B. Brkovic, L. Ristic, M. Terzic, A. Stankovic, and Z. Lazarevic, "Magnetizing Inductance Determination in a Six-phase Induction Machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, in progress, 2018.
- [63] E. Levi, "Vektorsko upravljanje asinhronim mašinama u prisustvu magnetnog zasićenja," doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet Beograd, 1990.
- [64] H. Hofmann, S. R. Sanders, and C. R. Sullivan, "Stator-Flux-Based Vector Control of Induction Machines in Magnetic Saturation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 935-942, 1997.
- [65] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, and H. A. Toliyat, "A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 320-335, 2004.
- [66] G. R. Slemon, "Modelling of Induction Machines for Electric Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, pp. 1126-1131, 1989.
- [67] E. Levi, "Applications of current state-space model in analyses of saturated induction machines," *Electric Power Systems Research*, vol. 31, pp. 203-216, 1994.
- [68] H. D. Jong, "Saturation in electrical machines," presented at the Proc. ICEM'80, Athens, Greece, 1980.
- [69] R. J. Kerkman, "Steady-state and transient analyses of an induction machine with saturation of the magnetizing branch," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, pp. 226-234, 1985.
- [70] P. J. Coussens, A. V. Den Bossche, and J. A. Melkebeek, "Parameter estimation for induction motor field oriented control using a non-linear motor model," in *Proc. IEE PEVD Conf.*, London, UK, 1994, pp. 198-203.

- [71] C. Sullivan and S. Sanders, "Models for induction machines with magnetic saturation of the main flux path," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, pp. 907-917, 1995.
- [72] C. Gerada, K. Bradley, M. Sumner, and P. Sewell, "Evaluation and modeling of cross saturation due to leakage flux in vector-controlled induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, pp. 694-702, 2007.
- [73] P. C. Krause, *Analysis of electric machinery*. New York: McGraw-Hill Book Company, 1986.
- [74] G. R. Slemon, "Equivalent circuits for transformers and machines including nonlinear effects," *IEE Proceedings*, vol. 100, pp. 129-143, 1953.
- [75] J. E. Brown, K. P. 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, pp. 96 – 103, 1983.
- [76] K. E. Hallenius, P. Vas, and J. E. Brown, "The analysis of a saturated self-excited asynchronous generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, pp. 336-345, 1991.
- [77] E. Levi and Z. Krzeminski, "Main flux saturation modelling in d-q axis models of induction machines using mixed current-flux state-space models," *European Transactions on Electrical Power ETEP*, vol. 6, pp. 209-215, 1996.
- [78] E. Levi and V. A. Levi, "Impact of dynamic cross-saturation on accuracy of saturated synchronous machine models," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, pp. 224-230, 2000.
- [79] F. Therrien, L. Wang, J. Jatskevich, and O. Wasynczuk, "Efficient Explicit Representation of AC Machines Main Flux Saturation in State-Variable-Based Transient Simulation Packages," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, pp. 380-393, 2013.

- [80] J. R. Marti and K. W. Louie, "A phase-domain synchronous generator model including saturation effects," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 12, pp. 222-229, 1997.
- [81] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines," *AIEE Transactions*, vol. 48, pp. 716-730, 1929.
- [82] E. Clarke, *Circuit Analysis of AC Power*. Chichester: John Wiley and Sons, 1941.
- [83] A. C. Smith, R. C. Healey, and S. Williamson, "A transient induction motor model including saturation and deep bar effect," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, pp. 8-15, 1996.
- [84] P. Vas, K. E. Hallenius, and J. E. Brown, "Cross-Saturation in Smooth-Air-Gap Electrical Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. EC-1, pp. 103-112, 1986.
- [85] E. Levi, "Main flux saturation modelling in double-cage and deep-bar induction machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, pp. 305-311, 1996.
- [86] 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, pp. 455-461, 1995.
- [87] E. Levi, "Impact of cross-saturation on accuracy of saturated induction machine models," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, pp. 211-216, 1997.
- [88] E. Levi, "Modelling of magnetic saturation in smooth air-gap synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, pp. 151-156, 1997.
- [89] E. Levi, "General method of magnetising flux saturation modelling in D-Q axis models of double-cage induction machines," *IEE Proc. - Electric Power Applications*, vol. 144, pp. 101-109, 1997.

- [90] E. Levi, "State-space d-q axis models of saturated salient pole synchronous machines," *IEE Proc. - Electric Power Applications*, vol. 145, pp. 206-216, 1998.
- [91] E. Levi, "Saturation modelling in D-Q axis models of salient pole synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, pp. 44-50, 1999.
- [92] A. M. El-Sarafi, A. S. Abdallah, M. K. El-Sherbiny, and E. H. Badawy, "Experimental study of the saturation and the cross-magnetizing phenomenon in saturated synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 3, pp. 815-823, 1988.
- [93] G. K. Singh, "Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation," *Renewable Energy*, vol. 33, pp. 1605-1621, 2008.
- [94] G. K. Singh, A. Senthil, and R. P. Saini, "A self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation: experimental analysis," *European Transactions on Electrical Power ETEP*, vol. 20, pp. 884-900, 2010.
- [95] G. K. Singh, A. S. Kumar, and R. P. Saini, "Performance analysis of a simple shunt and series compensated six-phase self-excited induction generator for stand-alone renewable energy generation," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, pp. 1688-1699, 2011.
- [96] G. K. Singh, "A six-phase synchronous generator for stand-alone renewable energy generation: Experimental analysis," *Energy*, vol. 36, pp. 1768-1775, 2011.
- [97] S. Ebrahimi, N. Amiri, Y. Huang, J. Jatskevich, and L. Wang, "Efficient simulation of wind farms using switching reduced models of converters and VBR formulation of six-phase PM synchronous generators," in *Canadian Conference on electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Vancouver, Canada, 2016, pp. 1-4.

- [98] S. Ebrahimi, N. A., W. L., and J. Jatskevich, "Efficient Modeling of Six-Phase PM Synchronous Machine-Rectifier Systems in State-Variable-Based Simulation Programs," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2018.
- [99] L. A. Pereira, C. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, and J. F. Haffner, "Influence of Saturation on the Airgap Induction Waveform of Five-Phase Induction Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, pp. 29-41, 2012.
- [100] M. J. Duran, I. G. Prieto, M. Bermudez, F. Barrero, H. Guzman, and M. R. Arahall, "Optimal Fault-Tolerant Control of Six-Phase Induction Motor Drives With Parallel Converters," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 629-640, 2016.
- [101] S. Rubino, R. Bojoi, A. Cavagnino, and S. Vaschetto, "Asymmetrical twelve-phase induction starter/generator for more electric engine aircraft," presented at the 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, USA, 2016.
- [102] A. Tani, G. Serra, M. Mengoni, L. Zarri, G. Rini, and D. Casadei, "Dynamic stator current sharing in quadruple three-phase induction motor drives," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria, 2013, pp. 5173-5178.
- [103] M. Mengoni, G. Sala, L. Zarri, A. Tani, G. Serra, Y. Gritli, *et al.*, "Control of a fault-tolerant quadruple three-phase induction machine for more electric aircrafts," in *IECON 2016 - 42th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Firenze, Italy, 2016, pp. 5747-5763.
- [104] 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, pp. 1128-1139, Feb. 2018 2018.
- [105] F. Luise, S. Pieri, M. Mezzarobba, and A. Tassarolo, "Regenerative testing of a concentrated-winding permanent-magnet synchronous machine for offshore

- wind generation - Part I: Test concept and analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, pp. 1779-1790, 2012.
- [106] M. Zabaleta, E. Levi, and M. Jones, "A novel synthetic loading method for multiple three-phase winding electric machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 1-9, 2018.
- [107] K. Hameyer and R. Belmans, *Numerical Modelling and Design of Electrical Machines and Devices*. Southampton, UK: WIT Press, 1999.
- [108] P. P. Silvester, *Finite elements for electrical engineers*: Cambridge University Press, 1990.
- [109] N. Bianchi, *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*: Boca Roton, FL, CRC Press, Taylor & Francis, 2005.
- [110] *Упутство за FEMM 4.2*: www.femm.info/Archives/doc/manual42.pdf.
- [111] R. Lyra and T. A. Lipo, "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp. 1351-1360, 2002.
- [112] B. Stumberger, G. Stumberger, A. Hamler, M. Trlep, M. Jesenik, and V. Gorican, "Increasing of output power capability in a six-phase flux-weakened permanent magnet synchronous motor with a third harmonic current injection," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, pp. 3343-3345, 2003.
- [113] S. N. Vukosavic, *Grid-Side Converters Control and Design*: Springer 2018.
- [114] J. Surutka, *Elektromagnetika*: Akademska misao, Beograd, 2006.
- [115] N. Popov, "Određivanje temperature i otpornosti namotaja rotora asinhronne mašine na osnovu analize statorskih napona i struja," doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet Beograd, 2015.

- [116] S. Williamson and D. R. Gersh, "Finite element calculation of double-cage rotor equivalent circuit parameters," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, pp. 41-48, 1996.
- [117] M. Benecke, R. Doebbelin, G. Griepentrog, and A. Lindemann, "Skin effect in squirrel cage rotor bars and its consideration in simulation of non-steady-state operation of induction machines," *PIERS Online*, vol. 7, pp. 421-425, 2011.
- [118] D. Lin and P. Zhou, "An improved dynamic model for the simulation of three-phase induction motors with deep rotor bars," in *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2008, pp. 3810-3814.
- [119] J. A. Ferreira, "Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 9, 1994.
- [120] M. Jecmenica, D. Sobic, and M. Terzic, "Estimation of deep-bar induction motor rotor parameters using heuristic methods of optimization," presented at the Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MedPower 2016), Belgrade, 2016.
- [121] M. Centner and U. Schafer, "Optimized Design of High-Speed Induction Motors in Respect of the Electrical Steel Grade," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 288-295, January 2010.
- [122] Đ. Kalić and R. Radosavljević, *Transformatori: Zavod za udžbenike i nastavna sredstva*, Beograd, 2001.
- [123] L. O. Chua and K. A. Stromsmoe, "Lumped-circuit models for nonlinear inductors exhibiting hysteresis loops," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-17, pp. 564-574, 1970.
- [124] M. Ranta, M. Hinkkanen, E. Džala, A. K. Repo, and J. Luomi, "Inclusion of hysteresis and eddy current losses in dynamic induction machine models," presented at the IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Miami, Florida, 2009.

- [125] I. Subotic, E. Levi, M. Jones, and D. Graovac, "An integrated battery charger for EVs based on an asymmetrical six-phase machine," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 7244-7249.
- [126] M. Terzic and B. Brkovic, "Comparison between six-phase and three-phase high-speed drag-cup induction motor in terms of cup losses," presented at the 5th International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications EFEA 2018, Rome, Italy, 2018.
- [127] D. W. Novotny and S. A. Nasar, "High frequency losses in induction motors, part 2," Wisconsin University, Madison. Dept. of Electrical and Computer Engineering 1991.
- [128] A. Maroteaux, "Study of analytical models for harmonic losses calculations in traction induction motors," Master Thesis, Department of Electric Power and energy Systems, KTH Institute of Technology, School of Electrical Engineering, Stockholm, Sweden, 2016.
- [129] C. T. Su and C. S. Le, "Network Reconfiguration of Distribution Systems Using Improved Mixed-Integer Hybrid Differential Evolution," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, pp. 1022-1027, July 2003.
- [130] H. Abdolreza, "Black hole: A new heuristic optimization approach for data clustering," *Information Sciences*, vol. 222, pp. 175-184, Feb 2013.
- [131] S. Mirjalili, S. M. Mirjalili, and A. Lewis, "Grey Wolf Optimizer," *Advances in Engineering Software*, vol. 69, pp. 46-61, March 2014.

Списак слика

Сл. 1.1 Скица вишефазног електромоторног погона	3
Сл. 2.1 Симетрично формиран статорски намотај шестофазне машине	10
Сл. 2.2 Асиметрично формиран статорски намотај шестофазне машине	10
Сл. 2.3 Распоред намотаја унутар жлебова под једним паром полова 6ФАМ без скраћења и са скраћењем навојног корака.....	14
Сл. 2.4 Алгоритамски приказ методологије пројектовања трофазних машина	20
Сл. 2.5 Развијена шема статорског намотаја 6ФАМ	23
Сл. 3.1 Шематски приказ намотаја статора и ротора 6ФАМ	26
Сл. 3.2 Оријентација намотаја 6ФАМ у односу на d-q осу	29
Сл. 4.1 Карактеристика празног хода	37
Сл. 4.2 Еквивалентно магнетско коло једног жлеба статора 6ФАМ.....	43
Сл. 4.3 Дистрибуција d-q и x-y компоненте МПС статора анализирани 6ФАМ....	48
Сл. 4.4 Дистрибуција фундаменталне компоненте магнетске индукције и x-y компоненте МПС петог хармоника за различите вредности фазног помераја	48
Сл. 4.5 Вредности густине флуksа за $\hat{B}_\delta = 0,9 \text{ T}$ и $\varphi_{xy} = 90^\circ$ (аналитички модел)	50
Сл. 4.6 Вредности релуктанси за $\hat{B}_\delta = 0,9 \text{ T}$ и $\varphi_{xy} = 90^\circ$ (аналитички модел).....	50
Сл. 4.7 Вредности релативног магнетског напона јарма статора у функцији фазног помераја (аналитички модел)	51
Сл. 5.1 Попречни пресек машине за одређивање расподеле поља.....	56
Сл. 5.2 В-Н карактеристика магнетског лима М-19.....	57
Сл. 5.3 Генерисана мрежа коначних елемената 6ФАМ.....	59
Сл. 5.4 Расподела поља за дефинисани домен 6ФАМ (сценарио 1).....	61
Сл. 5.5 Расподела поља за дефинисани домен 6ФАМ (сценарио 2).....	61
Сл. 5.6 Расподела поља за дефинисани домен 6ФАМ (сценарио 3).....	61
Сл. 5.7 Интензитет вектора густине флуksа јарма статора добијен употребом FEA за вредности: а) $\hat{B}_\delta = 0,4 \text{ T}$, $\varphi_{xy} = 270^\circ$, б) $\hat{B}_\delta = 0,9 \text{ T}$, $\varphi_{xy} = 270^\circ$, в) $\hat{B}_\delta = 0,4 \text{ T}$, $\varphi_{xy} = 90^\circ$, г) $\hat{B}_\delta = 0,9 \text{ T}$, $\varphi_{xy} = 90^\circ$	63
Сл. 5.8 Релативне вредности магнетског напона јарма статора у функцији фазног помераја φ_{xy} за различите вредности амплитуде \hat{B}_δ (при FEA).....	64
Сл. 6.1 Фотографија формирања статорског намотаја 6ФАМ.....	66
Сл. 6.2 Блок схема експерименталне поставке.....	67

Сл. 6.3 Шема веза 6ФАМ и шестофазног инвертора	69
Сл. 6.4 Формирани шестофазни инвертор	69
Сл. 6.5 Шема веза управљачких крајева DSP-а и крајева формираног шестофазног инвертора.....	70
Сл. 6.6 Развојна DSP картица TI Peripheral Explorer	71
Сл. 6.7 Реализација напајања 6ФАМ у <i>Matlab/Simulink Embedded Coding</i> програмском окружењу	73
Сл. 6.8 Изглед целокупне експерименталне поставке	74
Сл. 6.9 Фотографија постављеног тест навојка по површини жлеба 6ФАМ	77
Сл. 6.10 Снимљени таласни облик индуковане ЕМС тест навојка у међугвожђу (режим 1, 600 Vdc)	77
Сл. 6.11 Снимљени таласни облици фазних струја при 300 Vdc за а) режим 1, б) режим 2, в) режим 3	81
Сл. 6.12 Снимљени таласни облици фазних струја при 600 Vdc за а) режим 1, б) режим 2, в) режим 3	82
Сл. 6.13 Поређење таласних облика струје фазе a_1 у режиму 3 и збира струја у режимима 1 и 2 за а) незасићен случај (300 V), б) засићен случај (600 V).....	84
Сл. 6.14 Поређење таласних облика струје магнећења у режиму 3 са збиром струја режима 1 и 2 за а) незасићен случај (300 Vdc), б) засићен случај (600 Vdc).....	86
Сл. 6.15 Поређење таласних облика x компоненте струје у режиму 3 са збиром струја режима 1 и 2 за а) незасићен случај (300 Vdc), б) засићен случај (600 Vdc)	88
Сл. 7.1 Формирање новог намотаја и магнетског кола статора 6ФАМ	99
Сл. 7.2 Садржај виших хармоника МПС за различите топологије намотаја 6ФАМ.....	102
Сл. 7.3 Појединачни губици у штаповима ротора за различите топологије намотаја 6ФАМ.....	103
Сл. 7.4 Појединачни губици у магнетском колу ротора за различите топологије намотаја 6ФАМ.....	103
Сл. 7.5 Приказ линија поља хармоника 17. реда (лево) и 35. реда (десно) испитиваног намотаја 6ФАМ	105
Сл. 7.6 Угаоне позиције штапова ротора у односу на (а) 11, (б) 13. хармоник МПС	106
Сл. 7.7 Расподела МПС статора и ротора за (а) 11, (б) 13. просторни хармоник.....	108
Сл. 7.8 Просторни хармоници МПС роторског кавеза индуковани услед (а) 11, (б) 13. просторног хармоника МПС статора (изражени у % доминантног хармоника).....	109

Сл. 7.9 Струје роторских штапова индуковане услед (а) 11, (б) 13. хармоника МПС статора, добијене применом аналитичког поступка и FEM-а.....	110
Сл. 8.1 Блок дијаграм процеса оптималног пројектовања намотаја статора 6ФАМ.....	114

Списак табела

Таб. 2.1 Подаци испитиване бФАМ.....	24
Таб. 5.1 Карактеристике материјала секција бФАМ.....	57
Таб. 6.1 Напони претварача у експерименту	70
Таб. 6.2 Вредности фундаменталне ЕМС тест навојка и густине флукса у међугвожђу.....	78
Таб. 6.3 Коришћени напони у експериментима	79
Таб. 7.1 Укупни површински губици у ротору за различите топологије намотаја	104

БИОГРАФИЈА АУТОРА

Милош Јечменица рођен је 8.7.1984. године у Ужицу. Основну школу и гимназију је завршио у Ивањици. Електротехнички факултет у Београду уписао је 2003. године. Дипломирао је 2008. године на смеру Енергетски претварачи и погони, Одсек за енергетику, са просечном оценом у току студија 8,64. Исте године уписује мастер студије на модулу Енергетски претварачи и погони, које завршава 2010. године, са просечном оценом 9,17. Докторске студије уписује 2010. године на Електротехничком факултету у Београду. Успешно је положио све испите предвиђене наставним планом и програмом докторских студија са просечном оценом 10.

Од 15.11.2011. године запослен је на Електротехничком факултету Универзитета у Београду, на Катедри за енергетске претвараче и погоне, у звању асистента, и поново изабран у исто звање 1.3.2015. године. Ангажован је на рачунским и лабораторијским вежбама на основним и мастер студијама из неколико предмета: Асинхроне машине, Синхроне машине, Испитивање електричних машина и Пројектовање фотонапонских система. Ангажован је на пројекту Министарства науке и технолошког развоја.

Пре ангажовања на Електротехничком факултету стекао је три године стажа и радног искуства радећи у струци где је учествовао и руководио израдом различитих пројеката из области индустријских енергетских инсталација ниског и средњег напона, аутоматике и електромоторних погона. Члан је Инжењерске коморе Србије. Има положен стручни испит из електротехнике, поседује лиценце одговорног пројектанта и одговорног извођача електроенергетских и телекомуникационих инсталација, као и лиценцу одговорног пројектанта из области електромоторних погона. Има положен стручни испит и лиценцу за област енергетске ефикасности зграда.

Током докторских студија објавио је два рада у истакнутим међународним часописима са SCI листе, више радова на међународним и домаћим конференцијама и један рад у домаћем часопису.

Активно се служи енглеским језиком.

ИЗЈАВА О АУТОРСТВУ

Потписани: Милош М. Јечменица

Број уписа: 5052/2010

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

**Методологија оптималног пројектовања статорског намотаја шестофазних
машина уз уважавање фреквенцијске зависности параметара и магнетског
засићења**

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

Потпис докторанда



У Београду, 28.03.2019.

**ИЗЈАВА О ИСТОВЕТНОСТИ ШТАМПАНЕ И ЕЛЕКТРОНСКЕ ВЕРЗИЈЕ
ДОКТОРСКЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ**

Име и презиме аутора: Милош М. Јечменица

Број уписа: 5052/2010

Студијски програм: Електротехника и рачунарство

Наслов рада: Методологија оптималног пројектовања статорског намотаја шестофазних машина уз уважавање фреквенцијске зависности параметара и магнетског засићења

Ментор: др Зоран Лазаревић, редовни професор

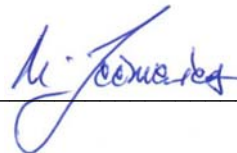
Потписани: Милош М. Јечменица

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

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

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

Потпис докторанда



У Београду, 28.03.2019.

ИЗЈАВА О КОРИШЋЕЊУ

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

Методологија оптималног пројектовања статорског намотаја шестофазних машина уз уважавање фреквенцијске зависности параметара и магнетског засићења

која је моје ауторско дело.

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

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

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

У Београду, 28.03.2019.

Потпис докторанда

