

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ  
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Младен В. Терзић

**ПРОЈЕКТОВАЊЕ АСИНХРОНИХ МАШИНА СА  
МАЛОМ ИНЕРЦИЈОМ И ВЕЛИКОМ  
БРЗИНОМ ОБРТАЊА**

докторска дисертација

Београд, 2015

UNIVERSITY OF BELGRADE  
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING

Mladen V. Terzić

**DESIGN OF HIGH SPEED, LOW INERTIA  
INDUCTION MACHINES**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2015



**Ментор:**

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

**Чланови комисије:**

Др Зоран Лазаревић, редовни професор, Електротехнички факултет у Београду

Др Жарко Јанда, научни сарадник, Електротехнички Институт Никола Тесла

Др Бранко Колунџија, редовни професор, Електротехнички факултет у Београду

Др Жељко Деспотовић, виши научни сарадник, Институт Михаило Пупин

Наслов докторске дисертације:

**Пројектовање асинхроних машина са малом инерцијом и великом брзином обртања**

**РЕЗИМЕ**

Главни циљ овог рада је развој новог приступа пројектовању и оптимизацији асинхроних машина мале инерције и велике брзине обртања. У раду су детаљно размотрене постојеће концепције ротора асинхроних машина са малом инерцијом од којих је издвојен концепт чашастиг ротора због своје једноставности и јако мале инерције. Затим је анализиран утицај повишених учестаности напајања високобрзинских машина на избор материјала и процедуру пројектовања намотаја статора. Предложена је модификована процедура за пројектовање статора која резултује геометријом која задовољава сва улазна ограничења и специфичности високобрзинских машина. Посебна пажња у раду је посвећена моделовању и оптимизацији чашастиг ротора у циљу добијања геометрије која резултује максималним степеном искоришћења снаге машине. У сврху анализе рада мотора и могућности за оптимизацију чаше коришћен је прилагођени аналитички модел који не узима у обзир површински ефекат у ротору. Резултат анализе су улазна ограничења за процес оптимизације у 2D FEM софтверу. На основу резултата 2D FEM симулација добијена је оптимална геометрија ротора која је затим верификована кроз неколико 3D FEM симулација. Поређењем је потврђена валидност оптимизације у 2D FEM и добијени одговарајући корекциони фактори. Рад такође обрађује и утицај материјала роторске чаше на перформансе мотора и оптималну геометрију ротора. Посебан део рада је посвећен анализи термичких и механичких аспеката чашастиг ротора где се разматра практична применљивост предложеног решења. Последњи део рада описује поступак формирања експерименталне поставке која је искоришћена за валидацију предложеног приступа пројектовању и оптимизацији ротора. У оквиру овог дела обрађен је и поступак пројектовања шестофазног намотаја и дата је кратка анализа погодности његове примене уместо трофазног. Модификацијом конвенционалног мрежно напајаног асинхроног мотора добијен је шестофазни асинхрони мотор са чашастим ротором чије су главне димензије одређене предложеним процесом оптимизације. Мотор је затим испитан у празном ходу и под оптерећењем за

различите варијанте трофазног и шестофазног напајања, а добијене карактеристике су упоређене са резултатима симулација чиме је извршена верификација процедуре пројектовања и оптимизације асинхроног мотора са чашастим ротором.

**Кључне речи:** високобрзинске асинхроне машине, електрична возила, пројектовање, оптимизација, мала инерција, чашасти ротор, метода коначних елемената

**Научна област:** Електротехника

**Ужа научна област:** Електричне машине

**УДК број:**

The title of doctoral dissertation:

**Design of High Speed, Low Inertia Induction Machines**

**ABSTRACT**

The aim of this work is to present the new design and optimization procedure for high speed asynchronous machines with very low rotor inertia. The work contains an overview of different rotor concepts for high speed asynchronous machines. From the found solutions, drag-cup rotor is distinguished as a concept with simple construction and very low inertia. After that, the impact of high supply frequency in high speed machines on materials selection and winding design procedure is investigated. Modified procedure for stator design is proposed which results with geometry which satisfies all input limitations and specific issues of high speed electrical machines. The main attention is paid to modeling and optimization of drag-cup rotor as very specific structure in order to find the optimal design which results with maximum degree of efficiency of machine in defined operation regime. For the purpose of analysis of motor characteristics and its potential for optimization the analytical model for drag-cup machine is adopted which doesn't take into account only the skin effect in drag-cup. The main results of this analysis are the input boundaries for optimization procedure in 2D FEM software. The results of 2D FEM simulations are the optimized rotor geometry which was then verified with few 3D simulations. Comparison of the results verifies the validity of the 2D optimization procedure and gives the necessary correction factors. The work also deals with impact of drag-cup rotor material on machine performance and optimal geometry of the rotor. Special part of the work is dedicated to analysis of thermal and mechanical aspects of drag-cup rotor design with the main accent to the applicability of proposed rotor concept for high speed applications. The last part of the work describes the development of experimental setup which is used for verification of proposed design and optimization procedure. This part also contains the description of design procedure for asymmetrical six phase stator winding which emphasizes its advantages over the three phase winding. Prototype of six phase drag-cup motor is built by modification of conventional asynchronous motor. Main dimensions of drag-cup rotor for the prototype are determined with proposed optimization procedure. The motor is then tested in no-load and on-load conditions. Obtained motor characteristics are

compared with the simulation results and in that way proposed design and optimization procedure for high speed drag-cup asynchronous machine is verified.

**Keywords:** high speed induction machines, electrical vehicles, design, optimization, low inertia, drag-cup rotor, finite element method

**Scientific area:** Electrical engineering

**Specific scientific field:** Electrical machines

**UDK number:**

## САДРЖАЈ

САДРЖАЈ.....	1
1 УВОД.....	5
1.1 Потреба за високобрзинским машинама .....	5
1.2 Високобрзинске асинхроне машине и потреба за малом инерцијом.....	7
1.3 Постојећа решења асинхроних машина са малом инерцијом .....	11
1.4 Предмет истраживања и методологија .....	14
1.5 Главни циљеви истраживања и очекивани научни допринос .....	16
1.6 Структура докторског рада.....	17
2 ПОСТУПАК ПРОЈЕКТОВАЊА ВИСОКОБРЗИНСКОГ АСИНХРОНОГ МОТОРА СА ЧАШАСТИМ РОТОРОМ.....	21
2.1 Основне карактеристике KERS апликације .....	21
2.1.1 Основни делови KERS и постојећи системи .....	21
2.1.2 Карактеристике погонске машине у KERS.....	24
2.1.3 Циклус рада KERS машине .....	26
2.1.4 Улазни параметри и ограничења за процес пројектовања .....	27
2.2 Аналитички приступ пројектовању статора.....	28
2.2.1 Пројектовање статорског намотаја .....	29
2.2.2 Одређивање броја проводника и димензија статора и роторског магнетског кола .....	37
2.2.3 Површински ефекат и ефекат близине у статорским проводницима и еквивалентна фазна отпорност .....	43
2.2.4 Губици у магнетском колу и избор типа магнетског лима .....	49
2.2.5 Индуктивност магнећења .....	56
2.2.6 Индуктивности расипања статорског намотаја .....	58
2.3 Аналитичко одређивање параметара роторске чаше и заменска шема машине .....	62
2.3.1 Аналитичке релације за прорачун роторских параметара.....	63
2.3.2 Заменска шема чашастиг АМ .....	72
2.4 Утицај промене геометрије и материјала роторске чаше .....	75
2.4.1 Промена ширине унутрашњег зазора $d_1$ .....	76

2.4.2	Промена дебљине роторске чаше $d_\varepsilon$ .....	81
2.4.3	Промена ширине спољашњег ваздушног зазора $d_2$ .....	84
2.4.4	Промена материјала роторске чаше.....	87
2.4.5	Промена дужине роторске чаше .....	90
2.4.6	Утицај поклопца са једне стране чаше .....	92
3	МОДЕЛОВАЊЕ АМ У FEM СОФТВЕРУ И ОПТИМИЗАЦИЈА РОТОРСКИХ ПАРАМЕТАРА.....	95
3.1	Опис FEM методе и формирање 2D модела чашастог АМ .....	95
3.1.1	Формирање геометрије .....	96
3.1.2	Особине материјала.....	97
3.1.3	Дефинисање граничних услова .....	98
3.1.4	Дефинисање мреже коначних елемената .....	99
3.1.5	Прорачун поља.....	100
3.1.6	Прорачун губитака у магнетском колу .....	101
3.1.7	Прорачун момента.....	101
3.1.8	Прорачун губитака у чаши и статорском намотају.....	102
3.1.9	Екстерно коло .....	102
3.1.10	Параметри симулације и план оптимизације.....	103
3.1.11	Губици услед фрикције ваздуха .....	104
3.2	Резултати 2D симулација и процеса оптимизације .....	105
3.2.1	Промена параметра $d_1$ .....	106
3.2.2	Промена параметра $d_\varepsilon$ .....	108
3.2.3	Промена параметра $d_2$ .....	110
3.2.4	Оптимално решење .....	112
3.3	Формирање 3D модела и резултати симулација.....	113
3.3.1	Формирање 3D модела.....	113
3.3.2	Резултати 3D симулација.....	114
3.4	Утицај материјала чаше на оптималне вредности роторских параметара... ..	117
3.4.1	Легура алуминијума Al 7075 T6.....	117
3.4.2	Берилијум-бакар (Br-Cu).....	119
3.4.3	Поређење перформанси мотора и резултата оптимизације .....	120

4	АНАЛИЗА ТЕРМИЧКИХ И МЕХАНИЧКИХ КАРАКТЕРИСТИКА ЧАШАСТОГ АМ.....	123
4.1	Термичке карактеристике .....	124
4.1.1	Расподела губитака у машини.....	124
4.1.2	Пренос топлоте у машини и максималне температуре.....	125
4.2	Механичке карактеристике ротора .....	128
4.2.1	Центрифугалне силе.....	129
4.2.2	Торзија.....	131
4.2.3	Термичко ширење.....	132
4.2.4	Критичне брзине.....	134
4.2.5	Ослањање ротора.....	135
4.3	Закључци анализе термичких и механичких карактеристика.....	137
5	ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА.....	139
5.1	Параметри полазног мотора.....	139
5.2	Пројектовање шестофазног намотаја.....	143
5.3	Начини напајања шестофазног намотаја.....	149
5.3.1	Напајање две засебне трофазне звезде .....	149
5.3.2	Трофазно напајање .....	151
5.4	Оптимизација роторске чаше .....	153
5.4.1	Формирање FEM модела.....	153
5.4.2	Резултати оптимизације.....	155
5.4.3	Практична реализација ротора.....	159
5.5	Претварач за напајање, управљачки и мерни систем.....	160
5.5.1	Опис претварача <i>DBM03</i> .....	160
5.5.2	Преправке у претварачу и остатак управљачког кола.....	164
5.5.3	Испитна станица Leroy Somer .....	166
5.5.4	Целокупни мерни и управљачки систем .....	167
5.6	Управљачки програм за DSP TMS320 F28335.....	168
5.6.1	$U/f$ управљање.....	168
5.6.2	Компензација мртвог времена и пада напона у IGBT.....	170
5.6.3	Управљачки алгоритам .....	172
5.7	План мерења и резултати.....	175



5.7.1	Трофазна мерења .....	175
5.7.2	Шестофазна мерења .....	180
5.7.3	Поређење перформанси при различитим напајањима.....	188
6	ЗАКЉУЧАК.....	192
	РЕФЕРЕНЦЕ.....	197
	ПРИЛОГ - Изворни код С програма за DSP TMS320 F28335 за потребе $U/f$ регулације шестофазног АМ .....	204
	БИОГРАФИЈА АУТОРА.....	211

# 1 УВОД

## 1.1 Потреба за високобрзинским машинама

Савремене електричне машине се користе у индустријским роботима, процесној индустрији, електричним возилима, алатима, кућним апаратима као и у улози генератора у конвенционалним и алтернативним изворима електричне енергије [1], [2], [3], [4], [5]. Убрзан развој уређаја енергетске електронике омогућио је примену електричних машина у великом броју апликација где је потребан рад са променљивом брзином обртања у широком опсегу фреквенција напајања. Овако разноврсна употреба електричних машина намеће велики број захтева при њиховом пројектовању који зависе од примене саме машине али и од бројних других фактора као што су економски и еколошки. Због тога се пред пројектанте електричних машина у новије време поставља тежак задатак постизања оптималног дизајна задовољавањем великог броја опречних услова, а све у светлу повећаних захтева за енергетском ефикасношћу [6]. Поред смањења губитака, енергетска ефикасност се постиже и смањењем утрошка гвожђа, бакра и алуминијума који су потребни за градњу електричних машина, и чија производња ангажује значајне износе електричне енергије.

Значајан број нових примена електричних машина је повезан са великим брзинама обртања што је последњих година довело до повећања обима истраживања у области високобрзинских машина. Потреба за великом брзином обртања скопчана је са природом рада многих индустријских система као што су компресори, пумпе, алатне машине, центрифугалне машине итд. [7], [8]. Ефикасност пумпи и компресора расте са повећањем брзине обртања. Код погона вретена степен одношења материјала је већи при већим брзинама обртања. Електрични генератори у склопу са гасним турбинама и микротурбинама, треба да се обрћу брзинама од више десетина хиљада обртаја у минути [9]. Електрични мотори за велике брзине обртања се све чешће користе и у електричним возилима [10]. У електромеханичким системима за рекуперацију енергије кочења код спортских и комерцијалних аутомобила (*Kinetic Energy Recovery System-KERS*) користе се електричне машине које у интервалима од неколико секунди треба да раде са снагом од неколико десетина киловата [3], [11]. Током релативно кратких

интервала електричног кочења возила, електрична машина ради као генератор и преноси енергију у акумулатор или неки други медијум за складиштење енергије као што је механички замајац, суперкондензатор или гориве ћелије [12], [13]. Добијена енергија се користи у фазама убрзања. Ради постизања малих димензија и тежине, електричне машине се уграђују у конструкцију мењача и спрежу тако да раде са релативно малим моментима и великим брзинама обртања [3]. У свим применама електричних машина где постоји механички преносник, постоји могућност да се у фази пројектовања одреде однос преносника и брзина обртања машине тако да укупна тежина система буде смањена, а ефикасност максимизирана. Брзина обртања и моменат механичког оптерећења су најчешће задати. Брзина обртања и моменат електричне машине зависе од одабраног преносног односа механичког преносника. Будући да су димензије електричне машине одређене електромагнетским моментом, преносни однос се може одредити тако да електрична машина развија потребну снагу при већим брзинама и мањим вредностима момента, што значајно смањује њену тежину и величину, а тиме и утрошак материјала за израду машине. Ипак, радне брзине најчешће не прелазе 20 – 30 хиљада об/мин код машина у возилима [10], стога што би веће брзине наметале неуобичајена и скупа решења лежајева и механичке конструкције машине.

Основни критеријум за поделу машина за наизменичну струју на високобрзинске и нискобрзинске, јесте фреквенција напајања. Код савремених високобрзинских машина основна фреквенција струје и флуksа достиже 1-2 kHz [14]. У случају четворополне асинхроне машине ова фреквенција резултује брзином од 30-60 хиљада о/мин. Ове брзине обртања скопчане су са низом проблема који се јављају при пројектовању високобрзинске машине, а који нису изражени код стандардних мрежно напајаних машина (50 или 60 Hz). Првенствено, већа учестаност напајања доводи до значајног увећања еквивалентне отпорности намотаја услед израженог површинског ефекта, чиме се увећавају и губици у бакру [15]. Поред тога, значајно се увећавају и губици услед хистерезиса и вихорних струја у феромагнетским материјалима од којих се граде магнетска кола машине [14], [15], [16]. Зато је при пројектовању, изради и коришћењу машина за велике брзине потребно проучити, контролисати и

ограничити губитке у гвожђу и губитке услед површинског ефекта у намотајима. Такође, постоји низ проблема механичке природе као што су повећани губици услед фрикције и вентилације, динамичка стабилност вратила и с'тим у вези критичне брзине које се морају избећи, затим торзија вратила и угибање код дужих машина итд. [14]. Велики проблем високобрзинских машина је и већа густина снаге губитака и проблем одвођења топлоте који намеће употребу специјалних расхладних система [5].

Сви наведени проблеми довели су до потребе за проналажењем нових приступа пројектовању високобрзинских машина, који ће омогућити постизање оптималног дизајна у погледу сва три аспекта: електромагнетског, механичког и термичког [16], [17]. Све је заступљенија и употреба савремених рачунарских алата за дизајн и оптимизацију машина који су базирани на принципу нумеричког прорачуна магнетног поља у машини [18], [19]. Овим се значајно убрзава и поједностављује процес пројектовања и смањује потреба за градњом већег броја прототипова. Међутим, основу пројектовања и даље чине аналитичке релације и претпоставке које доводе до почетног дизајна чија се оптимизација даље врши применом наведених напредних алата.

## **1.2 Високобрзинске асинхроне машине и потреба за малом инерцијом**

У високобрзинским апликацијама заступљени су сви главни типови машина, а то су: асинхроне машине (АМ), синхроне машине са сталним магнетима (СМСМ) и прекидачке релуктантне машине (ПРМ). У табели 1.1 дат је преглед неких високобрзинских машина са одговарајућим брзинама и снагама [14]. Табела 1.2 приказује неке од произвођача високобрзинских машина као и опсеге снага и брзина за које се производе [14]. Из датих табела се може закључити да су најзаступљеније машине на пољу великих брзина синхроне машине са сталним магнетима и асинхроне машине. При томе АМ доминирају у опсегу средњих и високих брзина и снага као што је наведено и у [16]. Разлог за широку примену АМ је њихова механичка робусност и једноставна конструкција. Прикладне су за апликације у којима машина радећи у празном ходу при великој брзини има нагла краткотрајна оптерећења као што је случај у KERS. Такође, за разлику од СМСМ, АМ могу да раде у празном ходу при великим брзинама, а да при томе имају јако

мале губитке који подразумевају само губитке услед фрикције и вентилације. Код СМСМ јаке центрифугалне силе које делују на магнете при великим брзинама угрожавају механичку компактност ротора. Због тога се морају употребљавати специјалне конструкције ротора СМСМ (нпр. стезни обручеви око магнета) како би се појачала механичка чврстоћа ротора [20]. Проблем СМСМ представља и велика осетљивост карактеристика магнета на промену температуре која зависи од губитака у самим магнетима. Губици у магнетима су углавном површински и узроковани су вишим хармоницима индукције у зазору чија се учестаност увећава при великим брзинама па услед тога расту и губици који доводе по повећаног загревања СМСМ [21]. Наведени проблеми не постоје код АМ што фаворизује њихову примену у високобрзинским апликацијама.

*Табела 1.1 – Преглед неких високобрзинских машина за разне апликације (преузето из [14])*

Снага [kW]	Брзина [ob/min]	Тип мотора	Референца:
41000	3750	Синхрони мотор	Rama (1997), компресор гаса
38000	4200	Синхрони мотор	Kleiner (2001), компресор гаса
13000	6400	Синхрони мотор	Steimer (1988), примена у петрохемији
11400	6500	Синхрони мотор	Lawrence (1988), компресор гаса
10000	12000	АМ са пуним ротором и кавезом	Ahrens (2002), прототип
9660	8000	АМ стандардни	Rama (1997), компресор гаса
9000	5600	Синхрони мотор	Khan (1989), погон пумпе
6900	14700	АМ са ламинираним ротором	McBride (2000), компресор гаса
6000	10000	АМ са ламинираним ротором	Gilon (1991), компресор гаса
5220	5500	АМ са пуним ротором и кавезом	LaGrone (1992), компресор гаса
2610	11000	АМ са пуним ротором и кавезом	Wood (1997), компресор
2300	15600	АМ са пуним ротором и кавезом	Odegard (1996), компресор гаса
2265	12000	АМ стандардни	Rama (1997), погон пумпе
2000	20000	АМ стандардни	Graham (1993), компресор гаса
1700	6400	АМ стандардни	Mertens (2000), компресор
270	16200	АМ са ламинираним ротором	Joksimovic (2004), компресор

250	8400	АМ са пуним ротором и ивичним прстеновима	Hupunen (1998), вентилатор
200	12000	АМ са пуним ротором и кавезом	Ikeda (1990), прототип
131	70000	СМСМ	Бае (2003), микротурбина
110	70000	СМСМ	Aglen (2003), микротурбина
65	30500	АМ са пуним ротором и омотачем АМ са пуним ротором и кавезом АМ са ламинираним ротором	Lahteenmaki (2002), прототипови
62	100000	АМ са пуним ротором и омотачем	Jokinen (1997), прототип
60	60000	АМ са пуним ротором и омотачем	Lahteenmaki (2002), прототипови
45	92500	АМ стандардни	Mekhiche (1999), тирбо-пуњач
40	40000	СМСМ	Binder (2004), прототип
30	24000	СМСМ	Lu (2000), прототип
22	47000	СМСМ	Mekhiche (1999), погон климе
21	47000	АМ са ламинираним ротором	Soong (2000), компресор климе
18	13500	АМ са пуним ротором и кавезом	Pyrhonen (1996), млин
12	13500	АМ са пуним ротором АМ са пуним ротором са жлебовима	Pyrhonen (1996), млин
11	56500	АМ са ламинираним ротором	Kim (2001), компресор

Табела 1.2 – Произвођачи високобрзинских машина са опсезима брзина и снага (преузето из [14])

Снага [kW]	Брзина [ob/min]	Тип мотора	Произвођач:
1000-25000	6000-18800	АМ	Alstom
30-1500	20000-90000	ПРМ са канџастим ротором	Alstom
500-20000	3600-20000	АМ	ASIRobicon
100-1500	6000-15000	АМ	Rotatek Finland
100-730	3600-14000	АМ	ABB
100-400	3600-9000	АМ	Schorch
40-400	10000-70000	СМСМ	S2M
50-2000	20000-50000	СМСМ	Calnetix
20-450	5500-40000	СМСМ	Reuland Electric
3.7-100	3000-12000	АМ	Siemens
1-150	до 25000	ПРМ	SR Drives
1-20	до 15000	ПРМ	Rocky Mountain Inc.

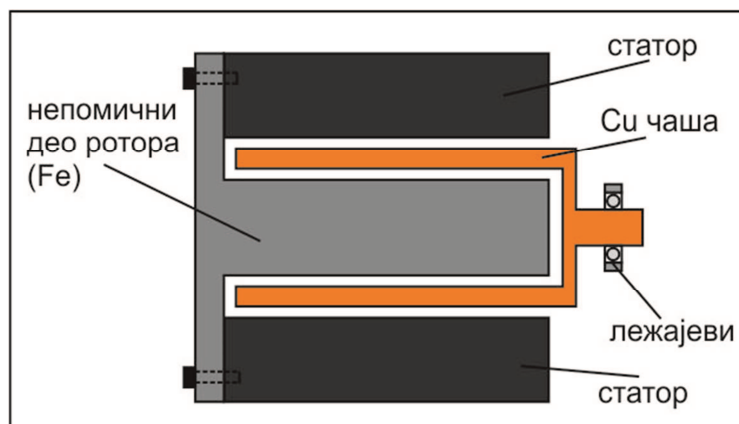
До сада су пројектовани разни типови АМ за високобрзинске апликације: кавезни АМ [22], АМ са ротором од пуног челика [14], [23], [24], АМ са ротором од пуног челика и бакарним омотачем [17], [25] итд. Наведени типови мотора се углавном користе у компресорима, пумпама и погонима вретена и индустријских млинова где се захтева велика механичка робусност ротора због великих брзина и истовремено великих обртних момената. Опсег брзина у наведеним апликацијама може се видети у табели 1.1. Поређење разних структура ротора АМ које су прикладне за велике брзине обртања приказано је у [26].

Све чешће се користе и АМ са већим бројем фаза [27], [28] и то: шестофазни [29], [30], седмофазни [31], [32], деветофазни АМ [33]. Ово је посебно значајно у апликацијама где потребна велика безбедност при раду као што је случај са високобрзинским апликацијама. Наиме, отказ једне од фаза у мотору који има преко три фазе неће претерано угрозити преостале фазе и мотор ће наставити да ради са приближно истим карактеристикама не угрожавајући безбедност целог система. Такође, показује се да употреба већег броја фаза повећава густину снаге мотора што је од интереса у апликацијама где је мала тежина један од главних критеријума при пројектовању.

Све горе наведене типове АМ карактерише велика инерција обртних делова због мање-више класичне конструкције ротора што може представљати озбиљан проблем у извесним апликацијама. Кинетичка енергија ротора зависи од квадрата брзине обртања. У случају да обртни делови имају значајну инерцију, кинетичка енергија машине за велике брзине може бити тако велика да би њено неконтролисано ослобађање представљало велику опасност. Зато је градњу машина за велике брзине потребно засновати тако да њихова инерција буде што мања. Посебно када је реч о машинама у електричним возилима и мини гасним турбинама у кућној примени. Убрзање и кочење електричне машине за велике брзине је такође значајно дуже од времена које се сусреће код конвенционалних машина. Смањењем инерције се остварују разумна времена убрзања и успорења, као и безбедно понашање система у случају механичког квара.

### 1.3 Постојећа решења асинхроних машина са малом инерцијом

Претходно споменуте конструкције ротора АМ које по правилу имају велику инерцију нису прикладне за употребу у апликацијама као што је KERS где постоје интервали краткотрајних убрзања и кочења. Такође, безбедност самог возила је доведено у питање ако у случају механичког квара дође до неконтролисаног ослобађања кинетичке енергије акумулисане у ротору машине. Магнетско коло ротора АМ доприноси смањењу расипања и увећању спреге статорских и роторских струјних кола, чиме се увећава средња и вршна снага електромеханичког претварања. С друге стране, масивно магнетско коло ротора представља главни узрок великог момента инерције због кога се продужава време залетања и ограничава максимална дозвољена брзина обртања. Зато је од значаја проучити алтернативне геометрије магнетског кола ротора које омогућују смањење масе и момента инерције задржавајући при томе задовољавајући коефицијент спреге статорског и роторског намотаја. Механичка конструкција машине може бити решена тако да делови феромагнетика који чине роторско магнетско коло буду учвршћени за механичку потпору статора. Електромагнетски моменат се тада генерише дејством сила на роторска струјна кола која остају спрегнута са вратилом. Роторско магнетско коло тада омогућује усмеравање магнетског флукса и увећава коефицијент спреге, али не доприноси увећању момента инерције. Овакво конструкционо решење ротора АМ се у литератури среће под називом *чашасти ротор* (у англосаксонској литератури као *drag-cup induction motor*). Упростићени приказ овакве структуре мотора дат је на сл. 1.1.



Сл. 1.1 – Упростићени приказ структуре чашастиог АМ



Идеја о оваквој конструкцији ротора у литератури се први пут појављује 1949. у [34] где је примећена потреба за детаљнијом анализом и одређивањем параметара чашастог ротора због његове применљивости у серво системима. Овде се наводи да мотор са чашастим ротором има добар однос момент/инерција што омогућава изузетно добар одзив на промену управљачког момента. У [35] се наглашава да велики проблем при анализи појава у чашастом ротору представљају произвољне струјне путање индукованих струја у металној чаши која се налази у обртном пољу, будући да она има исту проводност у свим правцима. Први покушај да се дође до параметара АМ са чашастим ротором учињен је 1956. у раду [36] у коме су, уз извесна упрошћења, изведене аналитичке формуле за израчунавање роторске отпорности у функцији клизања АМ. Овај рад такође скреће пажњу на основне недостатке оваквог мотора као што су: већа струја магнећења услед већег ваздушног зазора, већи губици у роторској чаши услед виших хармоника индукције у зазору који такође стварају и пулсације покретачког момента итд. Допринос наведеног рада је и упрошћени израз за додатне губитке у чашастом ротору који потичу од виших хармоника магнетске индукције у зазору машине. Пошто ови губици имају значајан удео у укупним губицима, њиховим урачунавањем повећана је тачност изведеног модела.

Након овога је 1957. објављен рад [37] где су обрађене оваква и сличне конструкције ротора АМ које карактерише мала инерција. Следе радови [38], [39] и [40] који обрађују нешто детаљнији модел чашастог АМ сваки полазећи од својих претпоставки и занемарења. Свеобухватнији аналитички прорачун роторских параметара и карактеристика чашастог АМ изведен је у [41] и [42] 1964. године. За разлику од [36] овде није занемарена чињеница да је чаша затворена са једне стране па су тиме добијене нешто тачније карактеристике мотора. Међутим, у оба случаја није узет у обзир површински ефекат у роторској чаши који постаје израженији код виших учестаности напајања и због тога може довести до значајних одступања израчунатих вредности момента од стварних [42]. У раду је такође уведена претпоставка да магнетска индукција у зазору има само радијалну компоненту што такође може довести до извесне грешке у прорачуну као што је и напоменуто у [41].

У свим наведеним истраживањима изведени изрази су примењени за добијање модела АМ за серво апликације или АМ у улози тахогенератора које карактеришу мале снаге и брзине обртања (око 30 W и неколико хиљада об/мин). У току наведених истраживања дошло се до закључка да услед повећаних роторских губитака овај тип мотора има мањи степен искоришћења снаге. Због чињенице да се роторска чаша у магнетском смислу понаша као ваздух, ове машине имају значајно већи ваздушни зазор од стандардних што узрокује већу струју која је потребна за магнећење машине. Проблематичан је и рад оваквог мотора при већим обртним моментима где долази до изражаја мања механичка робусност ротора. Због повећаних губитака у роторској чаши долази и до њеног појачаног загревања које опет може угрозити њена механичка својства. Сви ови разлози су узроковали то да се проучавање и примена овог концепта ротора на неко време напусти бар што се тиче апликација где је потребна већа снага (неколико десетина kW и више). Овај концепт је анализиран и коришћен за примене у контролним и серво апликацијама управо да би се смањила инерција и тиме време одзива [43]. Са увећањем потреба за високобрзинским машинама које имају велику снагу али релативно мали обртни моменат, овај концепт поново постаје актуелан.

АМ са чашастим ротором први пут је употребљен као високобрзински мотор за погон турбомолекуларне пумпе 2006 године што је описано у [44]. Овај мотор је пројектован за брзине до 70 хиљада об/мин али за доста малу снагу, око 150 W. Овде су још једном наглашене добре карактеристике овог концепта, а то су:

- 1) Мала инерција ротора,
- 2) Глатка површина обртних делова и услед тога мањи вентилациони губици,
- 3) Роторско магнетско коло је без жлебова што има две важне последице: једноставнија израда магнетског кола ротора, мања хармонијска изобличења флуksа у ваздушном зазору машине.

У [44] су такође описани и раније споменути проблеми концепта чашастиг ротора али је и наговештено да постоји могућност да се адекватним избором геометријских параметара роторског струјног кола (металне чаше) могу умањити

неки од наведених проблема. Првенствено се мисли на умањење додатних губитака у чаши чиме се повећава степен искоришћења снаге и умањује загревање чаше и на ограничење струје празног хода на прихватљиву вредност.

Главна идеја ове тезе је примена концепта чашастиг ротора у високобрзинским апликацијама где се снаге крећу у опсегу од 50-70kW, а брзине у опсегу 18000-24000 обртаја у минути. Наведени опсег брзина и снага последица је карактеристика KERS апликације за коју би овај мотор првенствено и био намењен. Ова апликација је узета као угледни пример за демонстрацију предложеног приступа пројектовању и оптимизацији чашастиг ротора у циљу побољшања карактеристика чашастиг АМ за примену у високобрзинским апликацијама истих или сличних карактеристика.

#### **1.4 Предмет истраживања и методологија**

Предмет научне расправе у оквиру тезе је пројектовање и оптимизација асинхроних машина за велику брзину обртања, намењених апликацијама где се једновремено тражи велики степен искоришћења снаге и мала инерција.

У оквиру теоријске анализе проучена је методологија пројектовања статора и ротора чашастиг АМ применом аналитичких формула из досадашње праксе пројектовања АМ. Извршена је анализа геометрије магнетског кола, као и анализа феромагнетских материјала који омогућују рад са великим фреквенцијама напајања уз прихватљиве губитке у магнетском колу. Анализа је спроведена за магнетско коло међусобног флукса, који постоји у ваздушном зазору и спреже струјна кола статора и ротора машине, као и за кола статорског и роторског расипног флукса. На основу теоријске анализе начињен је одговарајући модел губитака у магнетским колима, који је примерен потребама оптималног пројектовања асинхроне машине. На основу података из доступне литературе наведен је утицај несинусоидалног напајања на повећање губитака у магнетском колу машине.

У циљу моделовања губитака у струјним колима, извршена је анализа расподеле магнетског поља у жлебовима и зупцима као и површински ефекат у струјним колима статора и ротора. Након тога, предложена су решења за умањење ових губитака, посебно у случају високобрзинских АМ где је наведени ефекат

појачан услед веће фреквенције струја у намотајима. Анализиран је и утицај различитих типова статорског намотаја на таласни облик флукса у ваздушном зазору машине јер се показује да је од изузетне важности за умањење површинских губитака у ротору да његов облик буде што ближи синусном.

Главни део истраживања усмерен је на проблем оптимизације геометрије струјног кола чашастог ротора (металне чаше) и ваздушних зазора у циљу умањења наведених недостатака овог типа ротора. Применом аналитичких израза је показано да постоји оптималан избор наведених параметара који резултује максималним степеном искоришћења снаге. Такође је показано да је правилним избором граничних вредности ових параметара могуће у фази пројектовања ограничити струју магнећења на прихватљиву вредност. Теоријска анализа је такође била усмерена и на процену губитака у роторској чаши, параметара заменске шеме и експлоатационе карактеристике као и на процену утицаја геометрије ротора на наведене параметре. Предмет анализе био је и утицај различитих материјала роторске чаше на одговарајуће карактеристике мотора. Наведена теоријска анализа спроведена је помоћу аналитичког модела чашастог АМ прилагођеног високобрзинским машинама.

Резултат целокупне теоријске анализе су ограничења и улазни параметри за процес оптимизације ротора чашастог АМ за примену у KERS. Оптимизациони критеријум је максимизација степена искоришћења снаге мотора уз задовољавање свих полазних ограничења. Процес оптимизације ротора спроведен је коришћењем програмских алата базираних на примени методе коначних елемената (*Finite Element Method* - FEM). Оптимизација је урађена за неколико различитих материјала који би могли бити употребљени за израду роторске чаше.

Механички и термички аспекти анализирани су коришћењем упрошћених аналитичких релација, а затим и применом FEM програма, а све у циљу да се докаже употребљивост добијеног оптималног дизајна у KERS апликацији. Детаљнији термички и механички прорачуни изискују спрегнуту анализу електромагнетних, механичких и термичких појава у циљу постизања оптималног решења по сва три аспекта. Овакав прорачун излази изван оквира ове тезе и остаје као предмет будућег истраживања у овој области.

Посебна пажња је посвећена пројектовању и употреби вишефазног намотаја у АМ. Рад се конкретно бави пројектовањем шестофазног намотаја који је затим и имплементиран у реалној машини направљеној за потребе експерименталне верификације процеса оптимизације роторске чаше.

Резултати овог рада треба да послуже као основа за нови приступ пројектовању и коришћењу асинхроних машина за велике брзине обртања са малом инерцијом ротора.

## **1.5 Главни циљеви истраживања и очекивани научни допринос**

Циљеви истраживања су:

- (1) Анализа утицаја типова и начина извођења статорског намотаја и материјала за израду магнетског кола на перформансе асинхроних машина за велике брзине обртања.
- (2) Анализа утицаја геометрије магнетског и струјног кола ротора на експлоатациону и транзијентну карактеристику асинхроних машина за велике брзине обртања као и на укупни степен искоришћења снаге мотора.
- (3) Израда новог приступа пројектовању ротора асинхроних машина за велике брзине обртања на бази смањења или елиминације обртних делова магнетског кола.
- (4) Оптимизација струјних кола ротора за велике брзине обртања у условима задате средње и вршне вредности момента.
- (5) Експериментална верификација процеса оптимизације на израђеном прототипу мотора.
- (6) Упоредна анализа решења са различитим материјалима од ког је сачињено роторско струјно коло. Ова анализа обухвата утицај карактеристика материјала на електромагнетне, механичке и термичке карактеристике ротора.
- (7) Анализа механичких и термичких карактеристика добијеног оптималног решења и верификација предложеног приступа пројектовању.

Основни научни доприноси који се очекују од рада на тези су следећи:

- Теоријска анализа основних и секундарних ефеката повећане учестаности напајања на губитке у магнетским и струјним колима асинхроних машина за велике брзине обртања.
- Анализа утицаја феромагнетских материјала на параметре заменског кола асинхроних машина које раде са великим брзинама и великим фреквенцијама напајања. Одређивање заменских кола и модела струјних кола ротора који је начињен од хомогеног комада алуминијума и/или бакра.
- Израда модела губитака који обухвата основне и секундарне ефекте и кључне нелинеарности и који се може применити за интерактивну оптимизацију поступка пројектовања АМ за задате услове рада. Оптимизација струјних кола ротора са циљем да се умањи моменат инерције и очува задовољавајућа вредност коефицијента спреге и степена искоришћења снаге.
- Примена FEM алата у процесу пројектовања и анализе АМ.
- Пројектовање и примена вишефазног намотаја у асинхроним машинама за велике брзине обртања.
- Поређење са досадашњим решењима, критички осврт и анализа ограничења предложеног приступа пројектовању асинхроних машина.

## 1.6 Структура докторског рада

На основу расположиве литературе и података у уводном поглављу је извршена класификација типичних примена асинхроних машина где је од значаја остварити рад са великим брзинама обртања. Дат је преглед карактеристичних вредности снаге, фреквенције напајања и услова рада у карактеристичним применама. Такође, на основу расположиве литературе, приказано је досадашње истраживање на пољу асинхроних машина са малом инерцијом ротора, првенствено дизајна са *чашастим ротором* чији је електромагнетски дизајн и оптимизација главни предмет ове дисертације. Током овог прегледа скренута је пажња на уочене недостатке овог концепта и могућности за његово побољшање.

Друго поглавље започиње прегледом основних карактеристика KERS апликације које диктирају улазне параметре као и разна ограничења у процесу пројектовања. При томе је направљен кратак осврт на моторе који се данас комерцијално употребљавају у оваквој апликацији. Карактеристике једног оваквог мотора, чији су подаци били доступни, искоришћене су као полазна тачка у процесу пројектовања предметног АМ. Затим су на основу референтног дизајна KERS мотора и још неколико машина сличних електромагнетских карактеристика као чашасти АМ прецизно дефинисани улазни параметри и ограничења за процес пројектовања чашасти АМ.

У наставку истог поглавља систематично је приказан принцип аналитичког моделовања и прорачуна основних димензија статора АМ са чашастим ротором на основу задатих улазних параметара и ограничења. Неки од улазних параметара и ограничења су: корисна снага, опсег брзина, инерција ротора, оквирне димензије за смештај машине, максимална струја магнећења, механичка и термичка ограничења итд. Сам процес пројектовања подељен је у неколико целина: пројектовање намотаја, магнетског кола, одређивање оквирних димензија ротора и ваздушних зазора. Засебно су обрађени проблеми моделовања и начини за ограничење губитака у гвожђу и проводницима статора услед површинског ефекта на повишеним учестаностима. Као резултат аналитичког прорачуна добијени су и параметри статора за потребе формирања заменске шеме мотора: фазна отпорност, индуктивности магнећења и расипања као и параметар који моделује губитке у гвожђу машине. Након моделовања статора приказан је аналитички приступ моделовању роторске чаше при чему су наведене усвојене претпоставке и занемарења. Коначан резултат аналитичког прорачуна је комплетна заменска шема чашасти АМ која је искоришћена за одређивање најважнијих карактеристика мотора као што су: механичка карактеристика, струја магнећења, степен искоришћења снаге итд. На овај начин размотрен је и утицај повећања ваздушних зазора и дебљине роторске чаше као и материјала од ког је чаша направљена на перформансе машине. При томе је анализирана тачност и недостаци изведеног аналитичког модела. Спроведена анализа указала је такође и на потребу за оптимизацијом роторске геометрије и могућност постојања оптималног решења које резултује максималним степеном искоришћења снаге

машине у дефинисаном номиналном режиму рада. На крају су дефинисане оквирне вредности ваздушних зазора и дебљине чаше за процес оптимизације коришћењем прецизнијег FEM модела машине.

Треће поглавље обрађује поступак формирања 2D FEM модела и план оптимизације роторске чаше у циљу постизања дизајна са максималним степеном искоришћења снаге. Описано је подешавање параметара симулације у циљу добијања што тачнијег решења. Приказани су најважнији резултати симулација који указују на оптималну комбинацију роторских параметара, а затим и најважнији параметри оптималног решења. Након тога је извршено поређење добијеног решења са полазним аналитички процењеним перформансама мотора. Даље је указано и на недостатке при моделовању овог типа мотора у 2D FEM при чему су наведене могуће грешке које настају занемаривањем треће димензије мотора при моделовању. Да би се квалитативно и квантитативно показао утицај ових грешака, развијен је 3D модел АМ са чашастим ротором и спроведено неколико симулација. На основу резултата дат је предлог за повећање прецизности 2D модела увођењем одговарајућих корекционих фактора. Резултати 3D симулација омогућили су и бољи увид у појаву кружних струја у роторској чаши и ефекта крајева које је немогуће сагледати у 2D.

Предложена процедура пројектовања и оптимизације високобрзинског АМ са чашастим ротором укључује на првом месту електромагнетски прорачун. Приликом пројектовања водило се рачуна да и остали критеријуми, као што су термички и механички, буду задовољени. Током процедуре пројектовања мотора у другом поглављу ови критеријуми нису опширније обрађени. Због тога су они детаљније обрађени у четвртом поглављу заједно са проблемима практичне реализације мотора који из њих проистичу.

Спроведену процедуру дизајна и оптимизације високобрзинског АМ са чашастим ротором која представља главни допринос овог рада, било је потребно на неки начин и експериментално верификовати. У петом поглављу се разматра могућност модификације постојећег АМ за 50Hz и његово прилагођење дизајну високобрзинског АМ са чашастим ротором. У оквиру тога показан је принцип пројектовања шестофазног намотаја за конкретан мотор. Затим је спроведена



слична процедура оптимизације роторске чаше која је прилагођена постојећем реалном мотору. Оптимизација је изведена кроз низ 2D FEM симулација. Након тога спроведен је низ 2D симулација са оптималним дизајном при чему су симулирани експерименти спроведени на реалном прототипу. Циљ је био да се добије што више резултата који ће моћи да се упореде са мерењима.

У наставку петог поглавља описана је експериментална поставка која укључује сам мотор, претварач за његово напајање, давач момента и систем за аквизицију података. Описан је и принцип U/f управљања који је примењен на предметном мотору. Дат је и детаљан опис изведених експеримената са добијеним резултатима. Главни резултати мерења упоређени су са резултатима симулација и при томе су изведени одговарајући закључци.

На крају рада, у оквиру закључног поглавља, сажето су приказани сви важнији резултати истраживања у оквиру дисертације као и доприноси дисертације на пољу пројектовања високобрзинских АМ са малом инерцијом. Изведени су најважнији закључци и на основу њих су дате смернице за даља истраживања у овој области.

## 2 ПОСТУПАК ПРОЈЕКТОВАЊА ВИСОКОБРЗИНСКОГ АСИНХРОНОГ МОТОРА СА ЧАШАСТИМ РОТОРОМ

### 2.1 Основне карактеристике KERS апликације

Тренд електрификације и аутоматизације у савременим аутомобилима, како у онима са бензинским моторима тако и у електричним, у циљу повећања комфора али и ефикасности створио је потребу за уградњом великог броја електричних машина које се употребљавају за различите намене: алтернатори за производњу струје, мотори у клима системима, погонски мотори у хибридном и електро возилима, машине за рекуперацију енергије кочења итд. [5], [10]. Слично је и када су у питању спортски аутомобили као што је *Formula 1*. Потреба за повећањем перформанси и ефикасности тркачких аутомобила довела је до развоја идеје о складиштењу кинетичке енергије аутомобила при кочењу у електричну или механичку и њеног коришћења у фазама убрзања. За ове потребе користи се електрична машина која приликом кочења производи електричну енергију радећи као генератор, а затим у фазама убрзања ту исту енергију претвара у механичку радећи као мотор. На овај начин постиже се уштеда у гориву али се са исте стране повећавају и перформансе аутомобила будући да је електрична машина способна да испоручи велики погонски моменат у кратком временском интервалу и на тај начин доведе до значајног убрзања возила [13]. Ово омогућава и чињеница да је електрична машина спрегнута са бензинским мотором на истом вратилу преко система зупчаника или директно омогућавајући на тај начин веома брзе одзиве момента и мање губитке у преносном систему. Интернационална аутомобилска федерација дозволила је употребу оваквих система пре *Formula 1* сезоне 2009. године али су при том постављена извесна ограничења која уједно диктирају и ограничења у погледу саме електричне машине.

#### 2.1.1 Основни делови KERS и постојећи системи

Постоји неколико развијених комерцијалних система за рекуперацију кинетичке енергије (KERS системи) који се могу наћи у данашњим *Formula 1* аутомобилима [12], [13]. Неки од развијених система употребљавају се и у хибридном и електричним аутомобилима [4]. Принципијелна шема KERS-а приказана је на сл. 2.1. Као што се може видети са сл. 2.1 основни делови KERS-а

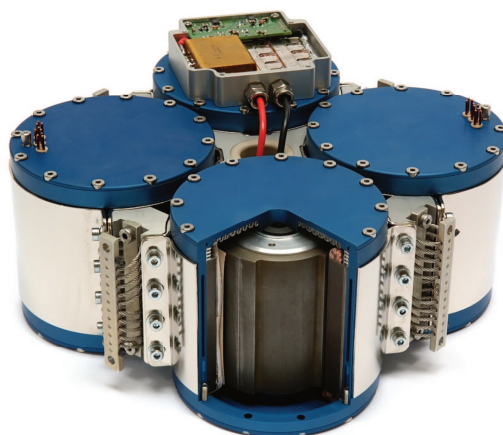
су: мотор/генераторска јединица (електрична машина, актуатор), медијум за складиштење произведене електричне енергије (батерије, суперкондензатори, замајцац) и контролна јединица (претварач са управљачком јединицом).



Сл. 2.1 – Принципска шема KERS

Главну разлику између постојећих система представља медијум за складиштење произведене енергије услед кочења. У табели 2.1 је дат упоредни приказ карактеристика три најчешће употребљавана система. Систем са замајцем складишти енергију кочења у кинетичку енергију замајца велике инерције и брзине обртања (енг. *Flywheel Energy Storage-FES*). Код система са батеријама енергија кочења се претвара у хемијску енергију Li-ion батерија, а код система са кондензаторима складишти се у електростатичком пољу кондензатора велике капацитивности и малог напона. Из табеле 2.1 се види да систем са замајцем има за сада најсупериорније карактеристике у погледу трајности и робусности. Мана му је једино нешто већа тежина и цена јер се углавном састоји од 4 релуктантна мотора са масивним роторима (сл. 2.2).

Треба напоменути да су и поред бољих карактеристика замајца батерије и даље најчешће употребљавани медијум за складиштење енергије у KERS [3]. Као што је наведено у табели 2.1 просечан систем са батеријама може да складишти од 400 до 600 kJ. Овај податак је значајан за димензионисање актуатора и за касније разматрање његових радних режима.



Сл. 2.2 – Једно решење система са замајцем (*quad FES*, преузето из [45])

Табела 2.1 – Упоредни приказ карактеристика сва три система (преузето из [45])

Параметри	DYNASTORE Flywheel	Li-Ion Battery (70 хелија 3,5 Ah)	Ultra capacitors Maxwell BCAP3000 P270
Радни напон	375V ±1	210-270 V	200-400 V
Укупна енергија	760 kJ	~ 3 MJ	400-600 kJ
Тежина	Укупно 24 kg са електроником	9,5 kg (70 хелија) 4 kg кућиште и хлађење	400 kJ: 26,95 kg 600 kJ: 40,7 kg
Максимална радна температура	+150 °C (температура система)	+65 °C (амбијентална)	+65 °C (амбијентална)
Унутрашња отпорност (без прикључних веза)	-	~ 140 mΩ	400 kJ: 14 mΩ 600 kJ: 21 mΩ
Преоптерећење	Немогуће због хардверске заштите	80-100 % >100 % разарање	>100 % разарање
Предвиђени век	> 5 · 10 <sup>6</sup> циклуса	100 F1 кругова у прописаним радним условима	Нема старења при раду у прописаним радним условима
Балансирање	Није неопходно	Није неопходно током трке	неопходно

Пошто тип медијума за складиштење енергије не утиче у великој мери на димензионисање и карактеристике погонске машине овде се неће улазити у њихово детаљније проучавање.

### **2.1.2 Карактеристике погонске машине у KERS**

Машине које се најчешће употребљавају као погонске у KERS су синхроне машине са сталним магнетима (СМСМ) и прекидачке релуктантне машине (ПРМ) [3], [45]. Предност СМСМ у односу на друге типове машина је убедљиво највећа густина снаге што је последица примене сталних магнета али и друге добре особине ових мотора, а то је непостојање губитака у ротору. Основни недостаци су скупи магнети и њихова осетљивост на повишене температуре што намеће ограничење у погледу минималних димензија машине и расхладног система [5]. Такође, још једна лоша особина која долази до изражаја у KERS је постојање значајних губитака у статорском магнетном колу у интервалима празног хода због флуksа сталних магнета који је увек присутан. Овај тип машина има такође и значајну инерцију ротора [3] што успорава одзив покретачког момента у фазама убрзања. ПРМ имају такође низ добрих особина које их кандидују за KERS апликацију: немају магнете, имају шири температурни опсег рада, механички робуснију конструкција ротора и немају губитке у празном ходу. Међутим и овај тип мотора карактерише велика инерција ротора као и проблем велике валовитости покретачког момента.

Обе наведене врсте машина имају висок степен искоришћења снаге што им даје велику предност у односу на АМ. У овом раду ће међутим бити показано како се пажљивим дизајном и оптимизацијом одређених параметара АМ може добити решење са великим степеном искоришћења снаге, а истовремено малом инерцијом које је тиме погодно за употребу у KERS али и другим високобрзинским апликацијама где је превасходно од интереса мала инерција.

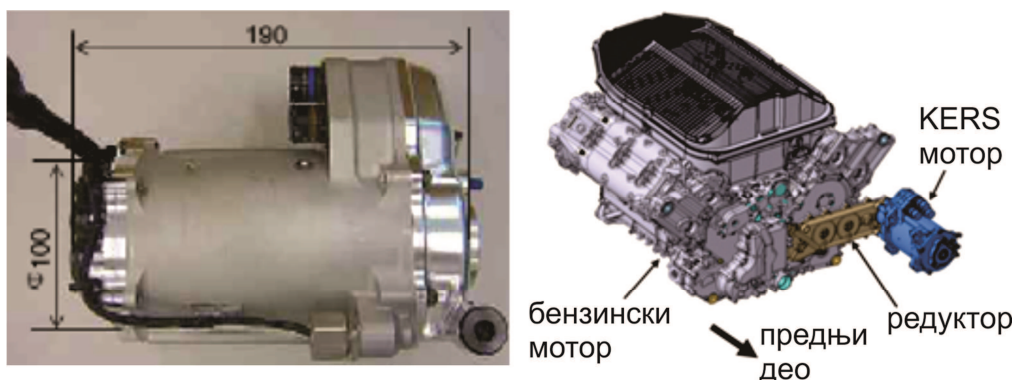
Пре почетка пројектовања потребно је поставити одређене циљне параметре жељеног дизајна АМ као и одређена улазна ограничења. Као референтни дизајн у процесу пројектовања АМ у овом раду искоришћен је дизајн СМСМ за KERS фирме HONDA чији се детаљни опис може пронаћи у [3] и [45]. У табели 2.2 дате

су најважније карактеристике овог дизајна, а на сл. 2.3 његов изглед и положај у односу на бензински мотор. Сл. 2.3 такође приказује и главне димензије мотора.

У табели 2.3 дата су извесна конструкциона ограничења као и она која прописује Интернационална аутомобилска комисија (*Federation Internationale de l'Automobile*) [46]. Неки од наведених параметара и ограничења су искоришћени за постављање циљаних вредности у фази пројектовања предметног АМ у поглављу 2.2.

Табела 2.2 – Основне карактеристике СМСМ за KERS фирме HONDA

Параметри	Вредности
Номинална снага [kW]	60
Брзина [o/min]	21000-24000
Број фаза	3
Број пари полова	2
Степен искоришћења снаге [%]	93
Момент инерције ротора [kg·mm <sup>2</sup> ]	3000



Сл. 2.3 – KERS машина (поглед са стране) и њен положај у односу на бензински мотор (преузето из [3])

Табела 2.3 – Ограничења KERS машине

Параметар	Вредност
Максимална снага [kW]	60
Максимална брзина обртања осовине бензинског мотора [o/min]	18000
Максимална енергија која сме да се искористи у току једног круга [kJ]	400
Максимални пречник статора [mm]	100
Максимална дужина мотора [mm]	200

### 2.1.3 Циклус рада KERS машине

KERS апликација захтева интермитентни рад машине који се може поделити у три фазе односно режима: кочење (машина ради као генератор и производи електричну енергију), убрзање (машина ради као мотор користећи складиштену енергију), празан ход (постоје само губици у самој машини који зависе од типа употребљене машине). Већи део радног циклуса машина проводи у празном ходу. Кратки периоди убрзања ограничени су на вредност од 4 s до 6,67 s у којима машина може да ради са максималном снагом од 60 kW што следи из податка о максималној дозвољеној енергији за убрзање по једном кругу из табеле 2.3. У току једног круга постоји неколико интервала кочења (просечно око 5) у којима се акумулира кинетичка енергија добијена успоравањем возила. Просечна акумулисана енергија у фазама кочења по једном кругу износи око 280 kJ – 600 kJ [13]. Треба приметити да системи за складиштење енергије дозвољавају акумулацију и до два пута више енергије чиме се обезбеђује резерва за случај да у току неког круга буде мањи број интервала кочења.

На сл. 2.4 приказана је промена кинетичке енергије возила у току једног круга трке [13]. Негативни пикови на графику представљају интервале кочења, а позитивни фазе убрзања. Треба напоменути да се KERS не користи у свим интервалима кочења и убрзања. Као што је речено убрзање је ограничено на максималних 6,67 s, а кочење односно акумулација енергије се врши све док се не напуни медијум за њено складиштење. Наведени интервал убрзања се може поделити у неколико краћих интервала где се убрзање врши са максималном или мањом снагом што зависи од тактике возача *F1*.



Сл. 2.4 – Промена кинетичке енергије *F1* у току једног круга трке



#### 2.1.4 Улазни параметри и ограничења за процес пројектовања

У уводном поглављу су наведени недостаци предложеног концепта чашастог АМ. Ови недостаци се могу смањити или ограничити на прихватљиву вредност на следећи начин:

- 1) Пројектовање мотора са мањим односом дужина/ширина у мери у којој то дозвољавају ограничења простора за смештај машине. Овим се добија краћи мотор код кога је мање изражен проблем једностраног ослањања. Детаљније разматрање овог проблема дато је у поглављу 4.
- 2) У фази пројектовања може се дефинисати и ограничити максимална дозвољена струја магнећења мотора која пак дефинише максималне дозвољене димензије ваздушних зазора.
- 3) Променом дебљине роторске чаше и ваздушних зазора може се утицати на смањење површинских губитака у чаши и на тај начин доћи до оптималног решења као што је назначено у [44].

Полазећи од параметара референтног дизајна датих у табели 2.2 као и ограничења из табеле 2.3 дефинисани су циљни параметри чашастог АМ који су сумирани у табели 2.4. Будући да је као референтни дизајн усвојен СМСМ, приближне вредности фактора снаге и степена искоришћења снаге дефинисане су на основу података о високобрзинским АМ датим у [14], [22], [23] и [25]. У наведеним радовима обрађени су високобрзински АМ са ротором од пуног челика и бакарним омотачем који имају сличне електромагнетске карактеристике као предметни мотор. Сличност произилази првенствено из чињенице да ова врста мотора има релативно велики ваздушни зазор као што је случај и са чашастим АМ. Степен искоришћења снаге АМ је наравно мањи него у случају СМСМ због губитака у ротору АМ у току рада. Међутим, ако се посматра целокупан радни циклус мотора, степен искоришћења целог КЕРС са АМ се може доста приближити СМСМ КЕРС систему јер АМ у интервалима празног хода, који су доминантни, немају значајне вредности губитака.

На основу задатих параметара и ограничења започиње поступак пројектовања АМ који има за циљ добијање дизајна са:

- 1) Задовољеним улазним ограничењима,



- 2) Максималним могућим степеном искоришћења снаге при номиналном радном режиму,
- 3) Малом инерцијом ротора,
- 4) Задовољеним течмичким и механичким захтевима.

Табела 2.4 - Улазни параметри и ограничења

Параметри	Вредности
Номинална снага $P_n$ [kW]	50
Синхрона брзина $n_s$ [o/min]	24000
Број фаза $m$	3
Номинални фазни напон $U_{fn}$ [V]	400
Број пари полова $p$	2
Номинална учестаност напајања статора $f_n$ [Hz]	800
Номинални фактор снаге $\cos\varphi_n$	0,68
Номинални степен искоришћења снаге $\eta_n$ [%]	90,00
Номинална фазна струја $I_{fn}$ [A]	68,1

## 2.2 Аналитички приступ пројектовању статора

Основ за аналитичко пројектовање статора АМ чини добро позната процедура која је описана у бројним књигама које се баве овом проблематиком [47], [48], [49], [50]. Ова процедура се углавном ослања на податке о добро пројектованим АМ и на аналитичке релације и полу-емпиријске коефицијенте. Пошто је овде реч о високобрзинском АМ постојећи приступ пројектовању се мора модификовати и прилагодити њиховим специфичностима. Првенствено се мисли на специфичности у електромагнетском смислу као што су: повећани губици услед виших учестаности напајања, већи ваздушни зазор и тиме мањи очекивани фактор снаге као и степен искоришћења снаге АМ.

Полазну тачку у процедури пројектовања високобрзинског чашастиг АМ представљају претходно дефинисани циљани параметри и ограничења дати у табели 2.3 и табели 2.4. На основу тих података и применом аналитичких релација долази се до главних димензија статора, типа и карактеристика намотаја као и до вредности губитака у гвожђу и бакру статора у номиналним радним условима. Као резултат пројектовања добиће се и параметри једног дела заменске шеме АМ, конкретно отпорност и индуктивност расипања статорског намотаја као и

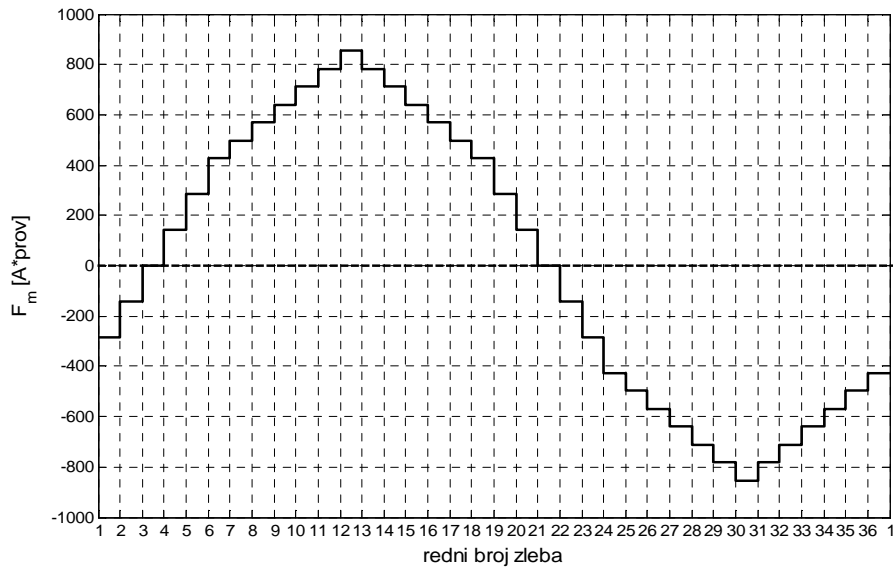
индуктивност магнећења и еквивалентна отпорност којом се моделују губици у гвожђу машине.

### 2.2.1 Пројектовање статорског намотаја

При пројектовању статорског намотаја АМ који је предвиђен за рад на високим учестаностима напајања, посебну пажњу треба посветити постизању простопериодичне расподеле магнетске индукције у ваздушном зазору машине. То значи да одређеним поступцима треба умањити садржај виших хармоника. У [51], [52] и [53] је показано да виши хармоници могу створити значајне губитке на површини ротора када су у питању високобрзинске АМ. Ово је последица чињенице да је релативна брзина простирања таласа индукције виших хармоника у односу на ротор много већа од брзине основног хармоника. Услед тога фреквенција индукованих струја у ротору које стварају виши хармоници магнетске индукције је доста већа па се струја локализује на површини ротора и услед тога узрокује додатне губитке. Поред тога, више хармоничне компоненте обртног магнетског поља имају супротан смер од основног хармоника односно од смера обртања ротора па тиме стварају паразитни (кочиони) моменат. Наведени ефекат је још израженији код АМ са чашастим ротором будући да је чаша хомоген комад добро проводног метала који омогућава несметано затварање индукованих струја у свим правцима и појачан ефекат потискивања струје на површину чаше [36], [41], [42] и [44].

У литератури се углавном срећу два могућа приступа за смањење виших хармоничних компоненти магнетске индукције [14]. Први приступ има за циљ постизање таласног облика статорске магнетопобудне силе (МПС) што ближег синусном (простопериодичном). У другу групу спадају методе за умањење промене пермеансе у ваздушном зазору по обиму машине. Ово подразумева да статорска и роторска површина треба да буду у магнетском смислу што „глаткије“ односно да отвори жлебова буду што ужи. Оба наведена приступа се могу истовремено искористити за умањење хармонијског садржаја индукције у зазору али је у овом раду пажња била усмерена само на постизање синусне расподеле МПС док други приступ није посебно разматран јер је његов ефекат доста мањи [14].

На хармонијски састав магнетопобудне силе утичу број жлебова и тип намотаја. Намотаји према типу могу бити једнослојни, двослојни са пуним и са скраћеним навојним кораком [54]. Резултантна магнетопобудна сила трофазног намотаја има „степеничаст“ изглед као на сл. 2.5 што је последица дискретне просторне расподеле намотаја у жлебовима машине. Сваки жлеб са својим проводницима даје свој дискретни допринос укупној МПС целог намотаја.



Сл. 2.5 - Изглед резултантне МПС трофазног намотаја у једном временском тренутку

Да би се утврдио утицај појединих параметара намотаја на садржај виших хармоника у МПС мора се посматрати израз за амплитуде појединачних хармоника. разлагањем функције резултантне МПС на више хармонике применом Фуријеове трансформације или сумирањем доприноса од МПС појединачних жлебова. На оба начина долази се до следећег израза за амплитуду појединачних хармоника у резултантној, трофазној МПС [47], [48]:

$$F_{mv,3f} = \frac{3k_{wv}N_f}{p\pi\nu} \sqrt{2}I_f, \quad \nu = 1 \pm 2m, \quad c \in N_0 \quad (1)$$

Где су:  $\nu$ -ред хармоника,  $k_{wv}$  - навојни сачинилац намотаја за  $\nu$ -ти хармоник,  $N_f$  - број навојака по фази намотаја,  $p$  - број пари полова,  $I_f$  – ефективна вредност

фазне струје,  $m$  - број фаза намотаја. Процентуална вредност МПС сваког хармоника у односу на основни (први) се може одредити следећим изразом:

$$F_{mv,3f} = \frac{k_{wv}}{vk_{w1}} \cdot 100, \quad v = 1 \pm 2mc, \quad c \in N_0 \quad (2)$$

Из израза (2) следи да је процентуална вредност сваког хармоника обрнуто пропорционална реду хармоника, а директно пропорционална навојном сачиниоцу који се за било који хармоник рачуна према следећој формули:

$$k_{wv} = \frac{\sin\left(v \frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(v \frac{\pi}{2mq}\right)} \sin\left(v \frac{W}{\tau_s} \frac{\pi}{2}\right) \quad (3)$$

где су:  $q$  - број жлебова по полу и фази,  $W$  и  $\tau_s$  - навојни и полни корак намотаја изражени у броју жлебова, респективно. Навојни сачинилац намотаја представља утицај просторне расподеле намотаја у жлебовима машине и корака намотавања на амплитуду и заступљеност виших хармоника у таласу МПС. Број жлебова по полу и фази израчунава се на следећи начин:

$$q = \frac{Q}{2pm} \quad (4)$$

где је:  $Q$  - укупан број жлебова машине. Фактор скраћења навојног корака дефинише се као однос навојног и полног корака:

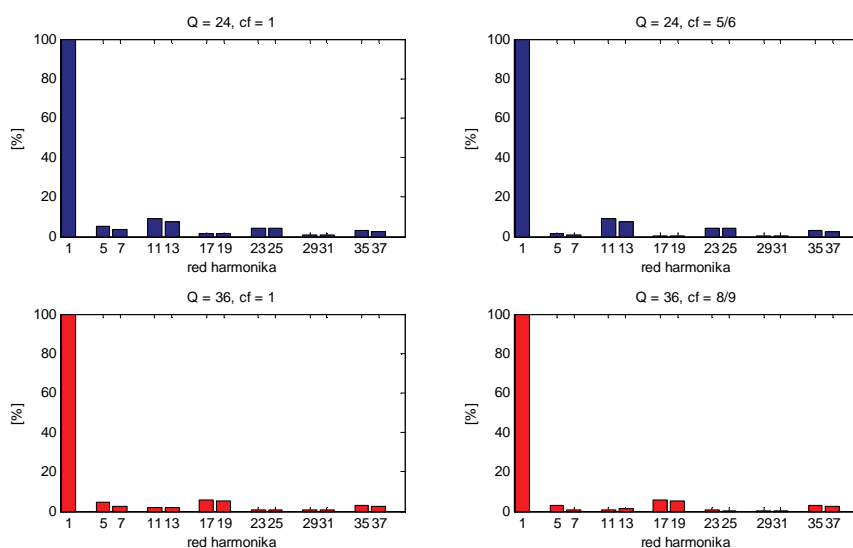
$$c_f = \frac{W}{\tau_s} \quad (5)$$

Удео виших хармоника у таласу МПС може се описати тзв. фактором расипања који се рачуна према следећој формули [14], [48]:

$$\sigma = \sum_{v \neq 1} \left( \frac{k_{wv}}{vk_{w1}} \right)^2 \quad (6)$$

Фактор расипања заправо представља збир квадрата релативних вредности виших хармоника у односу на први (основни) хармоник и у литератури се често користи за процену удела виших хармоника у таласу МПС [14].

Сада се може спровести анализа утицаја броја жлебова и скраћења навојног корака на примеру намотаја са 24 и 36 жлебова са скраћењем навојног корака за један жлеб и без скраћења. На основу израза (3) могуће је прорачунати навојне сачиниоце, а затим на основу израза (2) и процентуалне вредности хармоника МПС за наведене намотаје. На сл. 2.6 приказане су процентуалне вредности хармоника МПС у односу на први хармоник. Бројне вредности навојних сачинилаца и фактора расипања су дате у табели 2.5.



Сл. 2.6. - Процентуалне вредности хармоника МПС

Из датих вредности расипног фактора се може закључити да повећање броја жлебова повољно утиче на смањење садржаја виших хармоника у таласу МПС. То се објашњава чињеницом да тзв. жлебни хармоници који имају исти навојни сачинилац као и основни хармоник (у табели написани курзивом) са повећањем броја жлебова бивају потиснути у спектру на више учестаности. На овај начин се и њихов значај у спектралном саставу умањује будући да је амплитуда хармоника обрнуто пропорционална реду хармоника. На сл. 2.6 се јасно може уочити да се хармоници реда 11,13 и 23, 25 који представљају жлебне хармонике намотаја са

24 жлеба селе на позиције 17, 19 и 35, 37 у случају намотаја са 36 жлебова при чему им се и амплитуда смањује.

Табела 2.5 – Навојни сачинилац и расипни фактор за двослојне трофазне намотаје са 24 и 36 жлебова, са пуним и скраћеним навојним кораком

$\nu$	Q=24, $c_r=1$	Q=24, $c_r=5/6$	Q=36, $c_r=1$	Q=36, $c_r=8/9$
1	0.9659	0.9330	0.9598	0.9452
5	0.25882	0.0670	0.2176	0.1398
7	0.25882	0.0670	0.1774	0.0607
11	0.96592	0.9330	0.1774	0.0607
13	0.96592	0.9330	0.2176	0.1398
17	0.25882	0.0670	0.9598	0.9452
19	0.25882	0.0670	0.9598	0.9452
23	0.96592	0.9330	0.2176	0.1398
25	0.96592	0.9330	0.1774	0.0607
29	0.25882	0.0670	0.1774	0.0607
31	0.25882	0.0670	0.2176	0.1398
35	0.96592	0.9330	0.9598	0.9452
37	0.96592	0.9330	0.9598	0.9452
$\sigma$	0.02416	0.01957	0.01136	<b>0.00898</b>

Из наведене анализе следи закључак да је боље употребити што већи број жлебова јер се на тај начин постиже боља просторна расподела намотаја и умањује садржај виших хармоника. Међутим, треба водити рачуна да избор већег броја жлебова, по непромењеном обиму машине, узрокује смањење ширине зубаца, а тиме и повећање магнетске индукције и губитака у њима. Ово се регулише избором статора са већим унутрашњим пречником у границама које допушта сама апликација. На овај начин се повећава и маса машине што такође може бити ограничење. Из свега наведеног се може закључити да је избор броја жлебова ствар компромиса између смањења губитака у ротору смањењем садржаја хармоника МПС са једне стране, и одржања вредности губитака у гвожђу на прихватљивој вредности, са друге стране. У [14] је међутим показано да је ефекат смањења виших хармоника МПС на губитке у ротору много значајнији од увећања губитака у гвожђу услед смањења ширине зупца. На основу тога као и чињенице да већина АМ пројектованих за овај опсег брзина и снага има највише 36 жлебова ова вредност ће се усвојити за даљи прорачун. На основу овога ће касније бити одређене оптималне димензије жлеба које задовољавају по

питању смештаја намотаја са једне стране и прихватљиве индукције у зупцима и тиме губитака у гвожђу са друге стране.

Други поступак који умањује садржај виших хармоника у МПС јесте употреба двослојног намотаја са скраћеним навојним кораком. Из табеле 2.5 се види да се на овај начин значајно умањују вредности навојних сачинилаца појединих хармоника нижег реда односно поједини хармоници готово да се поништавају. Овај ефекат се види и кроз вредност расипног фактора. Један од недостатака употребе двослојног намотаја је смањење коефицијента испуне жлеба услед потребе да се користи повећана изолација између проводника две фазе који се налазе у истом жлебу. Негативни ефекат скраћеног корака је и нешто мања основна компонента МПС што се такође може видети из табеле 2.5. Међутим, ови недостаци су занемарљиви у односу на добитак који доноси смањени садржај хармоника у МПС. У [48] је показано да је оптимална вредност фактора скраћења корака између 0,8 и 0,9 за велики број трофазних намотаја јер се при овој вредности има најнижи фактор расипања. На основу наведеног усваја се намотај са скраћењем навојног корака за један жлеб што резултује фактором скраћења од  $8/9=0,89$ .

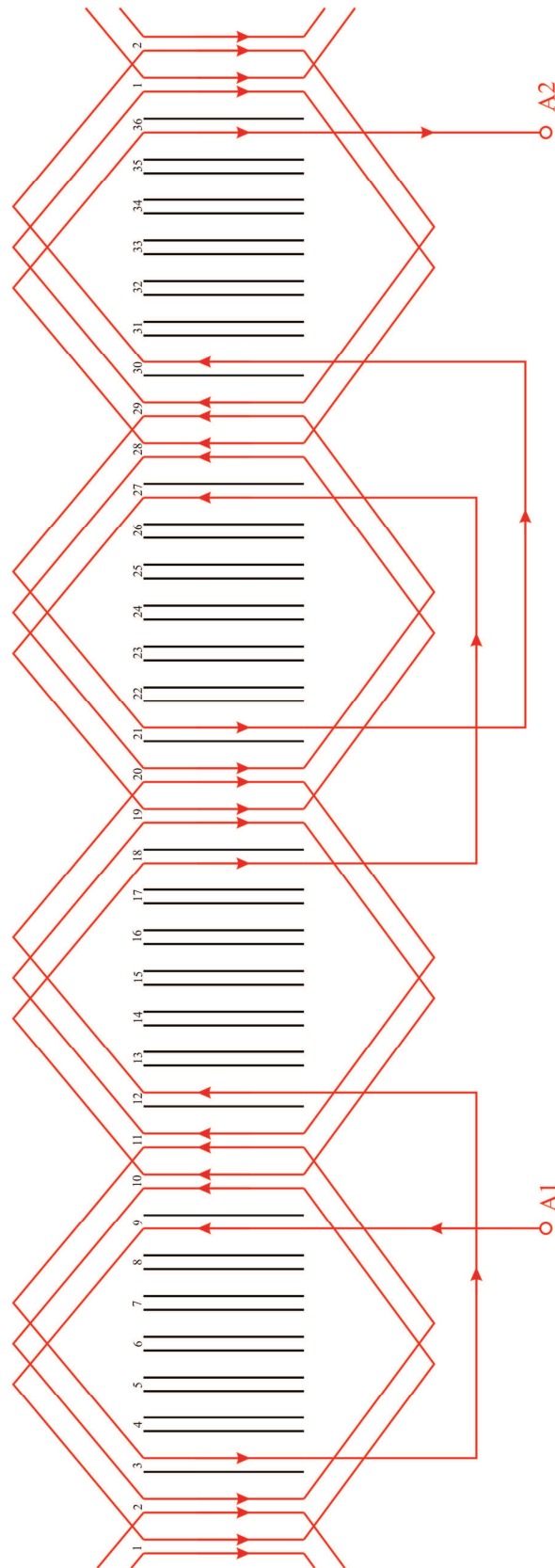
Коначно, усвојени намотај има следеће карактеристике: 36 жлебова, двослојни, четворополни са фактором скраћења навојног корака  $8/9$ . Развијена шема једне фазе намотаја приказана је на сл. 2.7.

Следећи корак у фази пројектовања намотаја је избор пресека и типа проводника. За одређивање пресека проводника потребно је прво проценити номиналну струју машине према следећој релацији [50]:

$$I_{fn} = \frac{P_n}{3U_{fn}\eta_n \cos \varphi_n} \quad (7)$$

где су:  $P_n$  - номинална механичка снага машине,  $U_{fn}$  - номинални фазни напон машине,  $\eta_n$  - номинални степен искоришћења снаге,  $\cos \varphi_n$  - номинални фактор снаге машине.

Пошто су сви наведени параметри претходно дефинисани у табели 2.4, применом релације (7) може се израчунати номинална фазна струја.



Сл. 2.7 - Развијена шема једне фазе одабраног статорског намотаја



Да би се одредио потребан пресек проводника потребно познавати још и дозвољену густину струје у намотају за одређену класу изолације и начин хлађења машине. У високобрзинским машинама се користе највише класе изолације које допуштају радне температуре намотаја од 250°C [5]. За дату класу изолације у [5] је дат преглед дозвољених густина струје у зависности од употребљеног начина хлађења. Пошто стандардни расхладни систем KERS машина чини водени плашт са спољне стране статора или систем аксијалних канала у јарму статора, то према табели из [5] следи да је дозвољени опсег густина струје од 10 до 15 A/mm<sup>2</sup>. Због повећаних губитака у ротору чашастиг АМ у односу на друге АМ и да би се остало на страни сигурности усвојиће се густина струје од 10 A/mm<sup>2</sup>. Сада се може одредити потребан пресек проводника према релацији:

$$S_{Cu1} = \frac{I_{fn}}{J} \quad (8)$$

Где је  $J$  - изабрана густина струје. На овом месту треба само напоменути да је један проводник састављен од много тањих упредених жица тзв. лицни због смањења губитака услед површинског ефекта. О овоме ће бити више речи касније у поглављу 2.2.3.

Из познатог пресека израчунава се потребан пречник проводника. Из табеле стандардних *Litz* проводника [55] узима се прва већа вредност пречника ( $d$ ) од израчунате на основу које се затим добија стварни пресек проводника према релацији:

$$S_{Cu1} = \pi \frac{d^2}{4} \quad (9)$$

Вредност попречног пресека који заузимају проводници у једном жлебу може се изразити преко следеће формуле:

$$S_{Cuž} = N_z S_{Cu1} = \left( N_f \frac{m}{Q} \right) S_{Cu1} \quad (10)$$

где су:  $N_z$  - број проводника у једном жлебу и  $N_f$  - број проводника једне фазе. Релација (10) ће бити коришћена у наредном поглављу 2.2.2 како би се одредио оптималан број проводника једне фазе и основне димензије статора.

### 2.2.2 Одређивање броја проводника и димензија статора и роторског магнетског кола

Да би се одредио оптималан број проводника једне фазе и основне статорске димензије потребно је доћи до релације која повезује попречни пресек свих проводника у једном жлебу са основним статорским димензијама. Та релација у комбинацији са релацијом (10) која повезује попречни пресек проводника у жлебу са претходно одређеним димензијама самог проводника на основу дозвољене густине струје резултоваће оптималним бројем проводника који задовољава све пројектне услове. Након тога могу се одредити и све важније димензије статора.

Може се поћи од основне релације за ефективну вредност основног хармоника фазног напона статора [48], [50]:

$$U_{fn} = 2,22 f_n N_f k_{wl} B_{m\delta} \tau_s l_s \quad (11)$$

Где је:  $f_n$  - номинална учестаност напона статора,  $B_{m\delta}$  - максимална индукција у зазору машине,  $\tau_s$  - полни корак статора у јединицама дужине,  $l_s$  - дужина магнетског кола статора. Код машина са чашастим ротором и машина сличних електромагнетних карактеристика као што је АМ са ротором од пуног челика и бакарним омотачем релативно велики ваздушни зазор узрокује нижу индукцију у зазору која се према [25] креће у опсегу од 0,3 до 0,4 Т. Овде ће се усвојити средња вредност од 0,35 Т за даља израчунавања. Код четворополних АМ однос дужине статорског магнетског кола и полног корака статора се креће у опсегу од 1,5 до 3 за задату снагу и број полова [50]. Мање вредности овог односа дају краћу машину са већим пречником. Пошто машина са чашастим ротором има углавном једнострано ослањање ротора то је у погледу механике бољи дизајн са краћим, а ширим ротором. Ово је супротно од уобичајеног приступа пројектовању високобрзинских машина код којих се тежи дизајну са дугачким и што ужим ротором у циљу смањења момента инерције. Због специфичне конструкције чашастиг ротора која му обезбеђује много мању инерцију од стандардних машина, може се у пројектовању тежити краћем ротору који више одговара његовим

механичким захтевима. На основу наведеног изабран је однос дужине статорског магнетског кола и полног корака од 1,5. Ако се овај однос уврсти у релацију (11) добија се:

$$U_{fn} = 3,33 f_n N_f k_{w1} B_{m\delta} \tau_s^2 \quad (12)$$

Сада се из претходне релације може изразити полни корак као:

$$\tau_s = \sqrt{\frac{U_{fn}}{3,33 f_n N_f k_{w1} B_{m\delta}}} \quad (13)$$

Са друге стране се полни корак може изразити преко корака ожлебљења  $t$  који представља лучно растојање између оса два суседна зупца:

$$\tau_s = \frac{Qt}{2p} \quad (14)$$

Да би се направила веза између корака ожлебљења и ширине жлеба односно зупца морају се размотрити дозвољене вредности магнетске индукције у зупцу АМ. Пошто се максимална индукција у машини јавља управо у зупцима, добра пракса при пројектовању је да се за њу усвоји вредност која се налази у колону В-Н карактеристике магнетских лимова од којих је сачињено статорско магнетско коло. За лимове који се употребљавају у вискобрзинским апликацијама ова вредност се креће око 1,7 Т [14], [25], [56] тако да се за потребе овог прорачуна може усвојити наведена вредност. У колико се претпостави да нема жлебног расипања, сав флуks који напушта зупце пролази кроз ваздушни зазор. Према томе, може се поставити следећа релација за једнакост флуksева:

$$B_{m\delta} \cdot t = B_{mz} \cdot b_z \quad (15)$$

Где је:  $B_{mz}$  - максимална индукција у зупцу за коју је усвојена вредност од 1,7 Т, а  $b_z$  - средња ширина зупца. Сада се уз помоћ релације (15) може изразити средња ширина жлеба преко корака ожлебљења као:

$$b_z = t - \frac{B_{m\delta}}{B_{mz}} \cdot t = t \left( 1 - \frac{B_{m\delta}}{B_{mz}} \right) = 0,79t \quad (16)$$

Пошто у пракси увек постоји део флукса који се затвара између самих зубаца и не пролази кроз ваздушни зазор (жлебно расипање) тиме је и вредност из релације (16) нешто мања и износи у пракси око 2/3. Ако се из датог односа изрази корак ожлебљења и уврсти у релацију (14), ширина жлеба се може изразити као:

$$b_z = 1,26p \frac{\tau_s}{Q} \quad (17)$$

Површина попречног пресека свих проводника у једном жлебу се може изразити преко димензија и коефицијента испуне жлеба  $k_z$ :

$$S_{Cu\check{z}} = k_z b_z h_z \quad (18)$$

Где је  $h_z$  - висина жлеба која је код високобрзинских машина од 5 до 7 пута већа од ширине [22]. Мање вредности резултују геометријом магнетског кола која је лакша за израду и формирање намотаја. Према томе овде ће се усвојити вредност 5. Коефицијент испуне жлеба код двослојних намотаја са жицом округлог пресека креће се око 0,5 [48]. Уврштавајући ове вредности као и једначину (17) у израз (18) добија се:

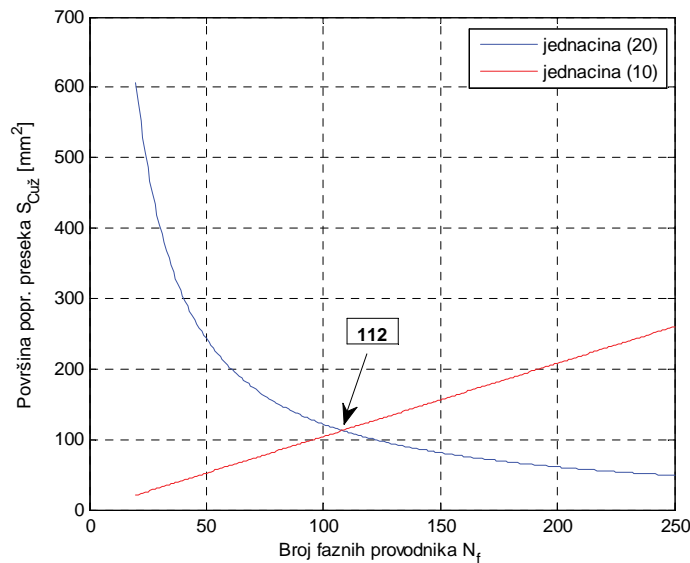
$$S_{Cu\check{z}} = 15,9 \cdot \left( \frac{\tau_s}{Q} \right)^2 \quad (19)$$

Сменом (13) у (19) добија се коначан израз за попречни пресек свих проводника у жлебу у функцији основних параметра машине и променљиве  $N_f$ :

$$S_{Cu\check{z}} = \frac{4,8U_{fn}}{Q^2 f_n N_f k_{w1} B_{m\delta}} \quad (20)$$

У изразу (20) непознат је једино број фазних проводника. Будући да вредност  $S_{Cu\check{z}}$  мора бити иста ако се рачуна према критеријуму дозвољене густине струје тј. израза (10) и преко другог критеријума из напонске једначине тј. израза (20) оптимално решење за број фазних проводника добија се у пресеку ове две функције што је приказано на сл. 2.8. Оптималан број фазних проводника је 112. Из овога се добија да је број проводника по једном жлебу 9. Пошто тај број мора

бити паран у случају двослојног намотаја усваја се вредност 8 па је коначан број проводника по фази трофазног намотаја **96**. Главни разлог за усвајање прве мање вредности од 9 уместо прве веће је што се на тај начин обезбеђује сигурно смештање намотаја у пројектовани жлеб. На основу усвојене вредности и чињенице да магнетски флуks у зазору не сме бити већи од 0,35 Т прорачунате су све димензије статорског магнетског кола уз помоћ претходно наведених релација и приказане у табели 2.6.



Сл. 2.8 – Оптимална вредност фазних проводника у пресеку функција (10) и (20)

Преостало је још да се прорачунају висина јарма статора и спољни пречник машине. За прорачун висине јарма користи се чињеница да се флуks под једним полом дели на два једнака дела у јарму. Максимална вредност флуksа под једним полом у ваздушном зазору, уз претпоставку да је флуks простопериодична функција, израчунава се из следећег израза:

$$\Phi_{m\delta} = \frac{2}{\pi} \tau_s l_s B_{m\delta} \quad (21)$$

Сада се може израчунати и висина јарма статора према изразу:

$$h_{js} = \frac{\Phi_{m\delta}}{2B_{mjs}} \quad (22)$$

Где је  $B_{mjs}$  - максимална индукција у јарму статора. Према правилима доброг пројектовања АМ ова вредност индукције се избором висине јарма ограничава на 1 Т [50]. Висина јарма која је израчуната преко израза (22) увећава се за одређени проценат (од 10 до 20 %) да би се у јарму могли сместити канали за аксијално хлађење статора. Добијена вредност висине јарма приказана је у табели 2.6. На крају се на основу познатих свих радијалних димензија израчунава вредност спољног пречника статора:

$$D_{ss} = D_{us} + 2 \cdot (d_t + h_z + h_j) \quad (23)$$

Где су:  $D_{us}$  - унутрашњи пречник статора,  $d_t$  - висина полног наставка зупца.

На крају је могуће израчунати и висину јарма магнетског кола ротора. Заправо, пошто се магнетско коло ротора не обрће већ је фиксирано за потпору статора и оно се може сматрати делом статорског магнетског кола. Када флуks статора под једним полом прође ваздушни зазор он улази у роторско магнетско коло где се дели на два дела као и у јарму статора. Међутим, треба напоменути да сав флуks из ваздушног зазора не стиже до роторског магнетског кола, пошто се одређени број линија флуksа затвара око самих намотаја статора чинећи тако статорски расипни флуks. Компоненте овог флуksа и индуктивности којима се он описује биће детаљно изложени у поглављу 2.2.6. Овде ће узети у обзир само највећа компонента овог флуksа расипања, а то је расипање у зазору<sup>1</sup>. Овај флуks расипања се може израчунати као:

$$\Phi_{\sigma} = \sigma \Phi_{m\delta} \quad (24)$$

Где је  $\sigma$  - расипни фактор дефинисан релацијом (6), чија је вредност је приказана у табели 2.5. Сада се висина јарма ротора може одредити као:

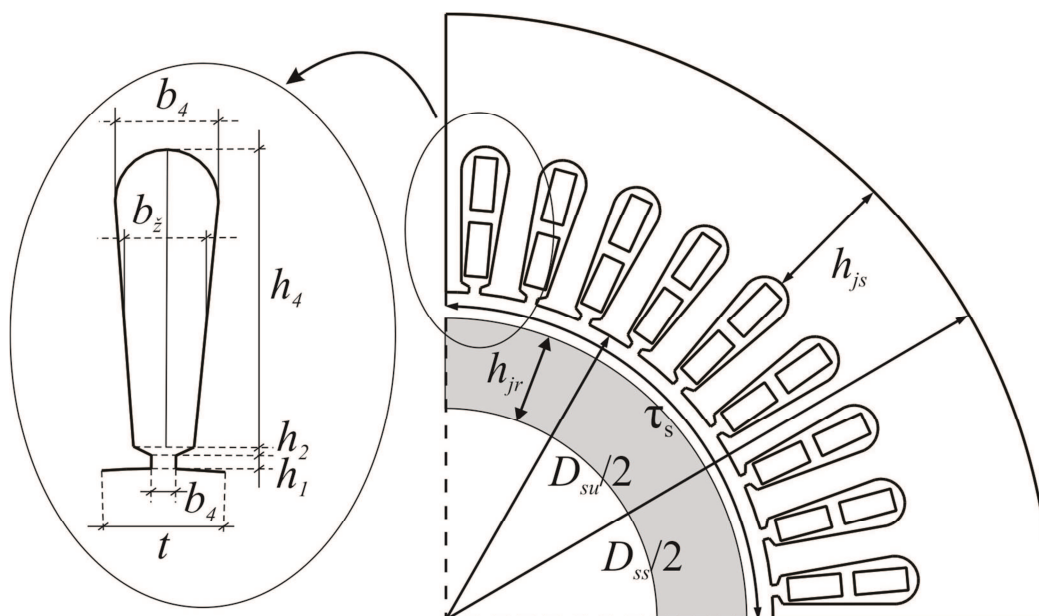
$$h_{jr} = \frac{\Phi_{m\delta} (1 - \sigma)}{2B_{mjr}} \quad (25)$$

<sup>1</sup> Иначе, треба напоменути да део расипног флуksа припада и роторском струјном колу али се он због јако мале вредности може занемарити [41], [42]. Ово је нешто детаљније обрађено у поглављу 2.3.1.

Где је  $B_{mjr}$  - максимална индукција у јарму ротора и такође се може ограничити на максималних 1 Т. Сви прорачунати геометријски параметри машине дати су у табели 2.6 и приказани на сл 2.9.

Табела 2.6 – Геометријски параметри статора

Параметри	Вредности
$N_z$	8
$N_f$	96
$d_{prov}$	4,1 mm
$\tau_s$	68 mm
$t$	7,5 mm
$b_z$	5 mm
$b_1$	2.5 mm
$b_4$	6.3 mm
$h_1$	1.6 mm
$h_2$	0.4 mm
$h_4 (h_z)$	25 mm
$d_t (h_1+h_2)$	2 mm
$l_s$	102 mm
$D_{su}$	86,5 mm
$h_{js}$	25 mm
$D_{ss}$	170 mm
$h_{jr}$	12 mm



Сл. 2.9 – Попречни пресек статора са свим димензијама. Увећани детаљ приказује геометрију и битне димензије жлеба машине

### 2.2.3 Површински ефекат и ефекат близине у статорским проводницима и еквивалентна фазна отпорност

Отпорност проводника кроз који протиче наизменична струја расте са порастом фреквенције струје. Повећање отпорности је резултат потискивања струје на површину проводника одакле потиче и назив ове појаве. Локализација струје на делове са доста мањом површином попречног пресека узрокује пораст еквивалентне отпорности проводника у односу на случај равномерне расподеле која се има при једносмерној струји. Однос отпорности при наизменичној и једносмерној струји се представља коефицијентом који је функција учестаности струје у проводнику [15]:

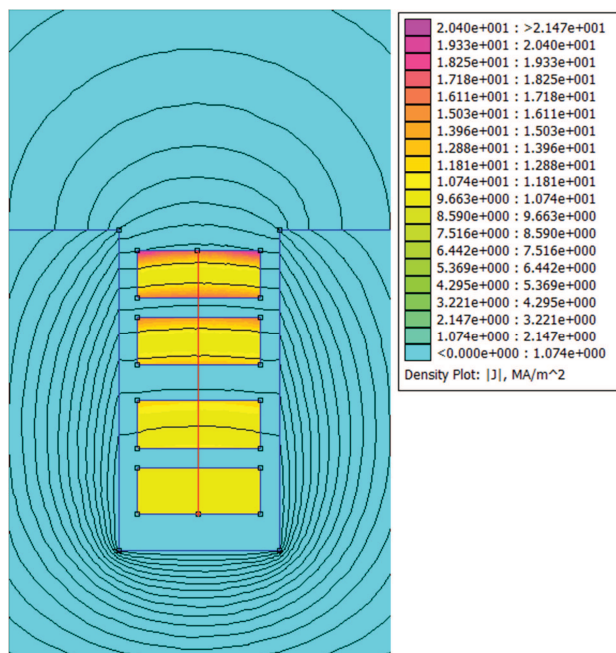
$$k_f(f) = \frac{R_{AC}(f)}{R_{DC}} \quad (26)$$

Где су:  $f$  - фреквенција струје у проводнику,  $k_f(f)$  - коефицијент увећања отпорности услед површинског ефекта,  $R_{AC}(f)$  - отпорност при наизменичној струји,  $R_{DC}$  - отпорност при једносмерној струји. Увећање еквивалентне отпорности доводи и до увећања укупних губитака у проводнику.

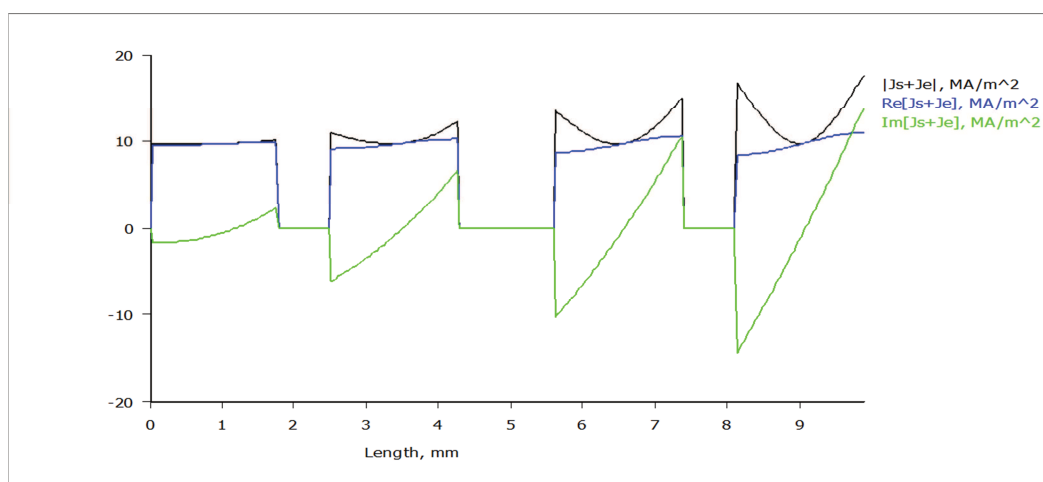
Ситуација код електричних машина се додатно компликује јер поред површинског ефекта постоји и утицај магнетског кола у коме су смештени статорски проводници. Према томе целокупна анализа расподеле струје у проводницима статора електричне машине зависиће, поред врсте проводника и намотаја, и од геометрије жлеба. На сл. 2.10 приказана је расподела струје у пресеку једне секције намотаја АМ са правоугаоним жлебом отвореног типа. Ефективна вредност струје у овом примеру је 80 А, а фреквенција 800 Hz. У овом случају сви проводници су везани на ред тако да имају исту јачину струје, међутим, види се да површински ефекат који је све израженији како се иде ка отвору жлеба узрокује неравномерну расподелу густине струје у проводницима. То се може видети и на сл. 2.11 која приказује промену густине струје дуж црвене линије која иде од дна ка врху жлеба (видети сл. 2.10). Разлог за ову појаву је то што се проводници који се налазе дубље у жлебу обухватају са више линија поља па тиме имају и већу индуктивност односно импедансу. Због овако неравномерне расподеле струје у проводницима долази до повећања појединачних губитака у



сваком од проводника па тиме и укупних губитака у односу на случај напајања једносмерном струјом. Сл. 2.12 приказује процентуално повећање губитака у појединачним проводницима у односу на случај када у проводницима тече једносмерна струја. Процентуално повећање укупних губитака у овом примеру износи 34 %.



Сл. 2.10 – Расподела густине струје у проводницима једне секције у отвореном жлебу



Сл. 2.11 – Промена укупне густине струје по висини жлеба (дуж црвене линије на сл.2.8).



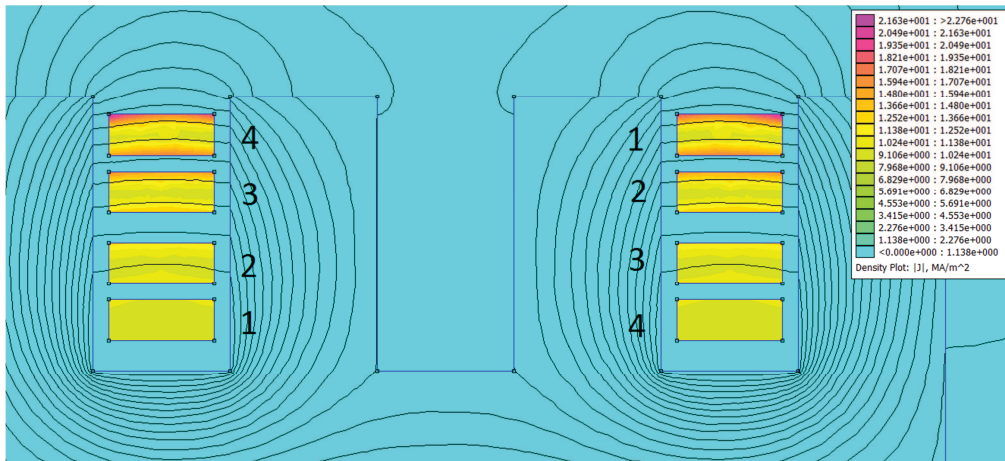
Сл. 2.12 - Процентуална вредност губитака у појединачним проводницима у случају протицања струје фреквенције 800 Hz у односу на случај са једносмерном струјом

Овај ефекат такозваног жлебног потискивања се смањује са смањењем отвора жлеба будући да се онда линије поља све више затварају близу отвора, путањом најмање магнетске отпорности, чиме се постиже да сви проводници имају приближно исту индуктивност. Већ је раније споменуто да мањи отвор жлеба поред смањења површинског ефекта повољно утиче и на расподелу индукције у ваздушном зазору тако што умањује садржај виших хармоника. Међутим, негативан ефекат смањења отвора жлеба је повећање индуктивности расипања статорског намотаја који даље утиче на смањење превалног момента мотора и погоршање његових полазних карактеристика што свакако није од интереса (поглавље 2.4.1). За моторе снага као што је предметни усваја се углавном полуотворени тип жлеба (сл. 2.9) који донекле представља компромис између наведених позитивних и негативних ефеката. Иначе, да би се одредила оптимална вредност отвора жлеба, потребно је урадити детаљну анализу свих наведених ефеката што није предмет овог рада.

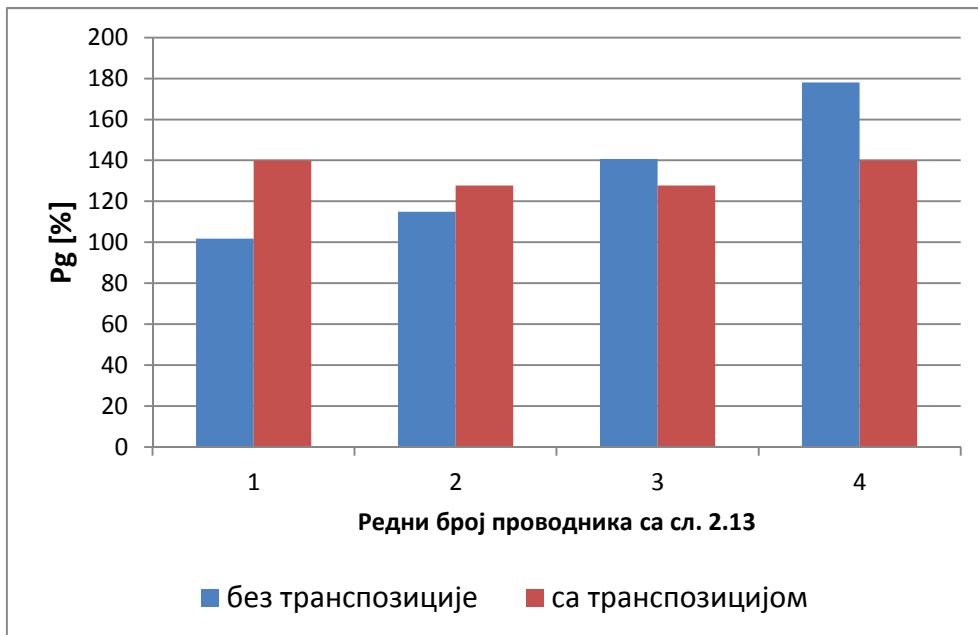
Неравномерна расподела струје међу проводницима у жлебу доводи до увећања еквивалентне отпорности и укупних губитака целог намотаја. Постоје бројне аналитичке формуле које су изведене за различите типове намотаја АМ и типове жлеба ([47], [48], [57], [58], [59]) које дају вредност коефицијената увећања отпорности намотаја при наизменичној струји. Међутим све наведене формуле

применљиве су једно у случају правилног распореда проводника у жлебу што је случај код машина великих снага са правоугаоним пресецима жлеба и проводника [48] [50], [54]. Код машина мањих снага проводници су углавном округлог пресека, а жлебови овалног ( [47], [48], [54]), па је услед тога и расподела тих проводника по жлебу неправилна па на тај начин онемогућава извођење одговарајуће аналитичке формуле. За корекцију отпорности услед површинског и близинског ефекта код оваквих машина се прибегава емпиријским коефицијентима. У случају малих мотора стандардне мрежне учестаности на овај начин се добија задовољавајућа тачност фазне отпорности.

Проблем настаје у случају високобрзинских АМ који се напајају струјама учестаности око 1 kHz јер ефекти неравномерне расподеле постају израженији. Такође је битно напоменути да ефекат жлебног потискивања расте са порастом висине жлеба [15]. Жлебови високобрзинских АМ су често доста дубоки са односом висине и средње ширине која прелази 5 [22]. Да би се наведени ефекти умањили, код високобрзинских машина користе се проводници који се састоје од великог броја тањих проводника везаних паралелно (лицне). Велики број лицни омогућава значајно умањење површинског ефекта у самом проводнику. Ефекат жлебног потискивања се умањује применом тзв. транспозиције проводника [15], [48]. Наиме, при изласку нпр. два проводника из једног жлеба од којих је први био ближи отвору, а други ближи дну жлеба, они се ротирају тако да ће при уласку у следећи жлеб имати супротне позиције. Овим се постиже да ће на крају оба проводника, гледано са прикључних крајева, имати приближно исту отпорност, а тиме и губитке. На овај начин уједначава се еквивалентна отпорност појединих проводника па и читавих фаза. Додатна предност транспозиције је приближно исто загревање свих проводника жлебу. Ефекат транспозиције демонстриран је на примеру правоугаоног жлеба са четири проводника правоугаоног пресека који имају супротне позиције у два несуседна жлеба (сл. 2.13). Методом коначних елемената израчуната је расподела поља и струје у проводницима на основу чега су одређени и губици у случају кад није урађена транспозиција и у случају изведене транспозиције. Сл. 2.14 приказује релативне губитке у појединачним проводницима у односу на оне када се има једносмерна струја за случај без и са урађеном транспозицијом.



Сл. 2.13 – Расподела густине струје у проводницима два несуседна жлеба



Сл. 2.14 - Релативни губици у проводницима у односу на DC губитке у случају са и без транспозиције

Применом наведених поступака значајно се умањују ефекти увећања отпорности, односно губитака, чак и у случајевима високобрзинских машина [47]. Међутим, пошто се један проводник састоји од великог броја тањих проводника јавља се ефекат близине између појединачних лица. Овај ефекат је последица неједнаке индуктивности појединих делова проводника при чему се струја локализује у делове са мањом индуктивношћу. Ефекат близине који није тако занемарив у случају високобрзинских машина може се делимично решити „увртањем“ (окретањем) проводника при сваком уласку у жлеб; тачније врши се

„груба“ транспозиција лицни на нивоу самог проводника. Овим се постиже да положај свих лицни у жлебу буде приближно исти дуж целог намотаја чиме се добрим делом умањује близински ефекат, а увећање отпорности своди на разумну меру. Овај метод је симулиран ФЕ методом и експериментално верификован у [60] где је показано да се „увртањем“ проводника коефицијент увећања отпорности са вредности од око 2,6 код високобрзинског АМ може смањити и до 1,4.

У високобрзинским апликацијама уместо обичног лицнастог проводника све чешће се употребљава такозвани *Litz* проводник [14] где је у току саме израде проводника специјалним поступком плетења постигнута транспозиција између лицни тако да се може сматрати да је ефекат близине на нивоу проводника потпуно елиминисан [61]. Такође, лице у овом типу проводника су међусобно изоловане што додатно смањује вихорне струје услед ефекта близине [61]. Недостатак *Litz* проводника је већа цена услед веће сложености израде, међутим, у високобрзинским апликацијама где је од изузетног значаја смањење губитака услед површинског и ефекта жлебног потискивања због повећане учестаности струја, примена ових проводника постаје исплатива [61].

У овом раду ће се претпоставити да је употребљен *Litz* проводник и да је примењена стандардна транспозиција проводника на нивоу жлеба тако да ће у даљој анализи и касније у процесу оптимизације роторског струјног кола бити занемарени губици услед површинског и ефекта близине. Укупни губици у намотајима биће рачунати на основу стандардне формуле за губитке при једносмерној струји:

$$P_{Cu} = 3R_s I_f^2 \quad (27)$$

Где су:  $P_{Cu}$  - укупни губици у трофазном намотају машине,  $I_f$  - фазна струја машине одређена у претходном поглављу и  $R_s$  - фазна отпорност пројектованог намотаја која се може одредити коришћењем следеће формуле [48], [50]:

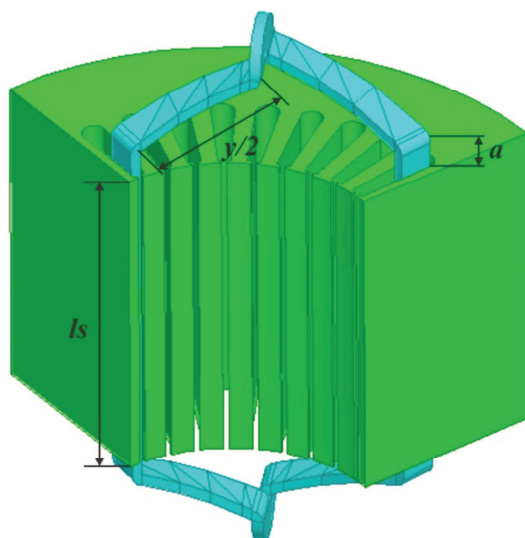
$$R_s = \rho_{Cu} \cdot k_\theta \cdot N_f \cdot \frac{l_{sr}}{2S_{Cu1}} \quad (28)$$

Где је:  $\rho_{Cu}$  - специфична проводност бакра (57 MS/m),  $k_\theta$  - коефицијент увећања специфичне отпорности са порастом температуре намотаја (за номиналну

температуру намотаја од 250 °С и температуру амбијента од 20 °С износи 1,9),  $l_{sr}$  - средња дужина навојка која се рачуна према следећој формули [50]:

$$l_{sr} = 2l_s + 4a + 3.8y \quad (29)$$

Где су:  $l_s$  - дужина статорских лим пакета,  $a$  и  $y$  - карактеристичне димензије намотаја приказане на сл. 2.15. Коефицијент 3,8 уместо 2 испред корака намотавања  $y$  узима у обзир продужење намотаја због савијања проводника на средини крајева намотаја (сл. 2.15). Параметри  $l_s$  и  $y$  су познати, а за параметар  $a$  се усваја стандардна вредност за овај тип намотаја из [48]. На основу свих познатих димензија и усвајајући за радну температуру намотаја од 250°С прорачуната вредност отпорности намотаја по фази износи **59,2 mΩ**.



Сл. 2.15 – Крајеви намотаја са карактеристичним димензијама

#### 2.2.4 Губици у магнетском колу и избор типа магнетског лима

Када се магнетски материјал нађе у променљивом магнетском пољу у њему долази до индуковања тзв. вихорних струја које својим пољем покушавају да пониште поље које их је изазвало. Због тога спољашње магнетско поље може да продре само до одређене дубине у магнетски материјал. Унутрашњи део магнетског материјала због тога остаје неискоришћен. Дубина продирања поља у материјал описана је следећом једначином [15]:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 \mu_r \sigma}} \quad (30)$$

Где је:  $\delta$  - дубина продирања,  $f$  - фреквенција спољашњег магнетског поља,  $\mu_0$  - пермеабилност вакуума,  $\mu_r$  - релативна пермеабилност материјала,  $\sigma$  - проводност материјала. Поред ефекта потискивања поља, вихорне струје у магнетском материјалу стварају губитке. Други тип губитака који постоје у магнетском колу су хистерезисни губици који су последица померања односно оријентације магнетских дипола у феромагнетику. Они заправо представљају рад који је потребно уложити да би се диполи оријентисали у правцу спољашњег магнетског поља. Уложени рад се троши на „трење“ магнетских дипола при њиховој оријентацији при чему долази до загревања магнетског материјала. Међутим, код машина са повишеним учестаностима напајања ( $> 300$  Hz) губици услед вихорних струја постају доминантнији [16] па њиховом смањењу треба посветити већу пажњу.

Да би се губици услед вихорних струја и ефекат потискивања поља смањили, магнетско коло електричних машина израђује од танких лимова међусобно електрично изолованих како би се спречило затварање вихорних струја по целој запремини магнетског кола [62]. Вихорне струје се у том случају затварају у појединачним лимовима при чему је њихов интензитет па тиме и утицај на губитке значајно смањен [15]. Губици су пропорционални квадрату дебљине лима [15] па је према томе боље употребити што тањи лим. Показује се да је довољно да дебљина лима буде мања или једнака од дубине продирања спољашњег поља. Тиме се обезбеђује и добра искоришћеност магнетског материјала јер ће се поље простирати по целој запремини материјала. Познајући номиналну фреквенцију предметног мотора (800 Hz) као и стандардну проводност магнетских лимова (око 2 MS) који се употребљавају у машинама за високобрзинске апликације, добија се да дубина продирања према формули (30) износи 0,22 mm. На основу овога је за предметни мотор изабран лим дебљине **0,2 mm** иза табеле стандардних лимова за обртне електричне машине датој у [56]. Лимови дебљине 0,2 mm су погодни у смислу добрих електромагнетских карактеристика па се стога све чешће срећу у моторима намењеним за напајање



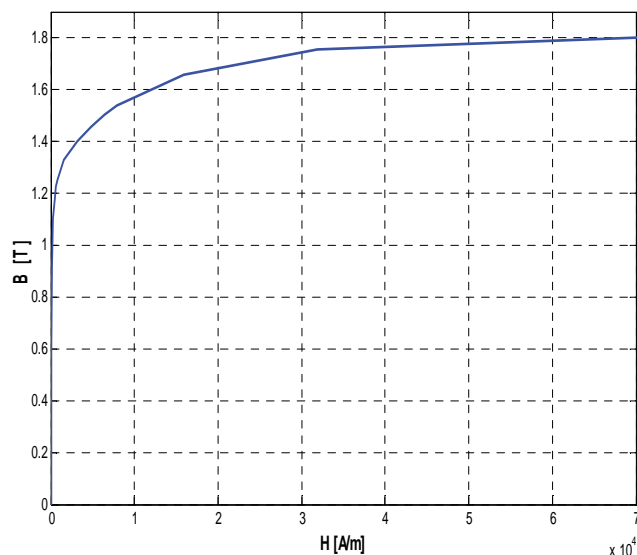
вишим учестаностима, реда 1-2 kHz [14]. Мана употребе танких лимова је њихова тежа израда и склапање у магнетско коло што повећава укупну цену саме машине. Други недостатак је што тањи лимови изискују ситнију гранулацију која по правилу резултује већим хистерезисним губицима [14]. Међутим, то није велики недостатак код високобрзинских машина будући да су губици услед вихорних струја доминантнији.

Након одређивања дебљине, потребно је одабрати и одговарајући тип лима. Лимови се деле на две велике групе: топловаљани лимови са неорјентисаном структуром и хладноваљани са орјентисаном структуром [56]. Орјентисана структура значи да су приликом израде (ваљања) лимова магнетски диполи орјентисани у једном правцу у ком ће због тога лим имати боље магнетске особине. Лимови орјентисане структуре се користе у трансформаторима код којих се поље простире увек у истом правцу. Топловаљани лимови су у употреби код обртних електричних машина где се поље у различитим деловима простире у различитим правцима па је пожељно да лим има претежно исте магнетске особине у свим правцима. Даље, лимови се бирају на основу својих електромагнетских карактеристика: В-Н карактеристике (карактеристика магнећења) и карактеристике специфичних губитака при одређеној индукцији и фреквенцији. Разлика у карактеристикама појединих типова потиче од различитих примеса које се додају магнетском материјалу приликом израде. Да би се електрична проводност што више смањила, а тиме и губици, лимовима се додају примесе различитих материјала. Стандардно се лимовима приликом ваљања додаје проценат силицијума који умањује њихову проводност. Да би се поправиле магнетске карактеристике често се додаје манган. Разлике између типова нису толико значајне тако да ће за предметни мотор бити изабран лим који се доста често користи у високобрзинским машинама, а то је *FeV 310-50-НА*. Његове карактеристике преузете су из [56] и приказане на сл. 2.16 и сл. 2.17.

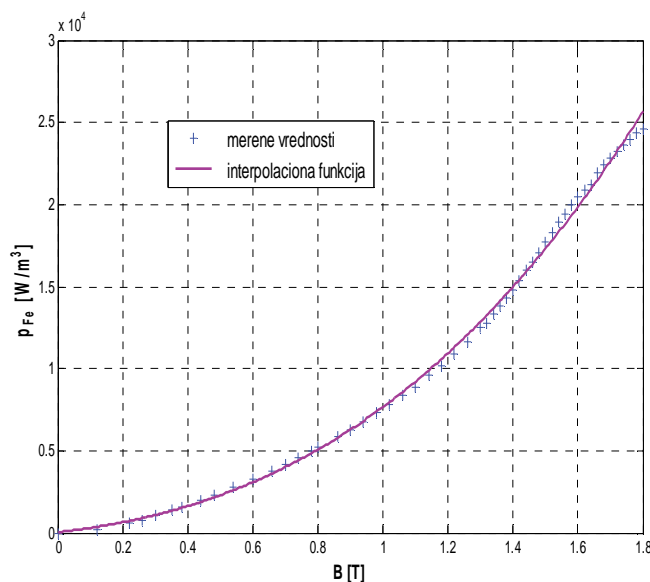
У фази пројектовања машине важно је на неки начин предвидети губитке у магнетском колу да би касније могла да се одреди комплетна заменска шема мотора и на основу ње биланс снаге мотора у току рада. Аналитички приступ одређивању губитака подразумева да се целокупно магнетско коло по попречном пресеку подели на делове са приближно истом индукцијом, а то су: зупци статора,



јарам статора и роторско магнетско коло. Ови делови означени су на сл. 2.18. Ради прегледности приказан је само један пол мотора. Магнетска индукција у свим деловима одређена је у претходном поглављу приликом пројектовања статорске геометрије и приказана је у табели 2.7 заједно са запреминама сваког дела магнетског кола.



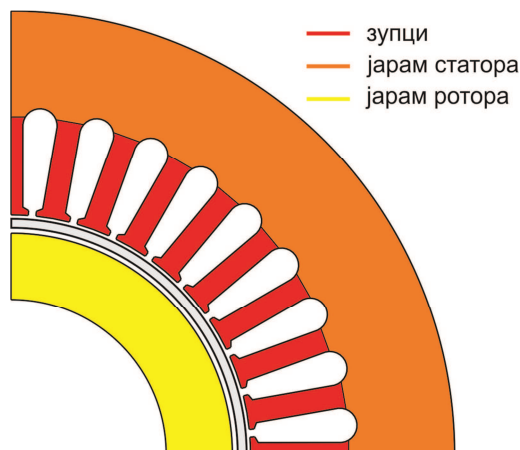
Сл. 2.16 – В-Н карактеристика изабраног лима



Сл. 2.17 – Карактеристика специфичних губитака на 50 Hz

Табела 2.7 – Индукција и запремина делова магнетског кола са Сл. 2.18

Део магнетског кола	$B_{mi}$ [Т]	$V_i$ [m <sup>3</sup> ]
зупци	1,7	$441,3 \cdot 10^{-6}$
јарам статора	1	$1381,4 \cdot 10^{-6}$
јарам ротора	1	$254,4 \cdot 10^{-6}$



Сл. 2.18 – Делови магнетског кола са приближно истом индукцијом

Након дефинисања вредности максималне индукције, на сваки део машине примењују следеће формуле за прорачун губитака услед вихорних струја и хистерезиса [63]:

$$P_{vi} = V_i k_v (f B_{mi})^2 \quad (31)$$

$$P_{hi} = V_i k_h f (B_{mi})^2 \quad (32)$$

$$P_{di} = V_i k_d (f B_{mi})^{1.5} \quad (33)$$

Где су:  $P_{vi}$ ,  $P_{hi}$  и  $P_{di}$  - губици услед вихорних струја, хистерезиса и додатни губици за сваки од горе наведених делова магнетског кола ( $i = 1, 2, 3$ ),  $V_i$  - запремине сваког дела чије су вредности дате у табели 2.7,  $f$  - фреквенција магнетског поља која је једнака фреквенцији напона напајања тј. 800 Hz,  $B_{mi}$  - индукција у сваком делу,  $k_v$ ,  $k_h$  и  $k_d$  - коефицијенти губитака који зависе од карактеристике магнетског материјала. Коефицијенти губитака се одређују из криве специфичних губитака (сл. 2.17) на следећи начин.

Коефицијент  $k_v$  се одређује директно преко формуле [63]:

$$k_v = \pi^2 \sigma \frac{d^2}{6} \quad (34)$$

Где су  $\sigma$  и  $d$  специфична проводност и дебљина употребљеног лима, респективно. Ови параметри лима су дати у табели 2.8. Укупни специфични губици снаге у лиму могу да се интерполирају коришћењем следеће интерполационе функције:

$$p_{Fe} = p_v + p_h + p_d = \frac{P_v + P_h + P_d}{V} = K_1 B_m^2 + K_2 B_m^{1.5} \quad (35)$$

Где су  $K_1$  и  $K_2$  интерполациони коефицијенти који се могу одредити минимизацијом суме квадрата одступања вредности мерења од интерполационе функције односно минимизацијом следеће функције грешке:

$$err(K_1, K_2) = \sum_i \left[ p_{Fe,i} - (K_1 B_{m,i}^2 + K_2 B_{m,i}^{1.5}) \right]^2 = \min \quad (36)$$

Где су  $p_{Fe,i}$  - вредности специфичних губитака из табеле произвођача лима за одређене вредности индукције  $B_{m,i}$ . Вредности ових губитака су приказане на сл. 2.17 заједно са интерполационом функцијом. Сада се коефицијенти  $K_1$  и  $K_2$ , коришћењем релација (31), (32) и (33), могу довести у следећу корелацију са коефицијентима  $k_v$ ,  $k_h$  и  $k_d$ :

$$K_1 = k_h f + k_v f^2 \quad (37)$$

$$K_2 = k_d f^{1.5} \quad (38)$$

Коришћењем релација (34), (37) и (38) израчунати су коефицијенти  $k_v$ ,  $k_h$  и  $k_d$  и приказани у табели 2.8.

Табела 2.8 – Карактеристике одабраног магнетског лима

Тип лима FeV 310-50-НА	Вредност
$k_v; k_h; k_d$	0,66; 148,5; 1,4;
$d$ [mm]	0.2
$\sigma$ [MS]	2

Пошто су познати сви параметри у једначинама (31), (32) и (33) могу се израчунати губици услед хистерезиса и вихорних струја као и укупни губици у

гвожђу при номиналном напону и фреквенцији напајања. Прорачунате вредности су дате у табели 2.9. На основу укупних губитака може се одредити параметар заменске шеме АМ који представља математички модел губитака у гвожђу мотора при номиналном напону напајања. Тај параметар се углавном означава са  $R_{Fe}$ , а израчунава се преко следеће релације:

$$R_{Fe} = \frac{U_{nf}^2}{P_{Fe}/3} \quad (39)$$

У претходној релацији фигурише трећина губитака у гвожђу и фазни напон јер се сви параметри заменске шеме АМ изводе за једну фазу. Вредност параметра  $R_{Fe}$  дата је у табели 2.9.

Табела 2.9 – Губици у магнетском колу

Величина	Вредност
$P_v$ [W]	1230
$P_h$ [W]	346
$P_d$ [W]	83
$P_{Fe}$ [W]	1659
$R_{Fe}$ [ $\Omega$ ]	290

Описани аналитички начин одређивања губитака у гвожђу је доста непрецизан јер подразумева да се у свим деловима магнетског кола индукција мења према простопериодичном закону што није тачно. На пример, у корену зубаца врх вектора магнетске индукције описује елипсу [64]. Такође, магнетска индукција садржи у себи више хармонике који увећавају губитке услед хистерезиса стварајући мање хистерезисне петље унутар главне, а такође повећавају и губитке услед вихорних струја јер стварају индуковане струје на вишим учестаностима. На основу наведеног очекује се да су стварни губици у мотору већи од овде процењених. Описани ефекти су боље обухваћени прорачуном на бази FEM што ће бити детаљније описано у поглављу које се бави моделовањем мотора у FEM софтверу. Вредности из табеле 2.9 користе се само за процену карактеристика мотора у оквиру поглавља 2.4.

Треба такође напоменути да ови губици као и параметар  $R_{Fe}$  важе само у случају номиналног и синусоидалног напона напајања. Номинални напон

напајања је очекиван у овој апликацији али не и синусоидалан будући да се предметни мотор напаја из инвертора. Постоје бројни радови који се баве проблематиком одређивања губитака у гвожђу машине која се напаја из несинусоидалног извора [64], [65], [66]. Резултат анализе која је у њима спроведена је да губици у гвожђу услед несинусоидалног напајања могу порастати и до 40% у односу на случај чистог синусоидалног напајања. Да би се овај ефекат прецизно одредио, потребне су детаљне карактеристике инвертора и типа употребљене модулације чије детаљно проучавање није предмет овог рада тако да ће се за даљу анализу третирати чисто синусоидално напајање мотора. Претпоставка је да повећани губици неће утицати битно на оптималне вредности роторских параметара.

### 2.2.5 Индуктивност магнећења

Након одређивања димензија статора и параметара намотаја могуће је дефинисати један важан параметар машине, а то је индуктивност магнећења. Она се може одредити на начин који је описан у [48], а који ће овде бити укратко поновљен. Претпоставка коју треба усвојити је да је машина незасићена јер како ће касније бити објашњено засићење магнетског кола значајно утиче на вредност овог параметра.

Да би се дошло до израза за индуктивност магнећења мора се поћи од израза (21) за максималну вредност флукса по полу. Користећи овај израз, флуксни обухват намотаја статора може се одредити тако што се максимална вредност флукса помножи са ефективним бројем навојака статора што је представљено следећим изразом:

$$\psi_m = k_{w1} N_f \Phi_m = \frac{2}{\pi} k_{w1} \frac{N_f}{2} \tau_s l_s B_m \quad (40)$$

Ефективни број навојака представља производ укупног броја навојака по фази  $N_f$  и навојног сачиниоца за први хармоник  $k_{w1}$ . Максимална индукција  $B_{m\delta}$  може се изразити као:

$$B_m = \frac{\mu_0 F_{sm}}{\delta_{ef}} \quad (41)$$

Где су:  $\delta_{ef}$  - ефективна вредност ваздушног зазора машине која узима у обзир расипање у зазору и пад магнетног напона у магнетском колу статора,  $F_{sm}$  - максимална вредност првог хармоника МПС трофазног статорског намотаја. Ефективна вредност ваздушног зазора израчунава се помоћу следеће формуле:

$$\delta_{ef} \approx k_c \delta \quad (42)$$

Где је  $\delta$  - стварна дужина ваздушног зазора, а  $k_c$  - Картеров сачинилац који се рачуна преко формуле:

$$k_c = \frac{t}{t - k \cdot b_1} = \frac{t}{t - \frac{b_1/\delta}{5 + b_1/\delta} \cdot b_1} \quad (43)$$

Где је  $b_1$  - отвор жлеба који је за предметни мотор једнак:

$$b_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{3} t = \frac{t}{3} \quad (44)$$

Максимална вредност првог хармоника МПС трофазног статорског намотаја добија се коришћењем израза (1):

$$F_{sm} = \frac{6}{\pi} \frac{k_{w1} N_f}{4p} \sqrt{2} I_{0f} \quad (45)$$

Где је:  $I_{0f}$  - ефективна вредност струје празног хода једне фазе. Ако се једначина (45) уврсти у (41), а она затим у (40) добија се следећи израз за флуksни обухват једне фазе трофазног намотаја:

$$\psi_m = \frac{6\mu_0 \tau_s l_s}{4\pi^2 p \delta_{ef}} (k_{w1} N_f)^2 \sqrt{2} I_{0f} \quad (46)$$

Ако се израз (46) подели са максималном вредношћу струје празног хода једне фазе добија се коначан израз за индуктивност магнетовања једне фазе трофазног АМ:

$$L_m = \frac{3\mu_0 \tau_s l_s}{2\pi^2 p \delta_{ef}} (k_{w1} N_f)^2 \quad (47)$$

Реактанса магнећења се израчунава као:

$$X_m = 2\pi fL_m \quad (48)$$

Где је  $f$  - фреквенција напона напајања статора.

Ефективна вредност зазора укључује у себе ефекат жлебног расипања, који је узет у обзир Картеровим сачиниоцем, као и ефекат пада магнетског напона у магнетском колу. Део који зависи од магнетског кола мења се са променом напона и момента оптерећења мотора будући да се тада мења и засићеност магнетског кола па тиме и његове магнетске особине. При повећању напона долази до повећања магнетске индукције у машини што следи директно из релације (11). Ако је машина добро пројектована, при номиналном напону треба да има максималну вредност индукције која се налази у колону карактеристике магнећења за најзасићеније области (зупце). За предметни мотор је претходна чињеница узета у обзир адекватним избором ширине зупца као најкритичнијег дела машине по питању засићења. Утицај момента на промену индуктивности магнећења може се објаснити тиме што линије поља у случају већег момента пролазе путањама са већим засићењем и имају доста већу дужину што доводи до повећања МПС које пак узрокује већу струју, а мању индуктивност магнећења. Пошто ће се у аналитичким разматрањима третирати само номинални радни режим са номиналним моментом оптерећења и напоном напајања, оправдано је сматрати индуктивност магнећења константном.

Изведени изрази за индуктивност односно реактансу магнећења важе само за први хармоник МПС односно магнетске индукције и дају задовољавајућу тачност у анализи рада стандардних кавезних и АМ са намотаним ротором. Ситуација код чашастог АМ је нешто сложенија па основна индуктивност магнећења мора на изврстан начин да се модификује односно допуни о чему ће бити више речи у поглављу 2.3.1.

### **2.2.6 Индуктивности расипања статорског намотаја**

Део флуksа који не чини међусобни флуks назива се флуks расипања. Његов прорачун из геометријских параметара машине је веома тежак задатак будући да су геометрије машина углавном доста сложене. Да би се овај задатак

поједноставио флуks расипања се дели на неколико делова сходно областима у којима се простира. Сваки од тих флуksева се описује засебном индуктивношћу расипања. Те индуктивности су: индуктивност расипања у зазору ( $L_\delta$ ), жлебно расипање ( $L_z$ ), расипање на крајевима зупца ( $L_z$ ), расипање крајева намотаја ( $L_w$ ) и расипање услед искошења жлебова (енг. *skewing*) ( $L_{sw}$ ). Формуле за израчунавање сваке од наведених индуктивности статора и њихово извођење могу се пронаћи у [48], а у наставку ће оне бити само наведене уз кратко објашњење. Укупна индуктивност расипања статорског намотаја је збир наведених појединачних индуктивности.

**Индуктивност расипања у зазору ( $L_\delta$ )** представља заправо индуктивност која потиче од флуksа расипања виших хармоничних компоненти МПС и може се израчунати преко следеће формуле:

$$L_\delta = \sigma L_m \quad (49)$$

Где је  $\sigma$  - фактор расипања дат формулом (6) и који је претходно израчунат за испројектовани статорски намотај, а  $L_m$  је индуктивност магнећења статора дата формулом (47).

За разлику од претходне, **индуктивност жлебног расипања ( $L_z$ )** описује стварни флуks расипања који се затвара око проводника који се налазе у жлебу. На Сл. 2.19 су приказане путање линија овог флуksа добијене FEM програмом.

Ова индуктивност расипања се може израчунати преко следеће формуле:

$$L_z = \frac{4m}{Q} \mu_0 l_s N_f^2 \lambda_z \quad (50)$$

Где је  $\lambda_z$  - фактор пермеансе жлеба који се добија када се пермеанса жлеба подели са његовом дужином и са пермеабилношћу вакуума. Формула за фактор пермеансе за случај двослојног намотаја и изабрану геометрију жлеба је:

$$\lambda_z = k_1 \frac{h_4}{3b_4} + k_2 \left( \frac{h_1}{b_1} + \frac{h_2}{b_4 - b_1} \ln \frac{b_4}{b_1} \right) \quad (51)$$

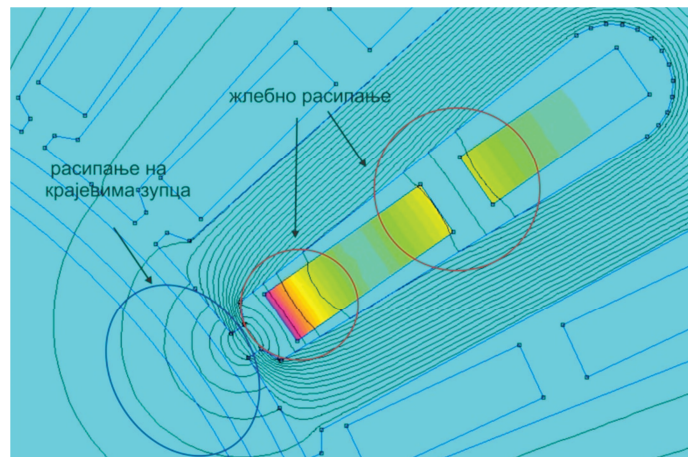
Где су:  $h_4, h_1, h_2, b_4, b_1$  геометријски параметри статорског жлеба приказани на сл. 2.9. Коефицијенти  $k_1$  и  $k_2$  се за трофазни намотај израчунавају преко формула:



$$k_1 = 1 - \frac{9}{16} \varepsilon, \quad k_2 = 1 - \frac{3}{4} \varepsilon \quad (52)$$

Где  $\varepsilon$  узима у обзир фазни померај између струја две секције намотаја у жлебу и израчунава се као:

$$\varepsilon = 1 - \frac{W}{\tau_p} \quad (53)$$



Сл. 2.19 – Жлебно расипање и расипање на крајевима зупца

**Индуктивност расипања на крајевима зупца ( $L_z$ )** описује флуks расипања који се простире изван отвора жлеба у ваздушном зазору машине (сл. 2.19). Он се такође рачуна преко формуле (50) само што се у овом случају фактор пермеансе рачуна на следећи начин:

$$\lambda_z = k_2 \frac{5 \left( \frac{\delta}{b_1} \right)}{5 + 4 \left( \frac{\delta}{b_1} \right)} \quad (54)$$

Где су:  $\delta$  - ширина ваздушног зазора и  $b_1$  - ширина отвора жлеба који су приказани на сл. 2.9. Коефицијент  $k_2$  се поново рачуна преко формуле (52).

**Индуктивност крајева намотаја ( $L_w$ )** представља флуks расипања који производи струја у бочним везама намотаја (предњим и задњим). Ова индуктивност је изузетно тешка за израчунавање због компликоване геометрије крајева намотаја која зависи од употребљеног типа намотаја. Међутим, пошто се

крајеви намотаја налазе у ваздуху њихова индуктивност је релативно мала па се зато са довољном тачношћу може одредити коришћењем фактора пермеансе који су одређени емпиријским путем. Формула за израчунавање ове индуктивности гласи:

$$L_w = \frac{4m}{Q} q \mu_0 N_f^2 l_w \lambda_w \quad (55)$$

Где је:  $q$  - број жлебова по полу и фази,  $l_w \lambda_w$  - производ просечне дужине бочних веза и фактора пермеансе који се може изразити преко следеће формуле:

$$l_w \lambda_w = 2a \lambda_{aw} + 1,9y \lambda_{yw} \quad (56)$$

Где је:  $a$  - аксијална дужина бочних веза,  $y$  - средњи распон бочних веза (сл. 2.15), а  $\lambda_{aw}$  и  $\lambda_{yw}$  фактори пермеансе одговарајућих делова, респективно, који се узимају из табеле дате у [48] за одговарајући тип намотаја.

**Укупна индуктивност расипања статора ( $L_{\sigma s}$ )** се добија као збир појединачних реактанси расипања описаних релацијама (49), (50) и (55):

$$L_{\sigma s} = L_{\delta} + L_z + L_z + L_w \quad (57)$$

Укупна реактанса расипања статора се израчунава као:

$$X_s = 2\pi f L_{\sigma s} \quad (58)$$

Где је  $f$  - фреквенција напајања статора.

Индуктивности магнећења, расипања у зазору и на крајевима зупца зависе од димензија ваздушног зазора док су преостале две индуктивности расипања константне и могу се израчунати коришћењем познатих геометријских података. Ово је приказано прегледно у табели 2.10.

У наредном поглављу ће бити разматран утицај геометријских параметара роторске чаше и величине ваздушног зазора на промену појединих индуктивности и карактеристика машине.

Табела 2.10 - Индуктивности магнећења и расипања

Индуктивност	Вредност
$L_m = f(\delta)$	једначина (47)
$L_\delta = f(\delta)$	једначина (49)
$L_z = f(\delta)$	једначина (50) и (54)
$L_z$ [ $\mu\text{H}$ ]	201,6
$L_w$ [ $\mu\text{H}$ ]	21,3

### 2.3 Аналитичко одређивање параметара роторске чаше и заменска шема машине

За разлику од статора који је сличан осталим типовима АМ, ротор предметног мотора је веома специфичан. Као што је раније речено, струјно коло ротора чини чаша сачињена од хомогеног метала који омогућава произвољно затварање индукованих струја унутар чаше. Због тога је и процедура одређивања расподеле струје, а тиме и параметара ротора сложенија. Циљ овог поглавља је да укратко представи аналитички поступак израчунавања роторских параметара који би затим са већ одређеним параметрима статора формирали комплетну заменску шему чашастог АМ. При томе ће бити јасно назначене усвојене претпоставке и занемарења чији ће утицај на тачност модела бити разматран са теоријског становишта. Изведена заменска шема ће послужити за одређивање главних карактеристика мотора чиме се врши провера целокупне спроведене процедуре пројектовања. Након тога, биће утврђено како главне геометријске величине ротора утичу на перформансе мотора преко промене роторских и једним делом статорских параметара. Поред утицаја геометријских величина биће спроведена и анализа утицаја материјала чаше, тачније његове проводности, на карактеристике мотора.

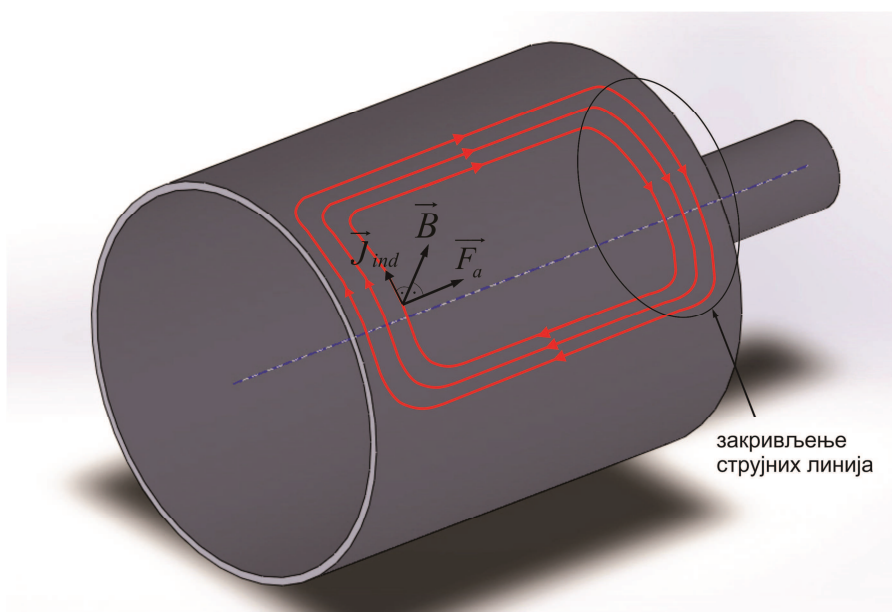
На основу спроведене анализе биће изведени закључци о могућој оптимизацији геометрије роторске чаше и ваздушних зазора машине у циљу максимизације степена искоришћења снаге, која ће бити спроведена касније коришћењем доста прецизнијег FEM модела мотора. При томе ће на основу аналитичких релација бити процењене граничне вредности роторских геометријских параметара које су потребне за процес оптимизације.

### 2.3.1 Аналитичке релације за прорачун роторских параметара

Аналитичко одређивање роторских параметара (отпорности и индуктивности) које фигуришу у заменској шеми мотора доста је једноставније када је у питању стандардни АМ са кавезним или намотаним ротором. Пошто је код стандардног мотора струјно коло уграђено у жлебове роторског магнетског кола занемарљиве електричне проводности (јер је издељено на танке лимове), струје које индукује поље статора у ротору простиру се тачно одређеним путањама, односно кроз роторске проводнике. Захваљујући овој чињеници избегава се сложен приступ решавања расподеле поља и струја у ротору и на релативно лак начин се долази до једноставних релација за прорачун роторских параметара на основу његове геометрије [49], [50].

Проблем одређивања роторских параметара чашастиг АМ је доста сложенији јер роторска чаша, која се налази у променљивом (обртном) пољу статора, има исту електричну отпорност у свим правцима па тиме нема јасно дефинисане путеве за затварање индукованих струја. У овом случају струјне путање су сличне путањама вихорних струја које се индукују у лимовима магнетског кола или у било ком хомогеном комаду метала који се нађе у променљивом магнетском пољу. На сл. 2.20 су приказане струјне путање („петље“) у чашастом ротору које потичу само од првог хармоника флукса у зазору. Такође, виши хармоници флукса индукују своје вихорне струје које се затварају у мањим „петљама“ које се налазе унутар веће „петље“ првог хармоника. Поред тога, струје индуковане од стране виших хармоника имају већу фреквенцију због које се локализују на површини роторске чаше (површински ефекат) чиме се увећавају укупни губици. Додатни проблем је и закривљење струјних линија (тзв. тангенцијалне струје) које се свакако не може занемарити будући да ти делови струјних путања не учествују у стварању корисног момента машине. То је последица положаја вектора струје у односу на вектор магнетске индукције чији је векторски производ (сила) дуж аксијалног правца уместо тангенцијалног (видети сл. 2.20). Проблем одређивања параметара ротора се дакле своди на одређивање расподеле струја у чаши. До те расподеле се може доћи једино решавањем Максвелових једначина за квазистационарно електромагнетско поље у домену ваздушног зазора машине.

Као што је у уводном поглављу напоменуто у литератури је пронађено неколико покушаја да се дође до аналитичких релација за параметре ротора чашастог АМ [36], [38], [39], [40], [41] и [42]. Сви се углавном базирају на решавању Максвелових једначина по вектору магнетске индукције или магнетног вектор потенцијала на основу чега се долази до расподеле поља, а затим и струја у роторској чаши. Најсвеобухватнији модел чашастог ротора изведен је у [41] и [42] где је аутор узео у обзир индуковане струје које потичу од виших хармоника поља у зазору. У раду је такође разматран утицај дужине роторске чаше у односу на дужину статорског магнетског кола. Аутор је прво развио модел за чашу која је отворена са обе стране (заправо металну цев) да би касније модел проширио утицајем „поклопца“ са једне стране цеви. Наведени модел ће овде бити укратко представљен уз напомене о усвојеним занемарењима и упрошћењима. Детаљније извођење може се пронаћи у [41] и [42].



Сл. 2.20 - Путање индукованих вихорних струја у роторској чаши

Да би се решавање проблема поједноставило уводе се следеће основне претпоставке које су стандардне код анализе машина и које не утичу превише на тачност резултата:

1. Намотаји статора су симетрични;
2. Напајање је симетрично и простопериодично (напони/струје);

3. Магнетско коло има бесконачну пермеабилност и нулту електричну проводност;
4. Посматра се устаљени радни режим (струје и брзина).

Додатне претпоставке које више утичу на тачност резултата су:

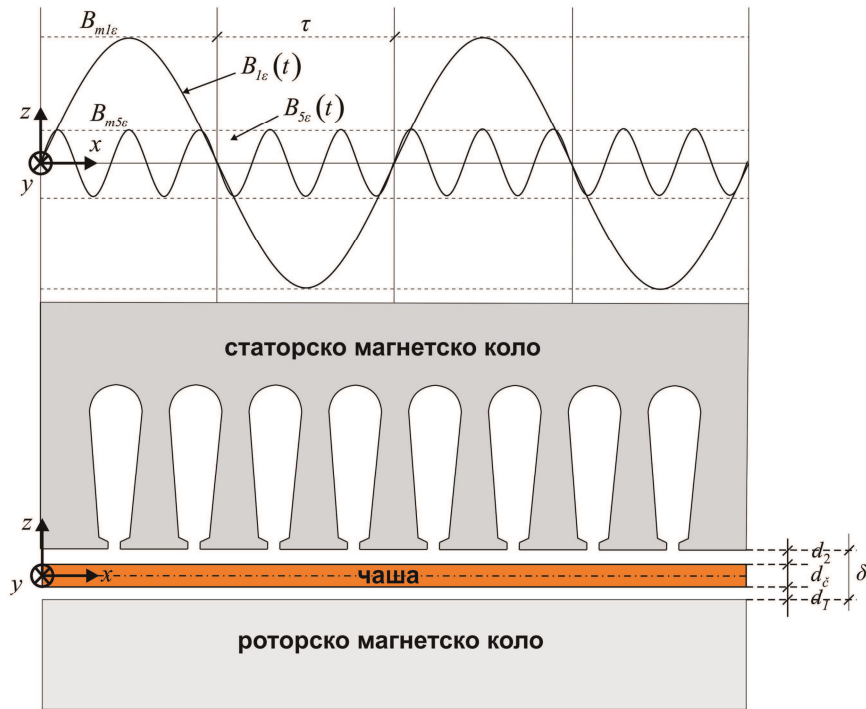
1. Претпоставља се да вектор магнетске индукције у ваздушном зазору има само радијалну компоненту због чега се делимично занемарује ефекат расипања на крајевима магнетског кола који се иначе разматра када су у питању кавезни АМ. Овом претпоставком се занемарује и тангенцијална компонента поља у зазору која је израженија при већим оптерећењима и већим ваздушним зазорима;
2. Претпоставља се равномерна расподела струје по попречном пресеку чаше (занемарен површински ефекат). Последица ове претпоставке је да ће израчунати губици у ротору бити мањи од стварних посебно у случају високобрзинске машине.

Као што ће се из касније анализе видети, друга претпоставка уноси највећу грешку у модел. На сл. 2.21 и сл. 2.22 приказани су радијални и аксијални попречни пресек чашастиг АМ, респективно, са главним димензијама које ће се користити у наредним једначинама.

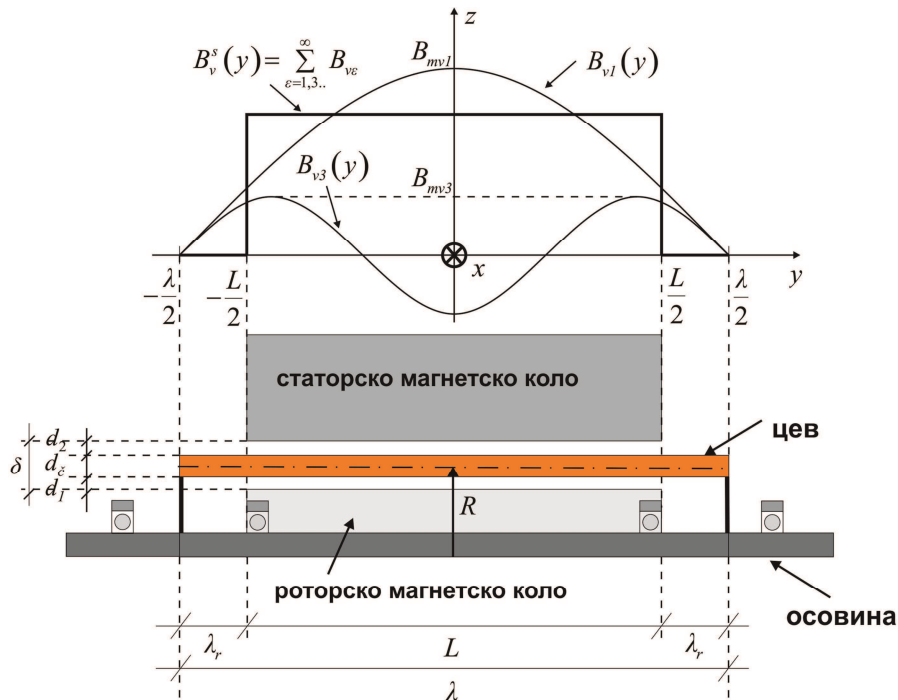
Анализа креће од простијег случаја када је чаша отворена са обе стране. Полазећи од основних Максвелових једначина за квазистационарно поље [15] долази се до следеће парцијалне диференцијалне једначине по вектору магнетске индукције за домен ваздушног зазора односно чаше:

$$\frac{\rho}{\mu_0} \nabla^2 \vec{B}^r - \frac{\partial \vec{B}^r}{\partial t} = \frac{\partial \vec{B}^s}{\partial t} \quad (59)$$

Где су  $\rho$  и  $\mu_0$  - проводност и пермеабилност средине, респективно,  $\vec{B}^r$  и  $\vec{B}^s$  - вектори роторске и статорске магнетске индукције. Вектор магнетске индукције статора представља побуду у систему и уколико се она представи неком од стандардних функција може се пронаћи партикуларно решење једначине.



Сл. 2.21 – Радијални попречни пресек развијеног чашастиг АМ са основним димензијама и првим и петим хармоником магнетске индукције по обиму машине



Сл. 2.22 – Аксијални попречни пресек половине чашастиг АМ са основним димензијама и првим и трећим хармоником магнетске индукције по дужини машине

Претпостављајући, као што је речено, да вектори магнетске индукције имају само радијалне компоненте и уводећи координатни систем као на сл. 2.21 односно сл. 2.22, једначина (59) добија следећи облик:

$$\frac{\rho}{\mu_0} \left( \frac{\partial^2 b^r}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 b^r}{\partial y^2} \right) - \frac{\partial b^r}{\partial t} = \frac{\partial b^s}{\partial t} \quad (60)$$

Кључни део је избор функције која ће добро апроксимирати статорско магнетско поље. Она се може представити следећом једначином:

$$b^s = \sum_v \sum_{\varepsilon=1,3}^{\infty} B_{v\varepsilon}^s \cos(v\alpha x^r - \omega_v^r t) \cos \varepsilon \beta y \quad (61)$$

Где су:  $\alpha$  и  $\beta$  - константе које повезују линеарне координате  $x^r$  и  $y^r$  са аргументима тригонометријских функција,  $v$  - ред хармоника расподеле поља по обиму машине (видети сл. 2.21),  $\varepsilon$  - ред хармоника аксијалне расподеле поља (видети сл. 2.22),  $\omega_v^r$  - угаона брзина простирања  $v$ -тог хармоника поља статора у роторским координатама и  $B_{v\varepsilon}^s$  - константа двоструке Фуријеове трансформације која се може представити следећим изразом:

$$B_{v\varepsilon}^s = K_e B_v^s \quad (62)$$

Где је  $K_e$  – константа трансформације поља по аксијалном правцу и представља се изразом:

$$K_e = \frac{4}{\pi \varepsilon} \sin \left( \frac{\varepsilon L \pi}{2 \lambda} \right) \quad (63)$$

Где је  $L$  – дужина статорског магнетског кола, а  $\lambda$  – дужина ротора (металне цеви). Амплитуда  $v$ -тог хармоника статорског поља по обиму машине. Амплитуда хармоника по обиму машине  $B_{mv}^s$  добија се комбинацијом израза (41) и (45):

$$B_v^s = \frac{m}{v\pi} \frac{\mu_0}{\delta} \frac{N_f k_{wv}}{2} I_s \sqrt{2}, \quad (64)$$



Где је  $v$  дато изразом (2). Добро је запазити да у случају када је чаша дужа од статорског магнетског кола коефицијент  $K_e$  мења своју вредност чиме је овај ефекат на индиректан начин узет у обзир у датој анализи.

На основу функције (61) и одговарајућих граничних услова може се добити решење једначине (60) које представља расподелу магнетног поља ротора  $b^r$  по његовом обиму и дужини (дуж  $x$  и  $y$  оса). Сада се може употребити следећа релација између вектора јачине магнетског поља и вектора густине струје:

$$\vec{J} = \nabla \times \vec{H} \quad (65)$$

На основу ње долази се до следеће две једначине које повезују компоненте вектора густине индукованих струја у чаши  $j_x^r$  и  $j_y^r$  и магнетску индукцију ротора  $b_r$ :

$$\mu_0 (1 + \sigma_r) \frac{d_{\xi}}{\delta} j_x^r = \frac{db^r}{dy} \quad (66)$$

$$\mu_0 (1 + \sigma_r) \frac{d_{\xi}}{\delta} j_y^r = \frac{db^r}{dx}$$

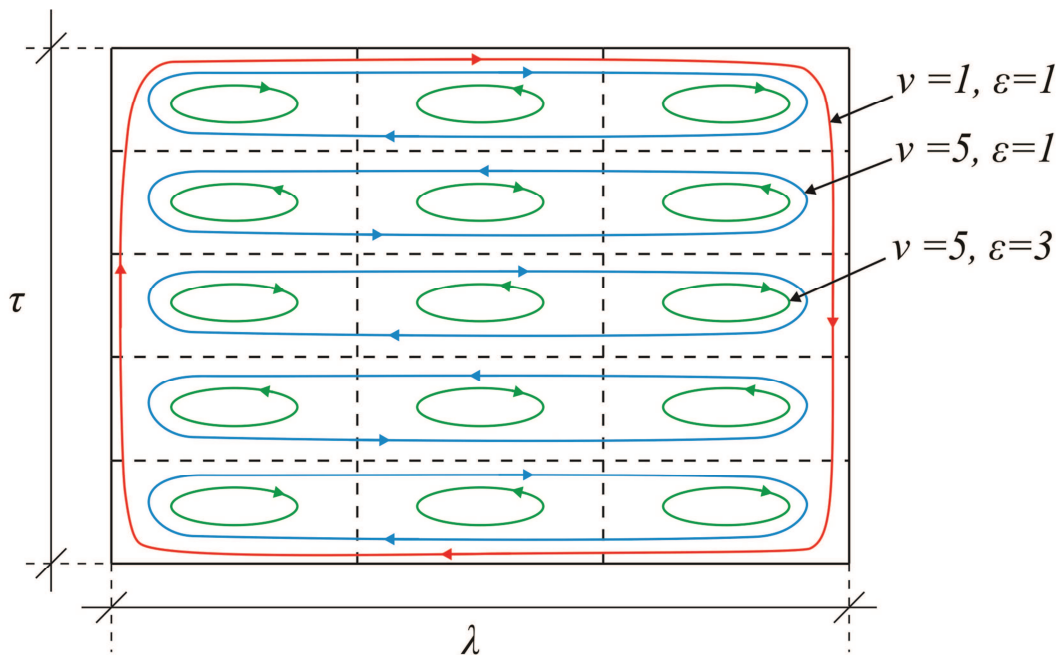
Где је:  $\sigma_r$  – коефицијент расипања роторског струјног кола. Решавањем система (66) добија се коначно и расподела струје у роторској чаши. Принципска шема расподеле струје приказана је на сл. 2.23 при чему је чаша приказана у развијеној форми. Свака од струјних „петљи“ приказаних на сл. 2.23 може се представити шемом са сконцентрисаним параметрима тј. својом отпорношћу и реактансом расипања. Такође, свака од ових петљи има своју индуктивност магнећења према статорском струјном колу које се могу представити и преко главне реактансе магнећења првог хармоника дате изразом (47). Параметри роторског струјног кола (металне цеви) представљени су следећим једначинама:

$$x_{Mv\epsilon} = \omega \frac{mR\lambda\mu_0}{4\pi v^2 \delta_{ef}} \left( \frac{N_f}{2} k_{wv} K_{\epsilon} \right)^2 \quad (67)$$

$$r_{Eve} = \frac{m\epsilon\rho}{v d_{\xi}} \left( \frac{2v\lambda}{\epsilon\pi R} + \frac{\epsilon\pi R}{2v\lambda} \right) \left( \frac{N_f}{2} k_{wv} K_{\epsilon} \right)^2 \quad (68)$$

$$x_{Ev\varepsilon} = \omega \frac{mR\lambda\mu_0}{4\pi v^2 \delta_{ef}} \sigma_r \left( \frac{N_f}{2} k_{wv} K_\varepsilon \right)^2 \quad (69)$$

Где су:  $x_{Mv\varepsilon}$  – реактанса магнећења,  $r_{Ev\varepsilon}$  – еквивалентна отпорност и  $x_{Ev\varepsilon}$  – еквивалентна реактанса расипања  $v, \varepsilon$  струјне петље,  $\delta_{ef}$  – ефективна ширина ваздушног зазора која се рачуна према формули (42), а  $\omega$  – кружна учестаност струја статора.



Сл. 2.23 – Развијени приказ ротора са принципском шемом расподеле струје. Ради прегледности приказано је само неколико хармоника.

Детаљно извођење наведених параметара на основу функција расподеле струје дато је у [41]. Иако је реактанса расипања ротора представљена једначином (69) из које се може израчунати њена бројна вредност, за машине код којих је  $gr/\pi R < 0,1$  она се може занемарити као што је показано у [67]. Кроз каснију анализу ће се показати да је овај услов задовољен у случају предметног мотора. Занемарење реактансе расипања ротора може се објаснити и логичким резонувањем. Роторска чаша се налази у релативно великом ваздушном зазору. Због тога се линије флукса који стварају роторске струје затвара скоро у потпуности кроз ваздух (сл. 2.19) због чега је магнетска отпорност на путу линија овог флукса јако велика будући да су и ваздух и метал од кога је чаша направљена немагнетски материјали чија је релативна пермеабилност приближно једнака

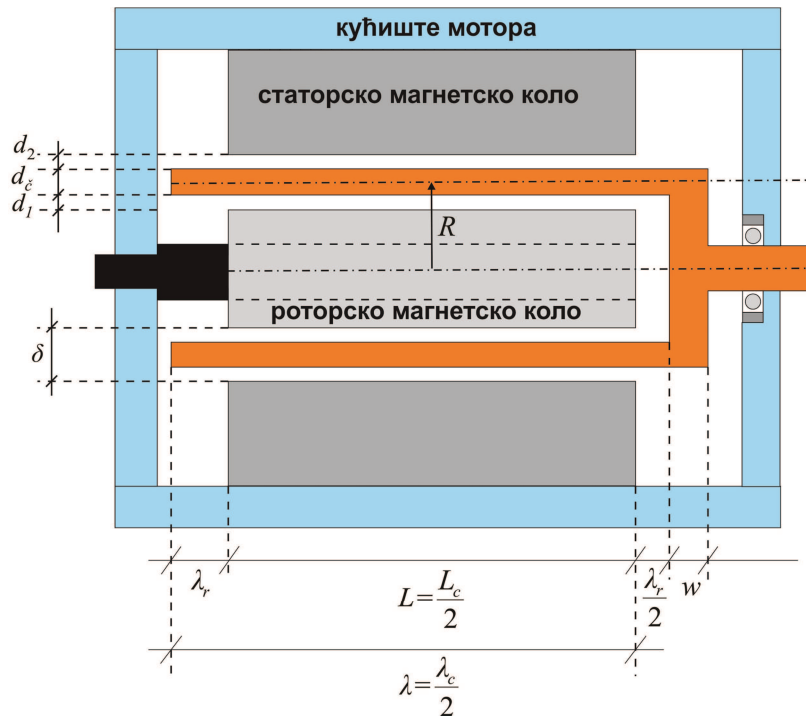
јединици. Индуктивност је обрнуто пропорционална магнетској отпорности одакле се може закључити да је индуктивност односно реактанса расипања ротора доста мала чиме је оправдано и њено занемарење.

У [42] је као наставак на извођење из [41] показано како се уз прилагођење поступка извођења може лако доћи до параметара роторског струјног кола у случају постојања поклопца са једне стране металне цеви (прави чашасти ротор). Сл. 2.24 представља аксијални попречни пресек чашастиог АМ са основним димензијама. Параметри чашастиог ротора дати су следећим једначинама:

$$x_{M_{V\varepsilon}}^{\dot{c}} = \omega \frac{mR\lambda^{\dot{c}}\mu_0}{8\pi v^2 \delta_{ef}} \left( \frac{N_f}{2} k_{wv} K_\varepsilon \right)^2 \quad (70)$$

$$r_{E_{V\varepsilon}}^{\dot{c}} = \frac{m\varepsilon\rho}{2vd_\varepsilon} \left[ \frac{\varepsilon}{2} \left( \frac{2v\lambda^c}{\varepsilon\pi R} + \frac{\varepsilon\pi R}{v\lambda^c} \right) + \left( \frac{2v\lambda^r}{\pi R} + \frac{2d_\varepsilon}{\pi w} \right) \right] \left( \frac{N_f}{2} k_{wv} K_\varepsilon \right)^2 \quad (71)$$

$$x_{E_{V\varepsilon}}^{\dot{c}} = \omega \frac{mR\lambda^c\mu_0}{8\pi v^2 \delta_{ef}} \sigma_r \left( \frac{N_f}{2} k_{wv} K_\varepsilon \right)^2 \quad (72)$$



Сл. 2.24 – Аксијални попречни пресек чашастиог АМ са основним димензијама (чаша затворена са једне стране)

Из претходних једначина следи да је главна промена у односу на случај отворене цеви нешто већа роторска отпорност услед постојања поклопца са једне стране ротора. Анализа у наредном поглављу ће показати да он заправо нема велики утицај на перформансе мотора.

Познајући сада све параметре, роторско струјно коло се може представити општом еквивалентном шемом која је приказана на сл. 2.25. Сваки пар паралелно везаних елемената представља струјну петљу за једну комбинацију хармоника  $\nu$  и  $\varepsilon$ . Клизање  $s_\nu$  за појединачне хармонике рачуна се према формули:

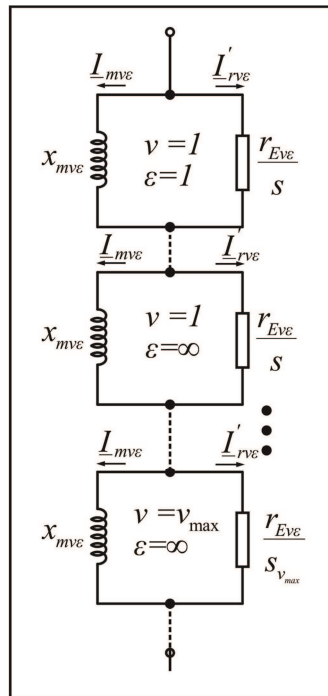
$$s_\nu = 1 - \frac{V}{P}(1 - s) \quad (73)$$

Где је  $s$  клизање основног хармоника које стандардно рачуна према формули [62]:

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (74)$$

Где су:  $n_s$  и  $n_r$  – синхрона и брзина обртања ротора у об/мин.

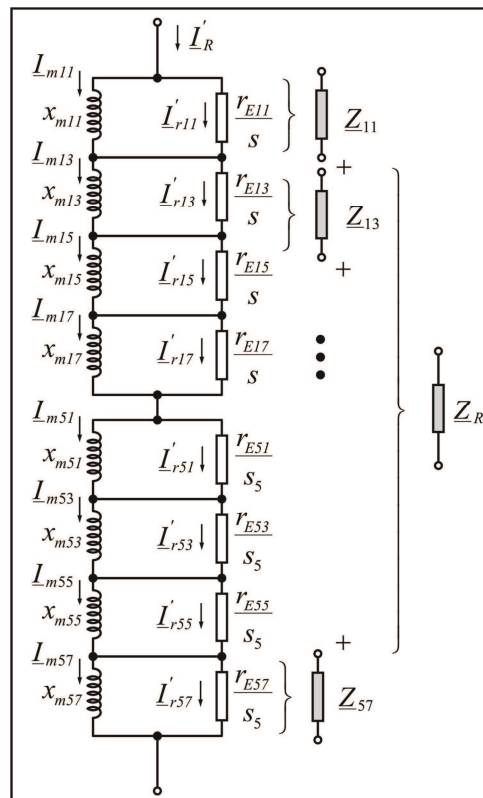
Иста шема важи и када је чашасти ротор у питању само што су тада параметри са шеме описани једначинама (70), (71) и (72).



Сл. 2.25 – Општа заменска шема ротора за  $\nu = 1, \dots, \nu_{\max}$  и  $\varepsilon = 1, \dots, \infty$

### 2.3.2 Заменска шема чашастиг АМ

Да би се формирала комплетна заменска шема машине потребно је прво одредити се за коначан број хармоника магнетске индукције статора за које ће се прорачунати параметри ротора. Према анализи спроведеној у поглављу 2.2.1 закључује се да су значајни хармоници намотаја поред првог још и  $\nu = 5, 17, 19, 35$  и  $37$ . Међутим, посматрајући изразе за параметре ротора (67)-(69) и (70)-(72) закључује се да је довољно узети само основни и 5-и хармоник јер за хармонике вишег реда ови параметри имају јако малу вредност па се могу и занемарити. Према [42], за хармонике у аксијалном правцу довољно је усвојити 1, 3, 5 и 7-и. На основу овога формирана је одговарајућа заменска шема ротора и приказана на сл. 2.26.



Сл. 2.26 – Заменска шема роторског струјног кола за  $\nu = 1, 5$  и  $\varepsilon = 1, 3, 5, 7$

Еквивалентне импедансе са слике представљене су следећим изразима:

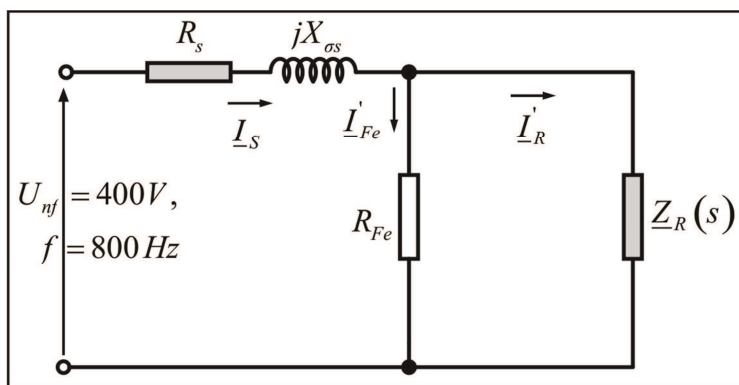
- еквивалентна импеданса струјне петље  $\nu, \varepsilon$ :

$$\underline{Z}_{\nu\varepsilon} = \frac{r_{E\nu\varepsilon} jx_{\nu\varepsilon}}{r_{E\nu\varepsilon} + jx_{\nu\varepsilon}} \quad (75)$$

- еквивалентна импеданса роторског кола:

$$\underline{Z}_R = \sum_{\substack{v=1,5 \\ \varepsilon=1,\dots,7}} Z_{v\varepsilon} \quad (76)$$

Познавајући сада све параметре статора и ротора формирана је комплетна заменска шема за једну фазу чашастиг АМ и приказана на сл. 2.27. Поред параметара заменске шеме позната је и ефективна вредност и фреквенција фазног напона мотора (табела 2.4).



Сл. 2.27 – Заменска шема чашастиг АМ

Пре решавања заменске шеме погодно је дефинисати још и следеће импедансе:

- импеданса статора:

$$\underline{Z}_s = R_s + jX_s \quad (77)$$

- еквивалентна импеданса паралелне везе  $R_{Fe}$  и  $\underline{Z}_R$ :

$$\underline{Z}_{Re} = \frac{R_{Fe} \underline{Z}_R}{R_{Fe} + \underline{Z}_R} \quad (78)$$

- еквивалентна импеданса целе машине посматрана са прикључних крајева:

$$\underline{Z}_E = \underline{Z}_s + \underline{Z}_{Re} \quad (79)$$

Такође, фазор напона  $U_{fn}$  треба поставити у реалну осу комплексног координатног система. Затим се решавањем електричног кола са сл. 2.27 добијају

следеће једначине за струје статора  $\underline{I}_S$ , роторског еквивалентног кола  $\underline{I}_R$  и активне компоненте струје магнећења  $\underline{I}_{Fe}$ :

$$\underline{I}_S = \frac{U}{\underline{Z}_E} \quad (80)$$

$$\underline{I}_R = \underline{I}_S \frac{R_{Fe}}{R_{Fe} + \underline{Z}_{Re}} \quad (81)$$

$$\underline{I}_{Fe} = \underline{I}_S \frac{\underline{Z}_{Re}}{R_{Fe} + \underline{Z}_{Re}} \quad (82)$$

Реактивна компонента струје магнећења је једнака:

$$\underline{I}_\mu = \text{Im}(\underline{I}_R) \quad (83)$$

Па је укупна струја магнећења:

$$\underline{I}_m = \underline{I}_{Fe} + j\underline{I}_\mu \quad (84)$$

Величина која се много се чешће користи је процентуална вредност струје магнећења у односу на номиналну струју машине:

$$i_m = \frac{|\underline{I}_m|}{|\underline{I}_{nf}|} \cdot 100 \quad [\%] \quad (85)$$

Снага обртног поља мотора је снага отпорника у колу ротора (сл. 2.26). Зато је прво потребно израчунати појединачне струје  $\underline{I}_{rv\varepsilon}$ :

$$\underline{I}_{rv\varepsilon} = \underline{I}_R \frac{j\dot{X}_{mv\varepsilon}}{r_{E\varepsilon} + j\dot{X}_{mv\varepsilon}} \quad (86)$$

Сада је снага обртног поља једнака:

$$P_{ob} = 3 \sum_{\substack{\nu=1,2 \\ \varepsilon=1,\dots,7}} \frac{r_{E\nu\varepsilon}}{s_\nu} |\underline{I}_{rv\varepsilon}|^2 \quad (87)$$

Губици у колу ротора су:

$$P_{gr} = 3 \sum_{\substack{v=1,2 \\ \varepsilon=1,\dots,7}} r_{Eve} |I_{rve}|^2 \quad (88)$$

Па је излазна снага машине:

$$P_m = 3 \sum_{\substack{v=1,2 \\ \varepsilon=1,\dots,7}} \frac{r_{Eve} (1 - s_v)}{s_v} |I_{rve}|^2 \quad (89)$$

Од ове снаге би требало још одузети губитке услед фрикције и вентилације али ће они у овом разматрању бити занемарени. Касније ће се кроз детаљнију анализу у поглављу 3.1.11 показати на који начин се они могу израчунати.

Ако се снага дата изразом (89) подели са угаоном брзином обртања ротора добија се израз за моменат на вратилу мотора:

$$M_m = \frac{P_m}{\Omega_r} \quad (90)$$

Где је  $\Omega_r$  - механичка угаона брзина ротора. Израз (90) представља механичку карактеристику чашастиг АМ. Привидна снага мотора може се добити из следећег израза:

$$\underline{S}_{el} = 3U_{nf} \underline{I}_s \quad (91)$$

Фактор снаге се добија као:

$$\cos \varphi = \frac{\text{Re}(\underline{S}_{el})}{|\underline{S}_{el}|} \quad (92)$$

Степен искоришћења снаге мотора се добија ако се излазна (механичка) снага подели са улазном (електричном) снагом:

$$\eta = \frac{P_m}{\text{Re}(\underline{S}_{el})} \cdot 100 \quad [\%] \quad (93)$$

## 2.4 Утицај промене геометрије и материјала роторске чаше

Познајући сада све релације које описују параметре и карактеристике мотора може се спровести анализа њихове осетљивости на промену роторске



геометрије и материјала роторске чаше. Све наведене једначине имплементирани су у оквиру *Matlab* програма где је могуће вршити произвољну варијацију жељених параметара.

Да би се извршила варијација ширине зазора и дебљине роторске чаше морају се знати неке оквирне граничне вредности. За минималну вредност дебљине чаше усвојено је 1,5 mm која проистиче из механичких и термичких ограничења. Такође, иста ограничења намећу да ширине ваздушних зазора  $d_1$  и  $d_2$  не буду мање од 1 mm. Потврда ових констатација ће бити дата у оквиру поглавља 4. Одавде следи да је минимална вредност укупног зазора 3,5 mm. За максималну вредност укупног ваздушног зазора усвојиће се дупло већа вредност тј. 7 mm. Остали делови ваздушног зазора биће мењани тако да укупна ширина зазора никада не пређе максималну усвојену вредност. Дужина чаше је прилагођавана променом дужине дела чаше који прелази статорско магнетско коло. Тај параметар је означен као  $\lambda_r$  (сл. 2.22 и сл. 2.24) и у анализи је вариран у опсегу од 0 mm (дужина чаше иста као дужина статорског магнетског кола) до 6 mm.

За проводност чаше испробане су три различите вредности које припадају материјалима који би у механичком погледу били погодни за израду чаше, а то су: Cu-3Mg (високопроводни месинг), легура алуминијума 7075-T6 и берилијум-бакар (Be-Cu). Њихова механичка и термичка својства разматрана су у оквиру поглавља 4.

#### **2.4.1 Промена ширине унутрашњег зазора $d_1$**

Опсег промене параметра  $d_1$  дат је у табели 2.11. За сваку вредност  $d_1$  прорачунате су нове вредности параметара заменске шеме мотора, а затим и вредности струја, снага, момента, фактора снаге и степена искоришћења снаге у опсегу брзина од 20000 до 24000 обртаја у минуту. Затим је са механичких карактеристика одређена номинална брзина (при којој се има номинална снага) за сваку вредност параметра  $d_1$ . На основу номиналне брзине одређене су и номиналне вредности струја, фактора снаге и степена искоришћења снаге. У наставку су детаљно приказани резултати анализе.

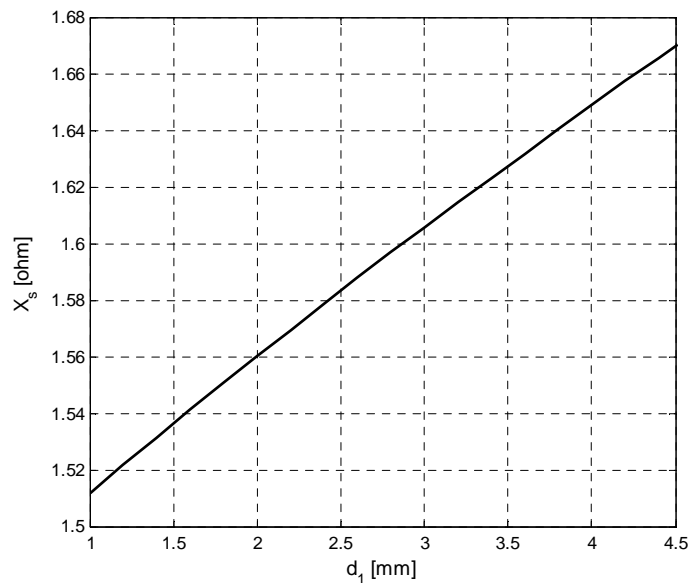
Табела 2.11-Промена параметра  $d_1$ 

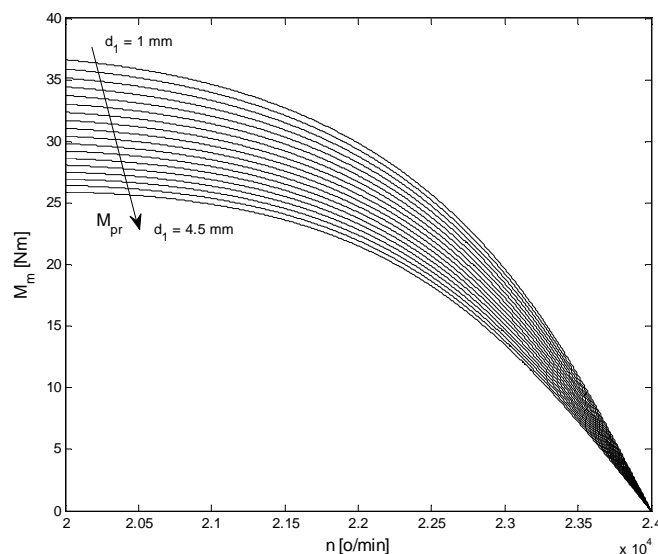
Параметар	Вредност
$d_1$ [mm]	1 до 4,5
$d_\varepsilon$ [mm]	1,5
$d_2$ [mm]	1
$\lambda_r$ [mm]	4
$\rho$ [MS/m]	46 (месинг)

Променом параметра  $d_1$  мења се ширина укупног ваздушног зазора због чега долази до промене реактансе расипања статора (сл. 2.28). Она има велики утицај на превални моменат мотора као што се може видети на сл. 2.29 која приказује механичке карактеристике машине за различите вредности параметра  $d_1$ . То потврђује и упрошћена релација за превални моменат [62]:

$$M_{pr} = \frac{3p}{2L_{\sigma s}} \frac{U_{nf}^2}{\omega^2} \quad (94)$$

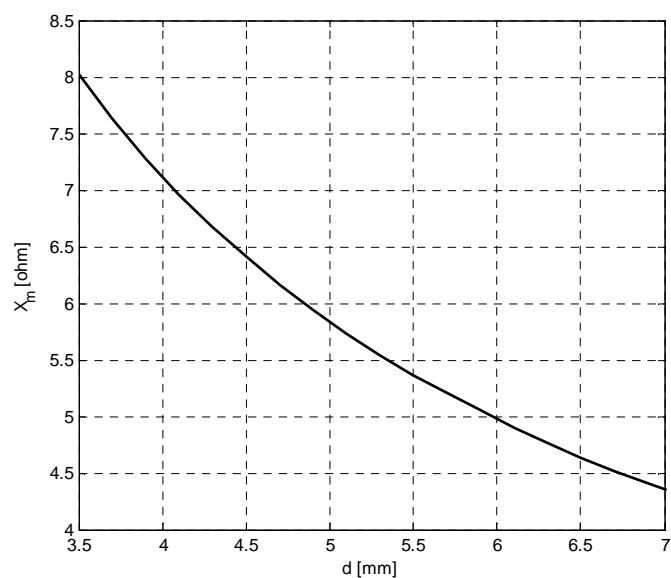
Ово је један разлог због ког се мора тежити што мањој вредности укупног ваздушног зазора јер превални момент треба одржати на што већој вредности.


 Сл. 2.28 – Промена реактансе расипања машине у зависности од параметра  $d_1$

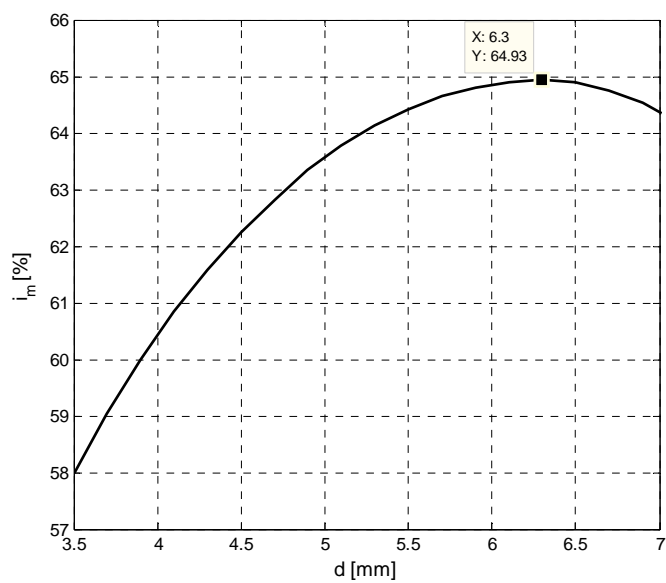


Сл. 2.29 – Промена механичке карактеристике и превалног момента са променом зазора  $d_1$

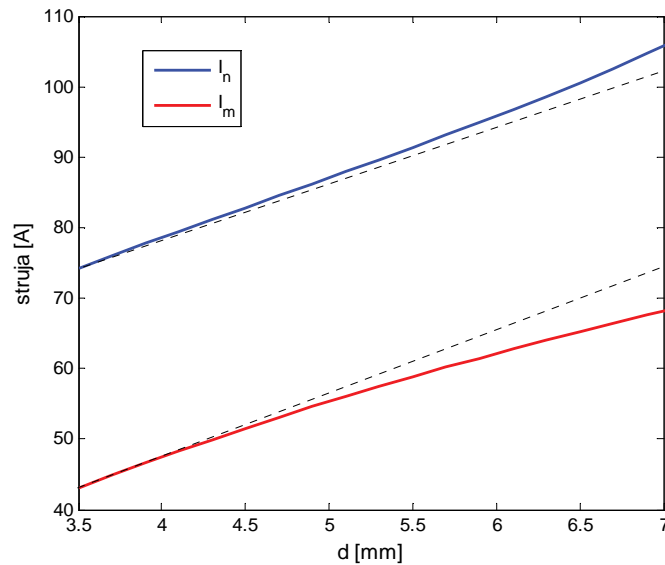
Повећањем укупног зазора слаби магнетска спрега између статорског и роторског струјног кола. Ово доводи до смањења реактансе магнећења машине чиме се повећава струја магнећења, тачније њена реактивна компонента. Ово је други разлог за ограничење укупне ширине зазора машине. На сл. 2.30 је приказана промена реактансе магнећења првог хармоника, а на сл. 2.31 промена процентуалне вредности струје магнећења машине. Већа струја магнећења значи веће губитке у статору машине и мањи фактор снаге. Да би се ови негативни ефекти повећане струје магнећења ограничили, у фази пројектовања се њена вредност мора ограничити избором одговарајуће вредности укупне ширине ваздушног зазора. Код стандардних АМ процентуална струја магнећења се креће до 40 % али се због повећаног ваздушног зазора чашастог АМ мора допустити већа вредност, чак и до 70 %. Ако се сада погледа сл. 2.31 види се да се максимална вредност процентуалне струје магнећења од 65 % достиже при укупном зазору  $\delta$  од 6,3 mm. Након овог максимума процентуална струја магнећења креће да опада. Ова на први поглед нелогична појава може се објаснити тиме да вредност номиналне струје након одређене вредности укупног зазора почиње брже да расте, а апсолутна вредност струје магнећења спорије (сл. 2.32). Такође, долази и до повећања индуктивности расипања која додатно утиче на смањење процентуалне струје магнећења.



Сл. 2.30 – Промена реактансе магнетеза у зависности од укупне ширине зазора  $\delta$



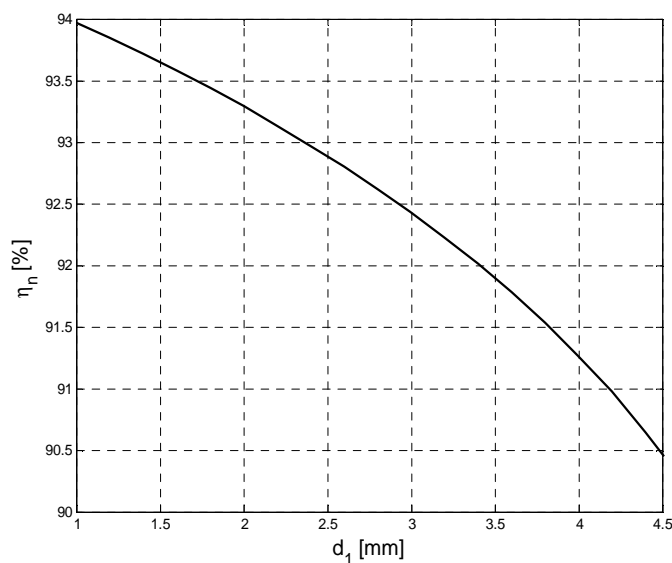
Сл. 2.31 – Промена процентуалне струје празног хода у зависности од укупне ширине зазора  $\delta$



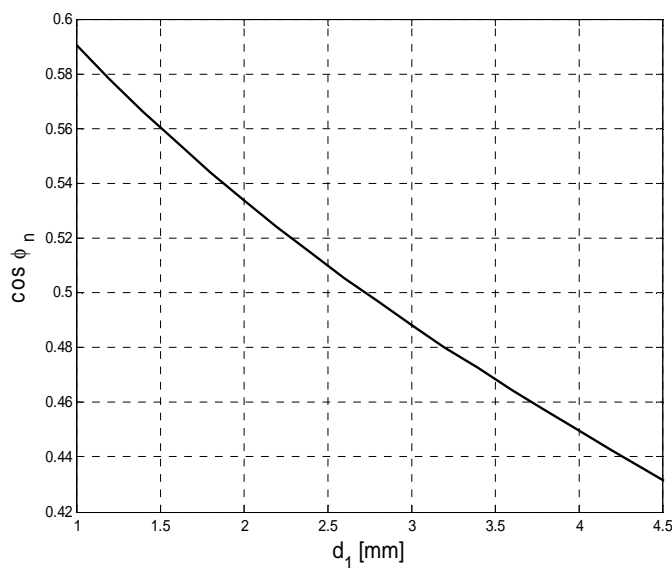
Сл. 2.32 – Промена номиналне и струје магнећења у зависности од укупне ширине зазора  $\delta$

Због непрецизности прорачуна губитака у гвожђу и тиме активне компоненте струје магнећења у датом аналитичком моделу, у реалној машини као и у FEM моделу треба очекивати већу процентуалну струју магнећења од овде израчунате. Из тог разлога се за процес оптимизације коришћењем FEM модела мотора може усвојити и нижа орјентациона вредност максималне ширине укупног зазора од **6 mm**.

На сл. 2.33 и сл. 2.34 приказане су промене номиналног степена искоришћења снаге и номиналног фактора снаге у зависности од промене унутрашњег зазора  $d_l$ . Као што се са наведених слика види обе величине монотono опадају са порастом унутрашњег зазора. На основу тога се изводи закључак да унутрашњи зазор треба фиксирати на минималну дозвољену вредност, тј. 1mm. Овај закључак ће бити верификован и кроз FEM анализу.



Сл. 2.33 – Промена номиналног степена искоришћења снаге са променом ширине унутрашњег зазора  $d_1$



Сл. 2.34 – Промена номиналног фактора снаге у зависности од ширине унутрашњег зазора  $d_1$

#### 2.4.2 Промена дебљине роторске чаше $d_\xi$

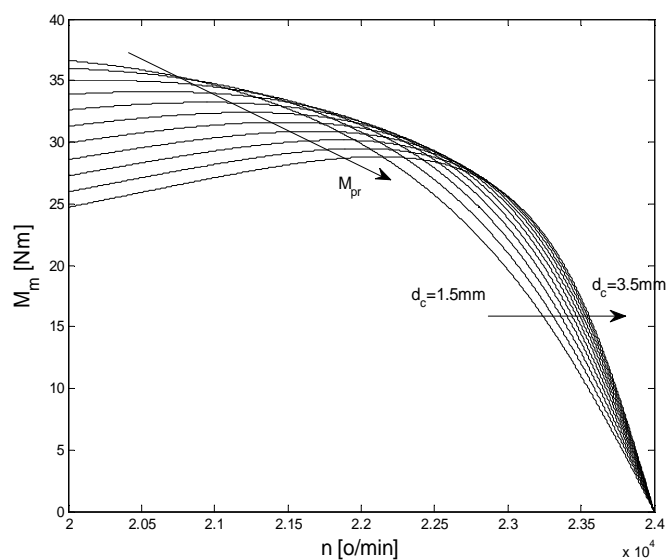
Опсег промене дебљине роторске чаше  $d_\xi$  дат је у табели 2.12. Процедура прорачуна и опсег брзина исти су као у случају варијације зазора  $d_1$ . У наставку су анализирани добијени резултати.

Табела 2.12-Промена параметра  $d_{\varepsilon}$ 

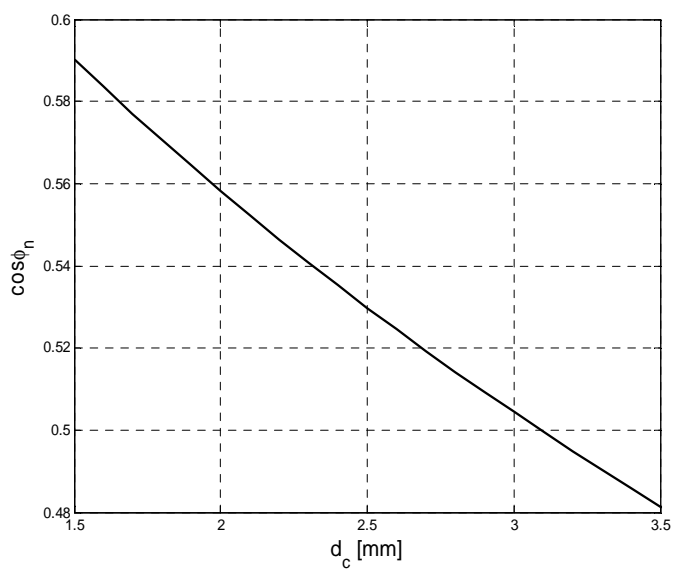
Параметар	Вредност
$d_1$ [mm]	1
$d_{\varepsilon}$ [mm]	<b>1,5 до 3,5</b>
$d_2$ [mm]	1
$\lambda_r$ [mm]	4
$\rho$ [MS/m]	46 (месинг)

Чаша је израђена од метала који је немагнетски материјал па се према томе у магнетском смислу понаша као ваздух. Због тога промена дебљине роторске чаше утиче првенствено на повећање укупног ваздушног зазора мотора. Поред овог ефекта, повећање дебљине роторске чаше утиче на смањење отпорности ротора. Мања отпорност узрокује већу стрмину механичке карактеристике, већу номиналну брзину односно мање клизање па тиме и мање номиналне губитке у ротору. Промена механичких карактеристика се може видети на сл. 2.35. На истој слици се поново уочава ефекат повећања укупног зазора на реактансу расипања и превални моменат. Сл. 2.36 приказује промену номиналног фактора снаге машине са променом дебљине роторске чаше одакле се види да на фактор снаге утиче једино укупна ширина ваздушног зазора.

Дакле, повећање дебљине чаше има позитиван утицај на механичку карактеристику и смањење роторских губитака (сл. 2.37). Са друге стране, повећање струје статора услед веће укупне ширине зазора доводи до пораста статорских губитака (сл. 2.37). Из овога се закључује да постоји нека оптимална вредност дебљине чаше која ће резултовати максималним степеном искоришћења снаге. Сл. 2.30 приказује промену номиналног степена искоришћења снаге машине у зависности од дебљине роторске чаше где се може уочити наведена тачка максимума. Према датом аналитичком прорачуну оптимална дебљина роторске чаше је 2,6 mm при којој се има максимални степен искоришћења снаге од 94,4 %. Пошто описани аналитички прорачун не узима у обзир додатне губитке у чаши услед површинског ефекта прорачунати максимални степен искоришћења је доста већи од очекиваног и реалног. Такође, у реалном случају због постојања додатних губитака, брзина којом се укупни губици у ротору смањују је нешто мања тако да је очекивано да се максимум степена искоришћења снаге постигне при нижој вредности дебљине чаше.

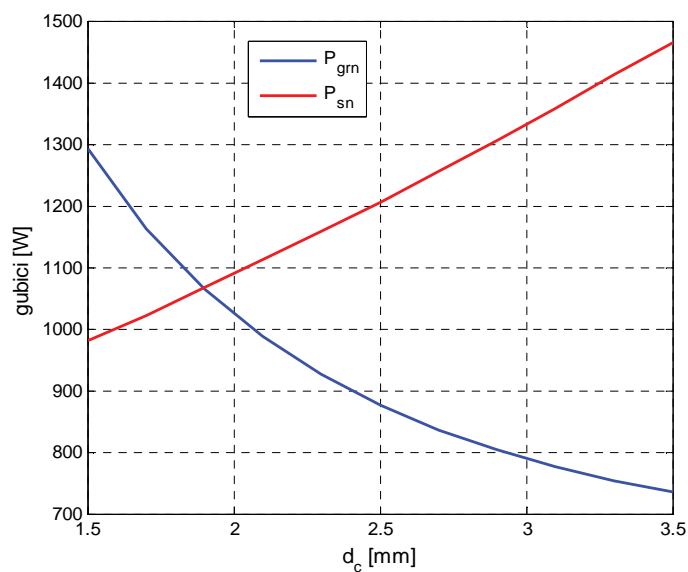


Сл. 2.35 – Промена механичких карактеристика у зависности од промене параметра  $d_c$

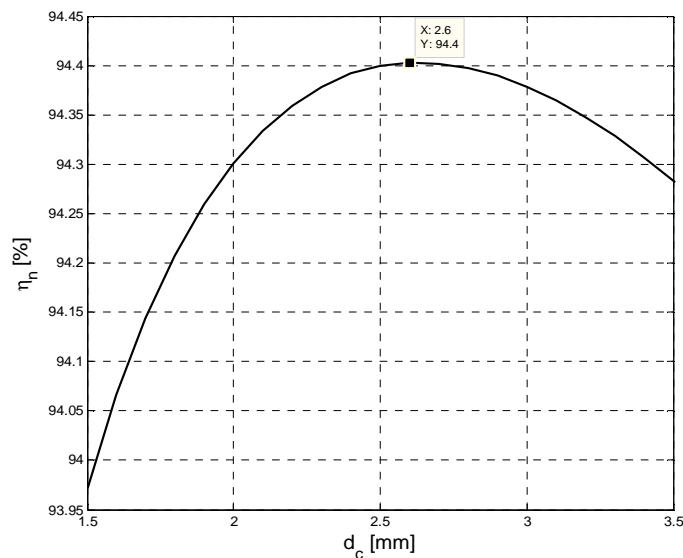


Сл. 2.36 – Промена номиналног фактора снаге у зависности од параметра  $d_c$





Сл. 2.37 – Промена номиналних губитака у ротору и намотају статора са променом дебљине роторске чаше



Сл. 2.38 – Промена номиналног степена искоришћења снаге у зависности од параметра  $d_c$

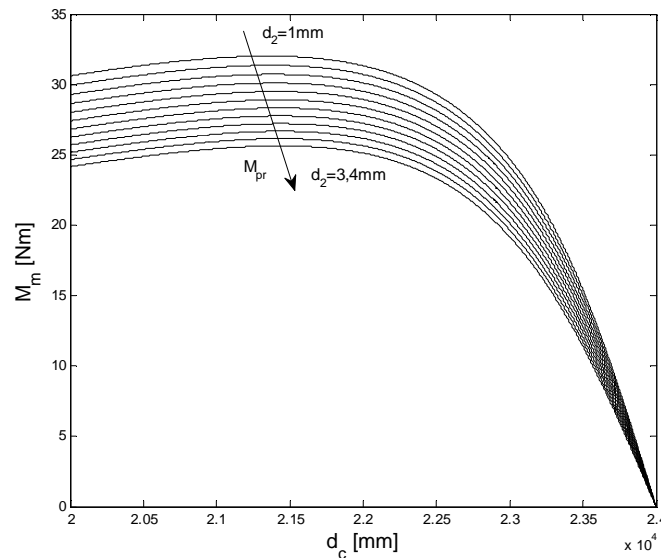
### 2.4.3 Промена ширине спољашњег ваздушног зазора $d_2$

Опсег промене ширине спољашњег ваздушног зазора  $d_2$  дат је у табели 2.13. Процедура прорачуна и опсег брзина исти су као у случају варијације унутрашњег зазора  $d_1$ . У наставку су анализирани добијени резултати.

Табела 2.13-Промена параметра  $d_2$ 

Параметар	Вредност
$d_1$ [mm]	1
$d_c$ [mm]	2,6
$d_2$ [mm]	1 до 3,4
$\lambda_r$ [mm]	4
$\rho$ [MS/m]	46 (месинг)

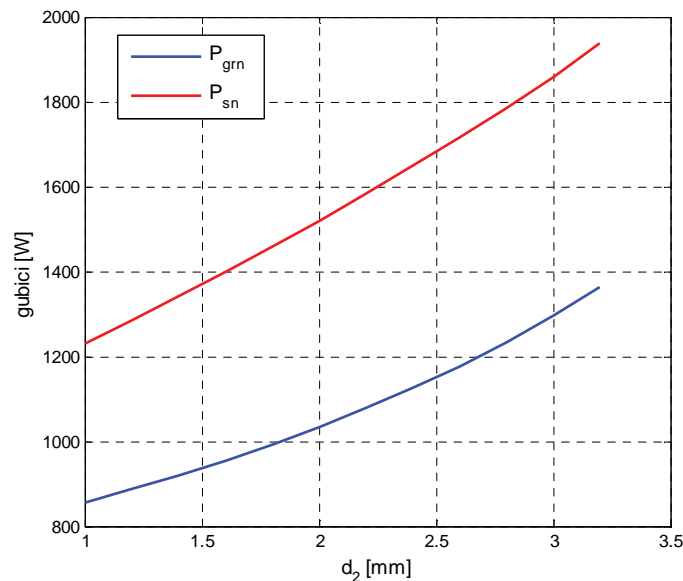
Повећањем параметра  $d_2$  повећава се укупна ширина зазора машине што производи све раније описане негативне ефекте на струју магнећења, губитке у намотају статора, фактор снаге и степен искоришћења снаге. Промена механичке карактеристике приказана је на сл. 2.39 одакле се уочава иста природа промене као и у случају повећања  $d_1$ .


 Сл. 2.39 – Промена механичких карактеристика у зависности од параметра  $d_2$ 

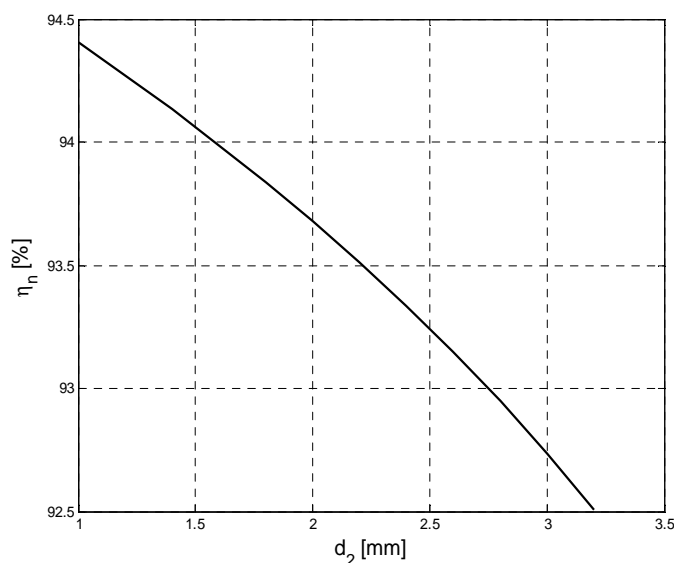
Међутим, за разлику од унутрашњег зазора  $d_1$  повећање ширине спољног зазора  $d_2$  има и један позитиван ефекат. Наиме, повећањем  $d_2$  повећава се растојање између површине чаше и статорског магнетског кола чиме се „пригушују“ виши хармоници поља статора који представљају расипање (у зазору и на отвору зупца) чиме се њихов утицај на површинске губитке у чаши значајно смањује [52], [53]. Дакле, очекивано је да се губици у ротору смање са повећањем  $d_2$  чиме би се поправио степен искоришћења снаге мотора. Опет, као и у случају повећања  $d_c$ , очекивано је да у једном тренутку повећање губитака у намотају статора услед повећаног зазора преовлада над позитивним ефектом смањења

роторских губитака. Из овог резоновања се може закључити да постоји оптимална вредност спољашњег ваздушног зазора која резултује максималним степеном искоришћења снаге машине.

Описани аналитички модел на жалост не узима у обзир површинске губитке у чаши па због тога не омогућава проналажење оптималне вредности параметра  $d_2$ . Сл. 2.40 приказује промену роторских и статорских губитака са променом  $d_2$  одакле се види да се роторски губици монотонно расту. На сл. 2.41 приказан је номинални степен искоришћења снаге који монотонно опада са порастом  $d_2$ . Наведена појава промене површинских губитака биће узета у обзир у FEM моделу због чега ће бити могуће спровести и оптимизацију параметра  $d_2$  у циљу максимизације степена искоришћења снаге.



Сл. 2.40 – Промена номиналних губитака у ротору и статорском намотају у зависности од параметра  $d_2$



Сл. 2.41 – Промена номиналног степена искоришћења снаге у зависности од параметра  $d_2$

#### 2.4.4 Промена материјала роторске чаше

Као што је већ речено, испитана су три материјала који су у механичком и електричном смислу погодни за израду роторске чаше. Називи материјала и њихове специфичне проводности дати су у табели 2.14. Проводности су мењане у оквиру програма док су параметри  $d_1$ ,  $d_c$ ,  $d_2$  и  $\lambda_r$  били константни и једнаки вредностима датим у табели 2.15.

Табела 2.14-Специфичне проводности материјала чаше

Материјал	Специфична проводност [MS]
Cu-3Mg (високопроводни месинг)	46
Al 7075 T6 (легура Al)	38
Be-Cu легура (берилијум-бакар)	29

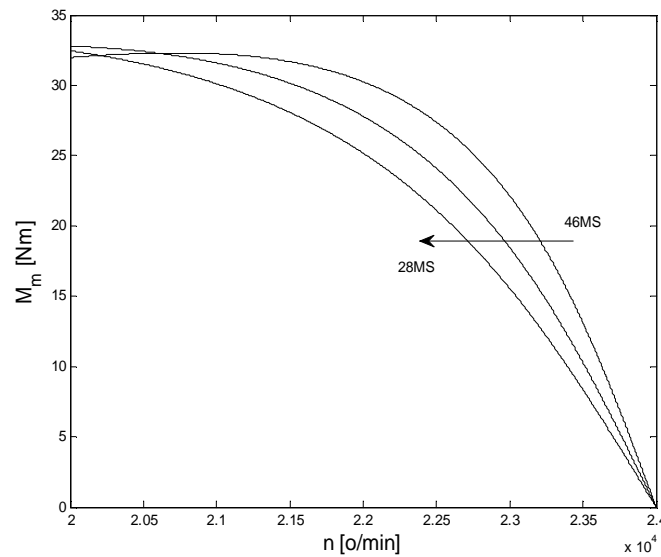
Табела 2.15-Остали параметри

Параметар	Вредност
$d_1$ [mm]	1
$d_c$ [mm]	1,5
$d_2$ [mm]	1
$\lambda_r$ [mm]	4

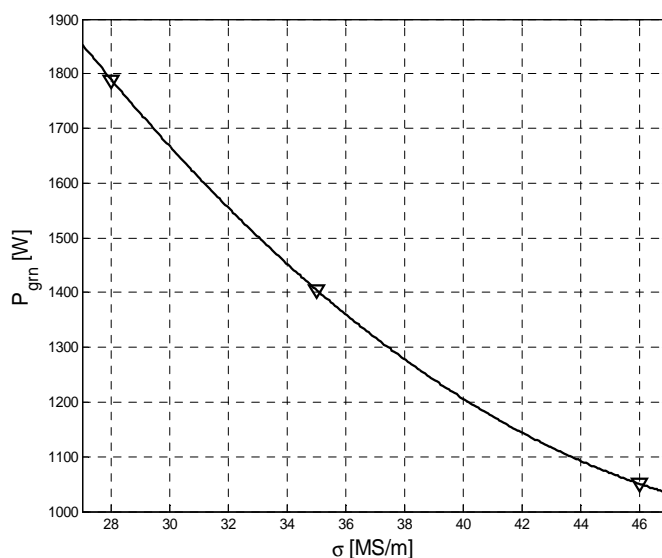
Смањење специфичне проводности чаше употребом слабије проводних материјала доводи до повећања еквивалентне отпорности ротора. Овај ефекат се

негативно одражава на механичку карактеристику којој се нагиб смањује чиме се смањује номинална брзина, а повећава клизање и губици у ротору. Превални моменат остаје константан јер се величина зазора не мења. Ефекат смањења проводности на механичку карактеристику дат је на сл. 2.42. Ово резултује константним повећањем губитака у ротору, а тиме и смањењем степена искоришћења снаге са смањењем проводности материјала (сл. 2.43 и сл. 2.44).

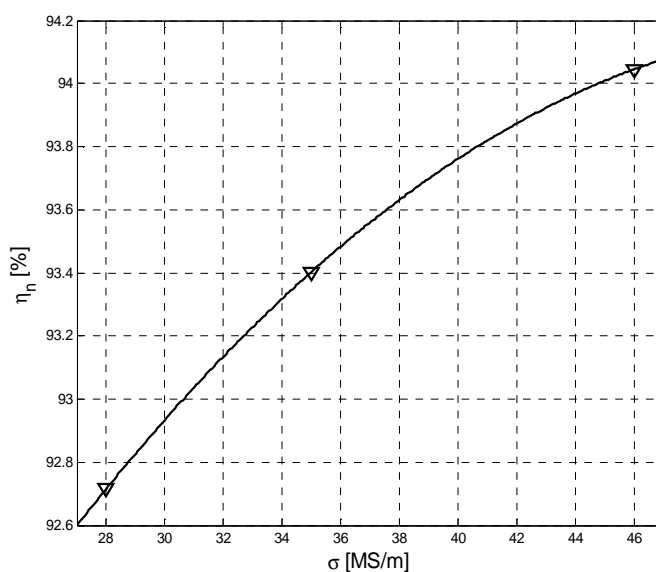
Са друге стране, очекивано је да смањење проводности повећава дубину продирања магнетског поља статора унутар чаше у складу са релацијом (30). На тај начин се добија униформнија расподела индукованих струја у чаши односно смањење површинског ефекта чиме се умањују и последични губици. Међутим, како дати аналитички модел не узима у обзир површински ефекат немогуће је уочити позитивне ефекте смањења проводности на губитке у чаши у датим резултатима.



Сл. 2.42 – Промена механичких карактеристика у зависности од проводности материјала чаше



Сл. 2.43 – Промена номиналних губитака у ротору у зависности од проводности материјала чаше

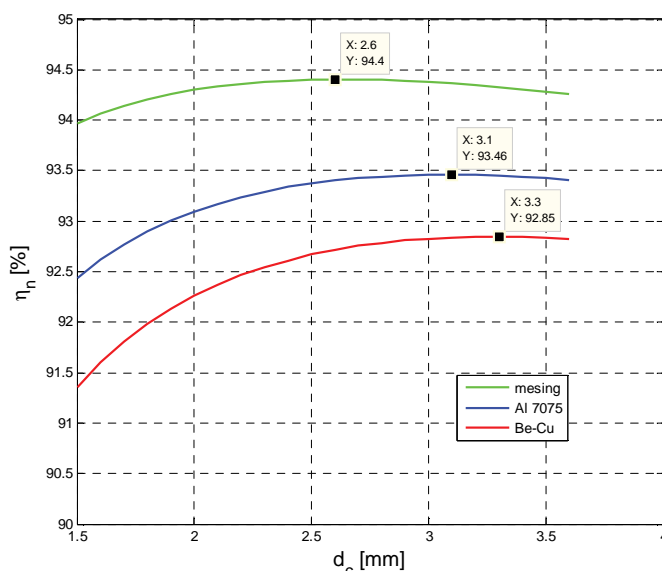


Сл. 2.44 – Промена номиналног степена искоришћења снаге у зависности од проводности материјала чаше

Од већег значаја је посматрати утицај материјала на промену оптималне вредности дебљине роторске чаше. На сл. 2.45 приказане су функције промене номиналног степена искоришћења снаге у зависности од дебљине роторске чаше за три наведена материјала. Одавде се може видети да са порастом отпорности материјала долази до померања оптималне вредности дебљине чаше ка вишим

вредностима. Овај резултат је логичан јер је при већим вредностима специфичне отпорности ротора потребна већа дебљина чаше да би се постигла иста еквивалентна роторска отпорност односно минимални губици у ротору. Са сл. 2.45 се може такође видети да се максимална вредност степена искоришћења снаге смањује са порастом отпорности материјала као што је у претходно напоменуто. Изведени закључци ће бити потврђени кроз FEM анализу.

Услед занемарења додатних губитака у чаши у аналитичком моделу није могуће спровести анализу утицаја материјала на оптималну ширину спољашњег зазора али ће то бити учињено касније кроз прецизнију FEM анализу.



Сл. 2.45 – Промена оптималне вредности дебљине чаше и максимума степена искоришћења снаге у зависности од материјала чаше

#### 2.4.5 Промена дужине роторске чаше

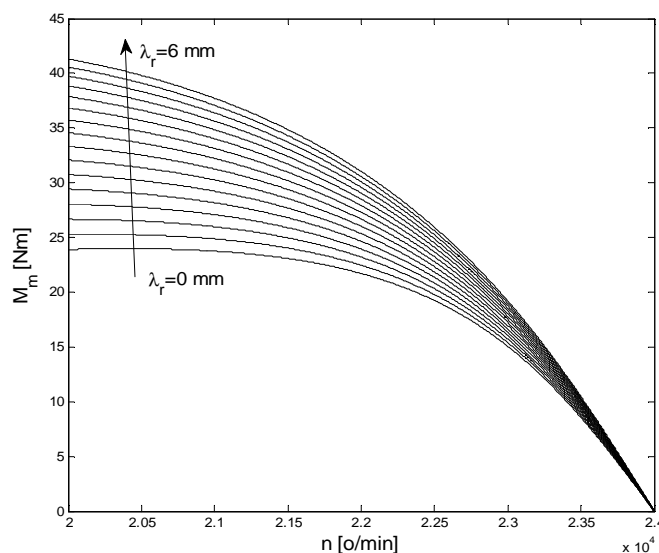
Ова промена се одражава на промену расподеле поља по дужини машине као и на расподелу густине струје на крајевима чаше. Дужина роторске чаше мењана је променом параметра  $\lambda_r$  у опсегу који је дат у табели 2.16 заједно са вредностима осталих параметара.

Очекивано је да повећање параметра  $\lambda_r$  умањује негативан ефекат закривљења струјних линија на крајевима чаше јер као што је већ речено ови делови струјних путања не учествују у стварању корисног момента. Продужењем чаше струјне линије (претежно првог хармоника) се затварају изван дела чаше

који се налази испод статорског магнетског кола и тиме не заузимају користан простор за стварање момента. На сл. 2.46 је приказана промена механичких карактеристика у зависности од параметра  $\lambda_r$ .

Табела 2.16-Промена параметра  $\lambda_r$

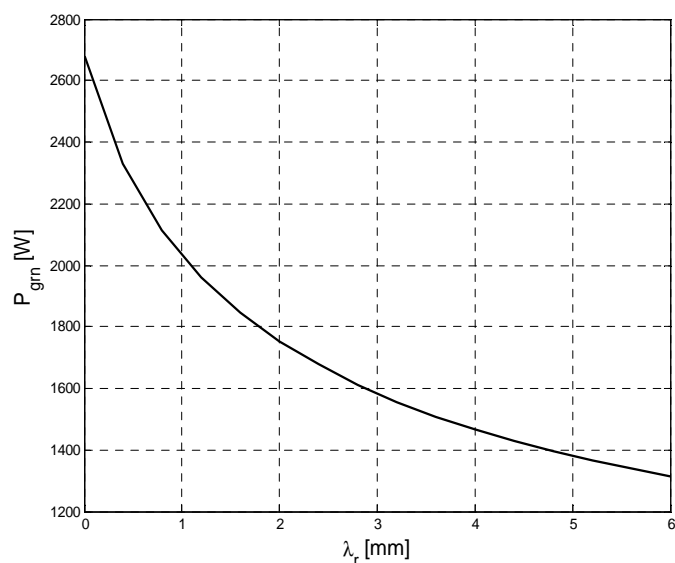
Параметар	Вредност
$d_1$ [mm]	1
$d_c$ [mm]	1,5
$d_2$ [mm]	1
$\lambda_r$ [mm]	<b>0 до 6</b>
$\rho$ [MS/m]	46 (месинг)



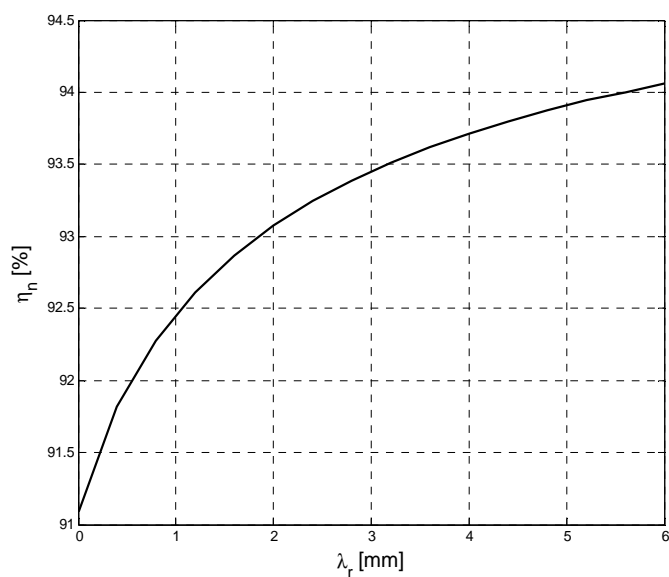
Сл. 2.46 – Промена механичких карактеристика у зависности од параметра  $\lambda_r$

Сл. 2.47 приказује ефекат промене дужине чаше на губитке у ротору, а сл. 2.48 утицај на номинални степен искоришћења снаге. Обе слике доказују позитиван ефекат повећања параметра  $\lambda_r$ . Са друге стране, не сме се ићи на превише дугачку чашу због механичких проблема (увијање вратила, резонантне брзине итд.). Ефекат продужења роторске чаше на електромагнетске карактеристике машине биће демонстриран и кроз 3D FEM моделовање у поглављу 3.3.





Сл. 2.47 – Промена номиналних губитака у ротору у зависности од параметра  $\lambda_r$



Сл. 2.48 – Промена номиналног степена искоришћења снаге у зависности од параметра  $\lambda_r$

#### 2.4.6 Утицај поклопца са једне стране чаше

Током извођења параметара роторске чаше напоменуто је да затварање цеви ротора са једне стране металним поклопцем има највећи утицај на повећање еквивалентне отпорности ротора. Према томе, ефекат на карактеристике мотора је сличан као у случају смањења проводности материјала ротора тј. долази до

повећања номиналног клизања и губитака у ротору, а смањења степена искоришћења снаге. Анализа је извршена за параметре ротора дате у табели 2.17.

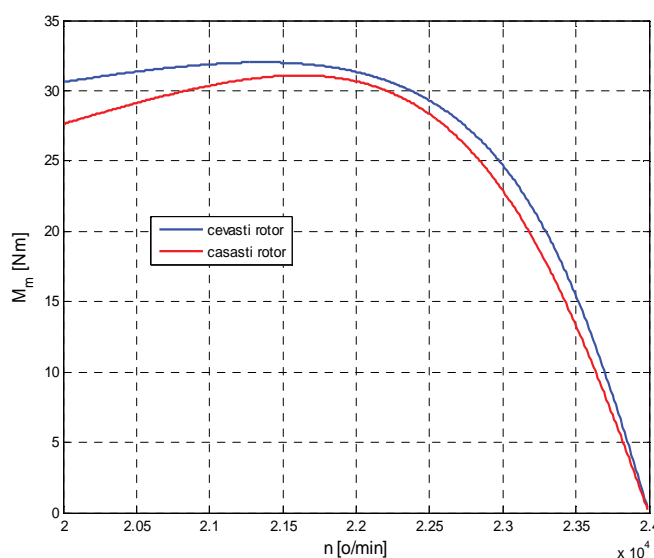
Табела 2.17-Параметри ротора за анализу утицаја поклопца цеви

Параметар	Вредност
$d_1$ [mm]	1
$d_c$ [mm]	2,6
$d_2$ [mm]	1
$\lambda_r$ [mm]	4
$\rho$ [MS/m]	46 (месинг)

Ефекат на механичку карактеристику може се видети на сл. 2.49, а ефекат на номинални степен искоришћења снаге у табели 2.18. Из табеле 2.18 се закључује да је утицај поклопца доста мали тако да се његова дебљина може одредити само на основу анализе механичких појава односно потребних механичких карактеристика чаше. За одређивање оптималне дебљине поклопца чаше по питању механичких карактеристика потребна је детаљнија анализа која превазилази оквире овог рада.

Табела 2.18-Промена номиналног степена искоришћења при затварању ротора металним поклопцем са једне стране

Параметар	Цев	Чаша	Промена [%]
$\eta_n$ [%]	94,40	93,79	-0,65



Сл. 2.49 – Промена механичке карактеристике мотора додавањем металног поклопца са једне стране роторске цеви

Најважнији закључак спроведене анализе је да се пројектовање и процес оптимизације ротора у FEM може спровести и уз занемарење постојања поклопца са једне стране чаше.

### **3 МОДЕЛОВАЊЕ АМ У FEM СОФТВЕРУ И ОПТИМИЗАЦИЈА РОТОРСКИХ ПАРАМЕТАРА**

У овом поглављу биће представљен поступак моделовања машине у софтверу који се базира на прорачуну електромагнетског поља методом коначних елемената. На почетку је дат кратак опис FEM методе и основне једначине за прорачун поља, момента и губитака у машини. Затим је дат опис подешавања мреже коначних елемената и граничних услова потребних за решавање проблема. Дата је и анализа очекиване тачности 2D модела односно утицаја 2D представе машине и занемарења која из тога проистичу. Да би се побољшала тачност резултата дат је и аналитички прорачун губитака услед фрикције и вентилације.

Након формирања модела приказан је план оптимизације ширине ваздушних зазора и дебљине чаше као и резултати урађених симулација. Уз приказ резултата дат је осврт на претходно добијене резултате употребом аналитичког модела при чему су изведени одговарајући закључци. Да би се верификовао добијени оптимални дизајн чашастог АМ формиран је 3D FEM модел машине који узима у обзир ефекте који су занемарени у 2D моделу. При томе су дате напомене о основним подешавањима и специфичностима 3D модела. Добијени резултати су упоређени са резултатима 2D FEM модела и изведени су одговарајући закључци. На крају овог поглавља спроведена је анализа утицаја материјала роторске чаше на оптималне параметре машине коришћењем 2D FEM модела.

#### **3.1 Опис FEM методе и формирање 2D модела чашастог АМ**

Метода коначних елемената се користи за прорачун расподеле електромагнетног поља у неком коначном простору (домену). Базира се на подели домена на велики број ситних елемената (троуглова односно тетраедара у колико је домен у 3D) за које се поставља систем Максвелових парцијалних диференцијалних једначина за квазистационарно електромагнетско поље [19].

Постоје готови софтвери који врше нумеричко решавање постављеног система диференцијалних једначина чиме се долази до информације о вредности електромагнетског поља у сваком елементу мреже односно до расподеле поља у посматраном домену. Из расподеле поља могу се даље одредити и расподеле

струја и одговарајући губици. У бољим софтверима омогућена је и симулација кретања одређених делова геометрије што је веома корисно код симулације обртних машина. У том случају могуће је израчунати и одговарајући електромагнетски моменат који делује на покретне делове.

Решавање 2D проблема је доста једноставније у односу на 3D модел јер је број елемената па тиме и систем диференцијалних једначина много мањи. Због тога се кад год је могуће прибегава 2D представи проблема. При томе увек треба бити свестан занемарења и грашака које таква представа доноси. Брзина решавања 2D модела је такође већа и тиме допушта спровођење процеса оптимизације одређених делова геометрије где је потребно извршавати више узастопних симулација. Након проналажења одређеног оптималног решења може се спровести његова провера кроз неколико 3D симулација. Такав поступак ће бити примењен и у овом раду.

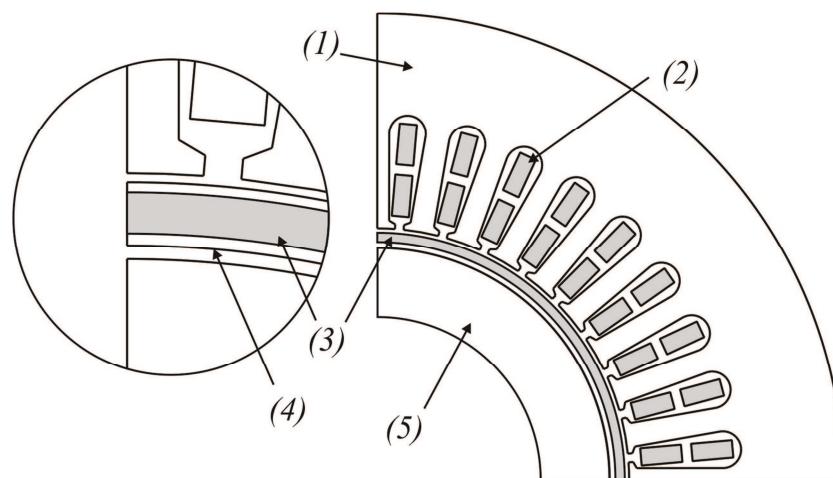
### 3.1.1 Формирање геометрије

Први корак у FEM моделовању представља формирање 2D геометрије која ће представљати домен у коме се одређује расподела поља. На сл. 3.1 је приказан попречни пресек четвртине машине који представља домен за прорачун електромагнетског поља.

Ротационе електричне машине могу да се моделују са великом тачношћу у 2D пошто имају углавном исту расподелу поља по попречном пресеку дуж аксијалне осе. Међутим постоји неколико ствари које се не могу директно узети у обзир у оквиру 2D модела, а то су:

1. Занемарују се крајеви намотаја и њихова индуктивност расипања. Ово се може на индиректан начин узети у обзир тако што ће индуктивност расипања крајева прорачуната аналитичким путем (формула (55)) бити укључена као сконцентрисани параметар у екстерном електричном колу напајања машине (поглавље 3.1.9).
2. Занемарање ефеката искошења жлебова (енг. *skewing*) уколико постоји. У случају предметног мотора није предвиђено искошење статорских жлебова тако да се у случају моделовања у овом раду не уноси никаква грешка.

3. Занемарује се ефекат закривљења струјних линија индукованих струја у чаши. Ово занемарење има велики утицај на тачност прорачуна посебно ако је чаша једнака дужини статорског магнетског кола јер је тада негативан утицај закривљења струјних линија највећи као што је показано у поглављу 2.4.5. Међутим, претпостављајући да је чаша дужа од магнетског кола статора као што је у пракси и случај, ефекат закривљења струјних линија се значајно смањује што 2D представу машине чини ближом реалности. Постоји наравно и утицај закривљења струјних линија у самој чаши које потичу од виших хармоника магнетске индукције (сл. 2.23) међутим, претпоставља се да је њихов утицај на моменат доста мали јер је и вредност хармоника индукције мала. Ефекат овог занемарења и грешка коју она уноси биће показани кроз 3D симулацију чашастиг АМ која свакако узима у обзир и закривљење струјних линија на крајевима и у самој чаши.



Сл. 3.1 – Попречни пресек машине односно домен за прорачун поља:  
 (1) статорско магнетско коло, (2) намотај, (3) чаша, (4) појас који дефинише обртне делове, (5) роторско магнетско коло

### 3.1.2 Особине материјала

Након формирања геометрије приступа се дефинисању особина материјала за сваки део машине. На сл. 3.1 означени су делови машине, а материјали који су њима додељени са основним карактеристикама дати су у табели 3.1. Остатак простора између наведених делова дефинише се као ваздух.

Табела 3.1 – Додељени материјали

Део	Материјал	Карактеристике
(1), (5)	Лим FeV 310-50-НА	дате у табели 2.8
(2)	бакар	$\sigma = 56 \text{ MS}, \mu_r = 1$
(3)	Cu-3Mg	$\sigma = 46 \text{ MS}, \mu_r = 1$
(4)	ваздух	$\sigma = 0, \mu_r = 1$

### 3.1.3 Дефинисање граничних услова

Симетричност машине се може искористити да би се упростио модел и убрзало решавање. Наиме, код предметне машине може се посматрати само четвртина (један пол) машине као што је приказано на сл. 3.1 и сл. 3.2. Да би се уважила симетричност проблема на граничним линијама (црвене линије на сл. 3.2) дефинише се тзв. Нојманов гранични услов [68] који гласи:

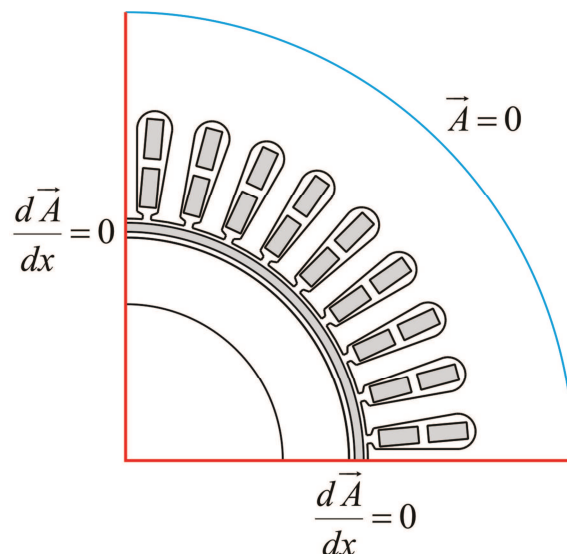
$$\frac{d\vec{A}}{dx} = 0 \quad (95)$$

Где  $x$  представља граничну линију. Овим је узета у обзир чињеница да је магнетни вектор потенцијал константан дуж ових граничних линија што значи да су линије магнетног поља паралелне са њима. Усвајањем овог граничног услова постиже се да се решавањем само четвртине геометрије долази до комплетног решења без утицаја на његову тачност. Да би се добили исправни резултати момента и губитака добијени резултати се морају помножити са фактором периодичности који је у овом случају 4.

За спољашњу ивицу машине (плава линија на сл. 3.2) дефинише се Дириклеов гранични услов [68] који гласи:

$$\vec{A} = 0 \quad (96)$$

Што значи да се линије магнетског поља затварају у самој машини и не излазе напоље. Ова претпоставка је оправдана будући да је пермеабилност гвожђа далеко већа од пермеабилности ваздуха који окружује машину.



Сл. 3.2 – Гранични услови на крајевима домена

### 3.1.4 Дефинисање мреже коначних елемената

За тачност израчунавања поља, момента и губитака од великог је значаја број елемената мреже у појединим деловима машине. У FEM софтверу, који је коришћен за симулацију предметне машине, кориснику је омогућено подешавање максималне величине елемената мреже за сваки део геометрије чиме се заправо на индиректан начин дефинише и број елемената у сваком делу.

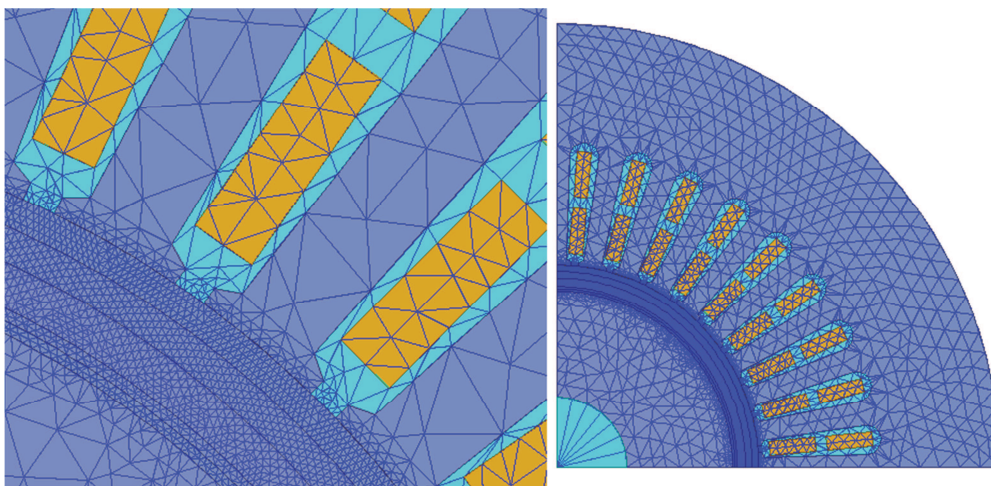
У [68] је наведено да је код FEM симулација обртних електричних машина најважније да се поље у ваздушном зазору што прецизније израчуна да би и израчунати моменат био што тачнији. На овај начин се у случају чашастиг АМ повећава и тачност прорачуна губитака у чаши. Према [68] довољно је усвојити да је величина елемената мреже у зазору три пута мања од ширине ваздушног зазора.

Поред дефинисања величине односно броја елемената мреже у зазору потребно је дефинисати који су обртни делови машине, у овом случају је то чаша. У ту сврху се формира посебан појас који обухвата чашу. На тај појас се затим примењује тзв. „клизећа мрежа“ (енгл. *sliding mesh*). Заправо, на границама покретних и непокретних делова машине мрежа се у сваком временском тренутку симулације поново генерише. Овај појас који дефинише покретне делове приказан је на увећаном детаљу на сл. 3.1 (део означен са 4).

Још је важно дефинисати величину елемената мреже у магнетском колу статора и ротора да би рачунање губитака у гвожђу било што прецизније. Ако се



за предметну машину усвоји максимална величина мреже од 5 mm програм генерише мрежу довољне густине у магнетском колу. Свако даље смањење величине мреже не би повећало тачност модела али би значајно успорило симулацију. Сл. 3.3 приказује генерисану мрежу коначних елемената на предметном мотору (десно). Увећани детаљ приказује мрежу у области ваздушног зазора (лево).



Сл. 3.3 – Генерисана мрежа коначних елемената

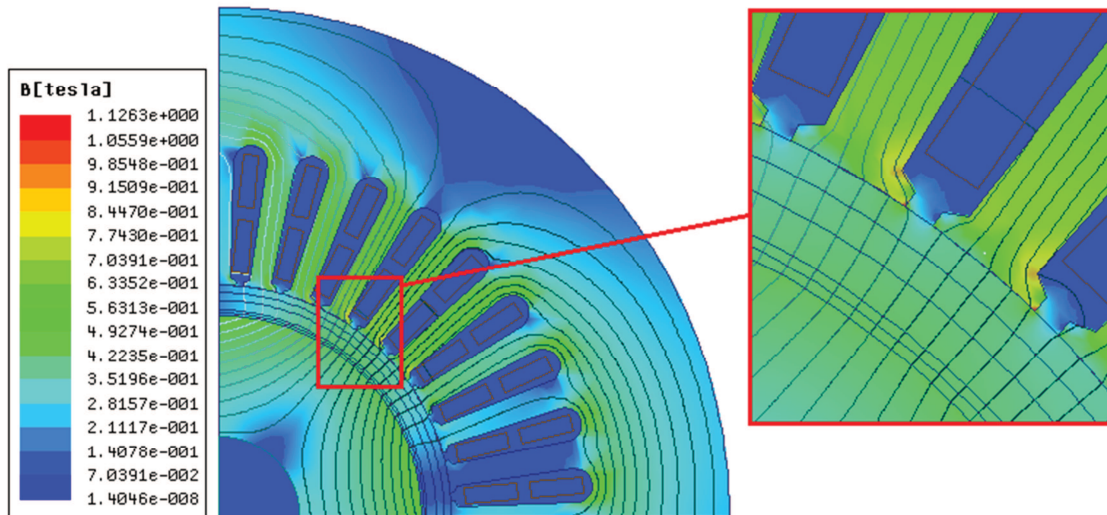
### 3.1.5 Прорачун поља

У случају решавања 2D проблема са покретним деловима (електрична машина), систем Максвелових једначина за сваки елемент се своди на једну једначину по магнетском вектор потенцијалу [19]:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \cdot \nabla \times \vec{A} = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \sigma \cdot \nabla V + \sigma \vec{v} \times \nabla \times \vec{A} \quad (97)$$

Где је:  $A$  – магнетски вектор потенцијал,  $v$  – брзина кретања покретних делова,  $V$  – електрични потенцијал,  $\mu$  и  $\sigma$  – пермеабилност и специфична проводност одговарајућег елемента и  $J_s$  – густина струје струјних извора. Једначина (97) примењује се на сваки елемент мреже чиме се добија систем диференцијалних једначина који се решава у сваком временском интервалу транзијентне симулације. Његовим решавањем добија се вредност вектора  $A$  у сваком делу домена и у сваком временском тренутку симулације. На овај начин је дефинисана и вредност магнетске индукције у свакој тачки домена. Расподела поља и

вредности магнетске индукције у једном временском тренутку приказани су на сл. 3.4. На основу вредности поља у свакој тачки металне чаше могуће добити и расподелу индукованих струја  $J_{ind}$  у њој која се касније користи за прорачун момента и одговарајућих губитака.



Сл. 3.4 – Расподела поља у машини у једном временском тренутку симулације

### 3.1.6 Прорачун губитака у магнетском колу

Губици у гвожђу се рачунају тако што се формуле (31), (32) и (33) из [63] (коришћене у поглављу 2.2.4) примењују на сваки елемент мреже. Према томе запремина која фигурише у наведеним формулама представља запремину једног коначног елемента мреже:

$$V_i = \Delta \cdot l_s \quad (98)$$

Где је:  $\Delta$  – површина једног елемента, а  $l_s$  – дужина статорског магнетског кола. Програм на крају сваког временског интервала сумира губитке у свим елементима мреже чиме се добијају укупни губици у магнетском колу. На овај начин добија се доста прецизнија вредност губитака у гвожђу него у случају аналитичког прорачуна.

### 3.1.7 Прорачун момента

Моменат који делује на роторску чашу израчунава се помоћу следеће формуле за Лоренцов моменат (силу) [19]:

$$M = \int_{V_c} \vec{r} \times (\vec{J}(t) \times \vec{B}(t)) dV_c \quad (99)$$

Где је:  $V_c$  – запремина целе чаше,  $dV_c$  – запремина текућег коначног елемента чаше,  $r$  – растојање текућег елемента од осе ротације чаше (радијус вектор елемента),  $J(t)$  и  $B(t)$  – вектор густине индукованих струја у чаши и вектор магнетске индукције на месту текућег елемента, респективно.

### 3.1.8 Прорачун губитака у чаши и статорском намотају

Губици у чаши рачунају се на основу познате расподеле индукованих струја према формули [15]:

$$P_{gr} = \frac{1}{\sigma_c} \int_{V_c} J^2 dV_c \quad (100)$$

Где је:  $\sigma_c$  – специфична проводност материјала чаше дефинисана у табели 3.1,  $J$  – модуо густине струје у текућем коначном елементу чаше.

Иако се у прорачуну по методи коначних елемената може узети у обзир површински ефекат у проводницима статора то се углавном не чини из практичних разлога. Пошто машина има велики број жлебова и проводника у жлебу, прорачун површинског ефекта у њима би захтевао мрежу са великим бројем елемената у тим деловима што би доста успорило прорачун и онемогућило процес оптимизације у неком разумном времену. Према томе овај ефекат се занемарује, а губици се рачунају помоћу формуле (27). То је у овом случају оправдано што је показано кроз анализу у поглављу 2.2.3. Претходно је потребно програму, у оквиру екстерног електричног кола, задати вредност фазне отпорности израчунате на основу познате геометрије и материјала, а помоћу формуле (28). Ефективна вредност струје статора која фигурише у формули (27) рачуна се у оквиру FEM програма.

### 3.1.9 Екстерно коло

Статорски проводници су повезани тако да формирају намотај испројектован у поглављу 2.2.1. Мотор се напаја из трофазног симетричног

синусног напонског извора ефективне вредности напона од 400 V и фреквенције 800 Hz.

На ред са напонским извором додаје се отпорник који моделује отпорност статорског намотаја која је претходно одређена формулом (28). Као што је наведено у поглављу 3.1.1 да би се компензовало занемарење крајева намотаја у 2D представи машине, у екстерно електрично коло се на ред са напонам напајања и статорском отпорношћу додаје калем чија је индуктивност једнака индуктивности расипања крајева намотаја која је претходно одређена формулом (55).

### 3.1.10 Параметри симулације и план оптимизације

Да би се решио формиран 2D модел машине употребљена је транзијентна (временски зависна) симулација. Временски интервал сваке симулације подешен је на 220 ms. Корак симулације треба пажљиво одабрати како би се узели у обзир сви важнији хармоници магнетског поља у зазору. Према теореме о одабирању време одабирања (у овом случају корак симулације) треба да буде два пута мањи од периоде најбрже појаве у систему. Претпостављајући, према анализи спроведеној у поглављу 2.2.1, да су последњи значајни хармоници у спектру МПС односно флукса статорског намотаја 17-и и 19-и, на основу фреквенције основног хармоника од 800 Hz долази се до вредности максималне фреквенције од 15,2 kHz. Због тога је за фреквенцију одабирања изабрана вредност од 40 kHz која резултује кораком симулације од 0,025 ms. За нумеричко решавање система парцијалних диференцијалних једначина коришћен је метод *Runge-Kutta*.

По формирању 2D модела и подешењу параметара симулације потребно је дефинисати план оптимизације роторских геометријских параметара односно:  $d_1$ ,  $d_2$  и  $d_\varepsilon$ . Он је сличан претходно дефинисаном поступку оптимизације помоћу аналитичког модела из поглавља 2.4. Основна разлика је у томе што се овде мора усвојити мањи опсег брзина и мањи број дискретних вредности параметара оптимизације.

Прво је извршена варијација параметра  $d_1$  са кораком од 40 % тј. свака наредна вредност је већа од претходне за 40 %. При томе су преостала два параметра били подешени на своје минималне вредности дефинисане у поглављу

2.4. За сваку нову вредност параметра  $d_1$  урађена је серија симулација за брзине ротора из опсега 22000-24000 об/мин. У свакој наредној симулацији подешена је нова вредност брзине која је од претходне већа за 200 об/мин. У току једне симулације брзина је била константна.

Затим је исти поступак поновљен и за параметар  $d_\xi$  с тим што је његова вредност подешавана са финијим кораком од 20 %. При томе је вредност параметра  $d_1$  била постављена на вредност одређену претходним поступком оптимизације, а вредност параметра  $d_2$  на његову минималну вредност. Пронађена оптимална вредност дебљине чаше  $d_\xi$  усвојена је за даљи процес оптимизације параметра  $d_2$ .

Ширина спољашњег ваздушног зазора  $d_2$  варирана је са кораком од 40 % при чему су ширина унутрашњег зазора и дебљина чаше подешени на претходно одређене оптималне вредности. Треба још једном напоменути да су максималне вредности параметара одређене максималном укупном ширином зазора дефинисаном у поглављу 2.4.1. Табела 3.2 даје преглед свих вредности оптимизационих параметара и број урађених симулација у процесу оптимизације.

Табела 3.2 – План оптимизације

Корак	Променљива	Остали параметри	Број симулација	
1	$d_1$ [mm]	$d_\xi = 1.5$ mm $d_2 = 1$ mm $n = 22000-24000$ ob/min	44	
				1
				1,4
				1,96
2	$d_\xi$ [mm]	$d_1 = d_{1,opt}$ $d_2 = 1$ mm $n = 22000-24000$ ob/min	55	
				2,74
				1,5
				1,8
				2,16
3	$d_2$ [mm]	$d_1 = d_{1,opt}$ $d_\xi = d_{\xi,opt}$ $n = 22000-24000$ ob/min	55	
				2,6
				3,12
				1
				1,4
				1,96
				2,74
				3,84

### 3.1.11 Губици услед фрикције ваздуха

Да би се повећала тачност модела односно добијених резултата, независно од FEM симулације аналитичким путем су прорачунати губици услед фрикције

ваздуха при обртању ротора при свакој брзини обртања из дефинисаног опсега и свакој вредности ваздушних зазора из табеле 3.2. Губици услед фрикције ваздуха при обртању ротора израчунати су преко формуле из [67]:

$$P_f = k_r C_f \rho_v \pi \omega^3 R_r^4 \lambda \quad (101)$$

Где је:  $k_r$  – коефицијент храпавости површине,  $C_f$  – коефицијент фрикције,  $\rho_v$  – специфична густина ваздуха,  $\omega$  – угаона брзина ротора,  $R_r$  – спољашњи односно унутрашњи пречник ротора, зависно од тога са које стране чаше се рачуна фрикција,  $\lambda$  – дужина роторске чаше. Коефицијент храпавости површине је у овом случају 1 јер је површина ротора потпуно глатка. Коефицијент фрикције се може израчунати према формули из [68]:

$$C_f = \frac{0.0152}{R_e^{0.24}}, \quad 800 < R_e < 6 \cdot 10^4 \quad (102)$$

Где је  $R_e$  – Рејнолдсов број који дефинише тип струјања флуида и за затворени цилиндар се рачуна према формули [68]:

$$R_e = \frac{\rho \omega R_r d}{\mu_v} \quad (103)$$

Где је  $\mu_v$  – динамички вискозни коефицијент фрикције, а  $d$  – ширина спољашњег односно унутрашњег ваздушног зазора.

### 3.2 Резултати 2D симулација и процеса оптимизације

Након урађених симулација добијене су вредности следећих величина: момента, ефективне вредности струје статора, губитака у гвожђу статорског и роторског магнетског кола, намотају статора и роторској чаши. Затим је извршена обрада резултата у циљу добијања осталих битних величина машине. На основу података о моменту израчуната је механичка снага машине према релацији:

$$P_m = M_m \Omega_r \quad (104)$$

Где је  $\Omega_r$  – угаона брзина ротора у rad/s. Затим су израчунати укупни губици снаге као сума појединачних губитака:

$$P_{\gamma} = P_{Cus} + P_{Fes} + P_{Fer} + P_{gr} + P_f \quad (105)$$

Где су:  $P_{Cus}$  – губици у намотају статора,  $P_{Fes}$  и  $P_{Fer}$  – губици у магнетском колу статора и ротора респективно,  $P_{gr}$  – губици у роторској чаши и  $P_f$  – губици услед фрикције ваздуха. Познавајући све губитке и механичку снагу, степен искоришћења снаге при свакој брзини одређен је према формули:

$$\eta = \frac{P_m}{P_m + P_{\gamma}} \cdot 100 \quad (106)$$

Фактор снаге је одређен према формули:

$$\cos \varphi = \frac{P_m + P_{\gamma}}{3U_{nf} I_f} \quad (107)$$

Где су:  $U_{nf}$  и  $I_f$  – ефективне вредности фазног напона и струје статора, респективно. У наставку су дати само најважнији резултати уз помоћ којих су изведени одговарајући закључци.

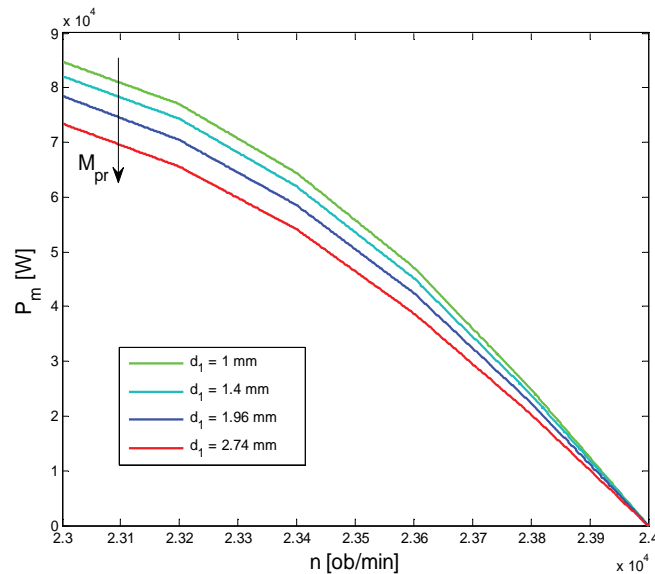
### 3.2.1 Промена параметра $d_1$

За сваку вредност унутрашњег зазора  $d_1$  на основу резултата симулација добијене су карактеристике зависности излазне (механичке) снаге машине од брзине обртања и приказане на сл. 3.5. Промена механичких карактеристика је иста као што предвиђа претходно развијени аналитички модел. Повећање зазора повећава реактансу расипања чиме се смањује превални момената мотора. Табела 3.3 приказује номиналне величине мотора при свакој вредности параметра  $d_1$ .

Табела 3.3 – Номиналне величине мотора при различитим вредностима параметра  $d_1$

$d_1$ [mm]	$n_n$ [ob/min]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos \varphi_n$
1	23565	75,0	83,70	0,65
1,4	23543	77,9	83,02	0,64
1,96	23507	82,3	82,06	0,61
2,74	23452	88,4	80,73	0,58





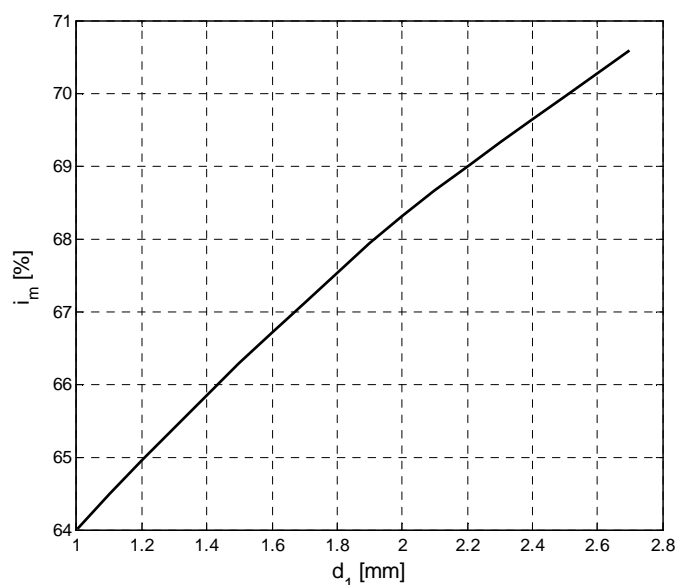
Сл. 3.5 – Механичке карактеристике за различите вредности параметра  $d_1$

На основу вредности номиналне струје машине одређена је процентуална вредност струје празног хода чија је промена у зависности од ширине зазора  $d_1$  приказана на сл. 3.6. Природа промене је иста као што предвиђа аналитички модел али су вредности нешто веће као што је и очекивано због реалније процене губитака у гвожђу односно активне компоненте струје празног хода у FEM моделу.

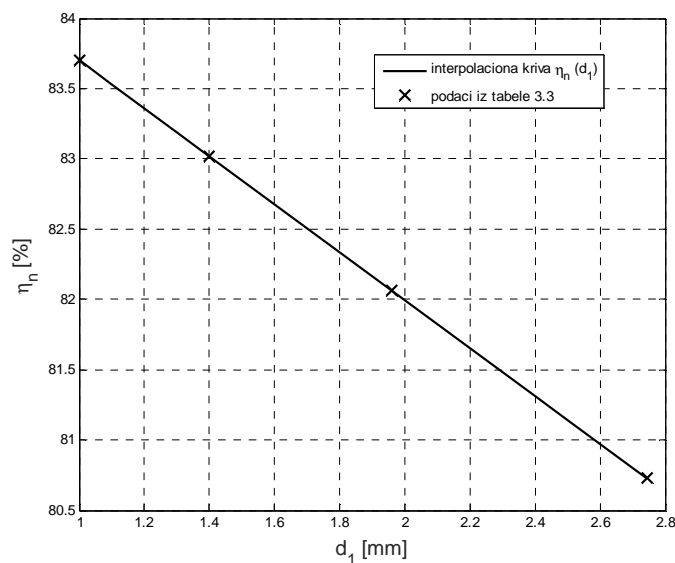
Вредности номиналног степена искоришћења снаге из табеле 3.3 су интерполиране и интерполациона функција је приказана на сл. 3.7. Као што је и предвиђено кроз анализу спроведену у поглављу 2.4.1 промена ширине унутрашњег ваздушног зазора производи константно смањење степена искоришћења снаге због повећања губитака у статору и ротору мотора. Може се такође приметити да су вредности степена искоришћења снаге добијене FEM моделом доста мање него што предвиђа аналитички модел. Као што је речено, то је последица површинских губитака у ротору које FEM модел узима у обзир.

Овом анализом је потврђен закључак да унутрашњи ваздушни зазор треба поставити на минималну дозвољену вредност како би се постигла што боља спрега између статорског и роторског струјног кола односно што боље карактеристике машине. Ова вредност је коришћена за даљи процес оптимизације.





Сл. 3.6 – Промена процентуалне вредности струје магнећења у зависности од параметра  $d_1$



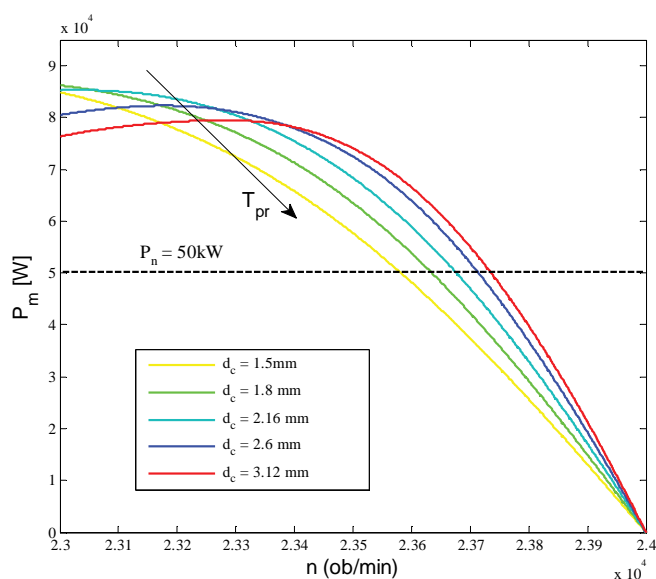
Сл. 3.7 – Промена номиналног степена искоришћења снаге у зависности од параметра  $d_1$

### 3.2.2 Промена параметра $d_c$

На основу резултата симулација и њихове обраде добијене су механичке карактеристике за сваку вредност овог параметра (сл. 3.8). Промена механичких карактеристика је иста као што предвиђа аналитички модел у поглављу 2.4.2. Повећање дебљине чаше смањује роторску отпорност што резултује механичким

карактеристикама са већим нагибом. Повећање укупног зазора као и раније доводи до смањења превалног момента.

Као и у случају промене параметра  $d_l$  интерполацијом за вредност номиналне снаге одређене су номиналне брзине при свакој вредности параметра  $d_c$ , а на основу њих и номиналне вредности струје, момента, губитака, степена искоришћења и фактора снаге. Најважније величине су издвојене и приказане у табели 3.4.



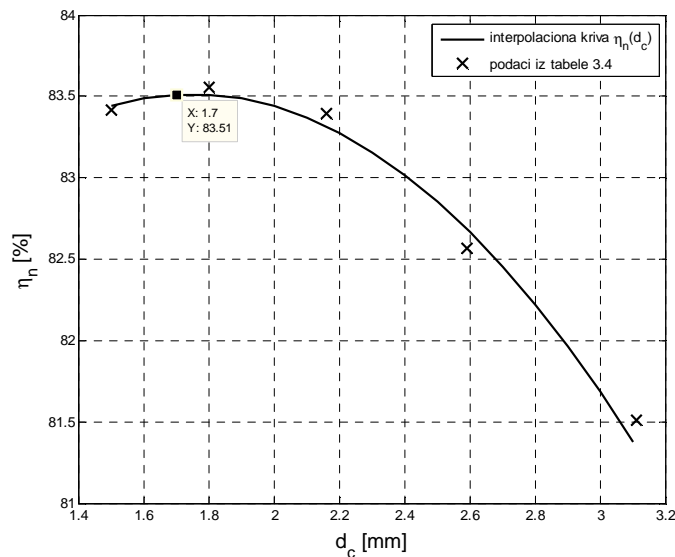
Сл. 3.8 – Механичке карактеристике за различите вредности дебљине чаше  $d_c$

Табела 3.4 - Номиналне величине мотора при различитим вредностима параметра  $d_c$

$d_c$ [mm]	$n_n$ [rpm]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos\varphi_n$
1,5	23500	71,8	83,41	0,70
1,8	23566	75,0	83,55	0,65
2,16	23617	78,9	83,40	0,61
2,6	23658	83,7	82,57	0,62
3,12	23687	89,2	81,51	0,54

Вредности степена искоришћења снаге из табеле 3.4 приказане су на сл. 3.4. Уочава се да је зависност степена искоришћења снаге од дебљине роторске чаше приближно квадратна, што је показано и аналитичким прорачуном, тако да је извршена интерполација датих вредности квадратном функцијом да би се могао одредити њен максимум. Интерполациона функција приказана је такође на сл. 3.4.

На њој се јасно уочава да степен искоришћења снаге расте са порастом дебљине чаше што је последица смањења губитака у ротору услед смањења роторске отпорности. Максимум од 83,51 % се јавља при оптималној вредности дебљине чаше од 1,7 mm. Ова вредност је усвојена за даљи процес оптимизације параметра  $d_2$ . Након ове вредности, даљим повећањем дебљине чаше преовладава негативан ефекат повећања укупног зазора на повећање губитака у статорском намотају. Као што је и очекивано вредност оптималне дебљине роторске чаше је нешто мања него у случају аналитичког прорачуна због тога што је смањење губитака у ротору нешто спорије у случају урачунатог површинског ефекта у чаши па се максимум степена искоришћења снаге постиже при нижим вредностима  $d_c$ .

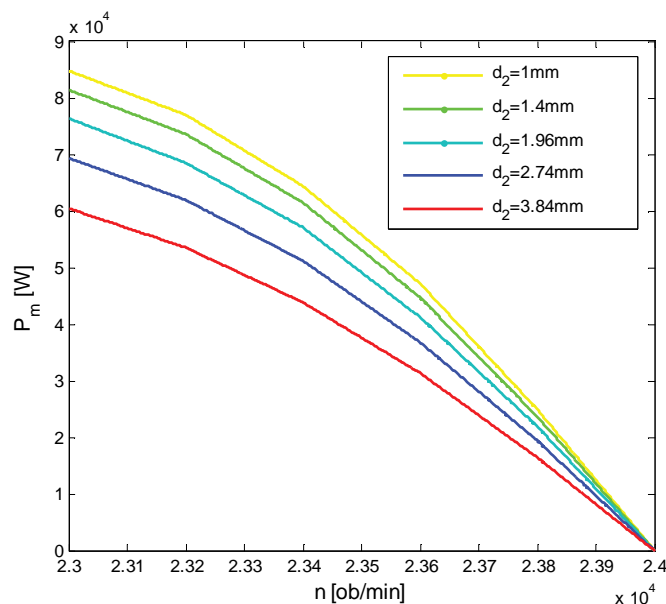


Сл. 3.9 - Промена номиналног степена искоришћења снаге у зависности од параметра  $d_c$

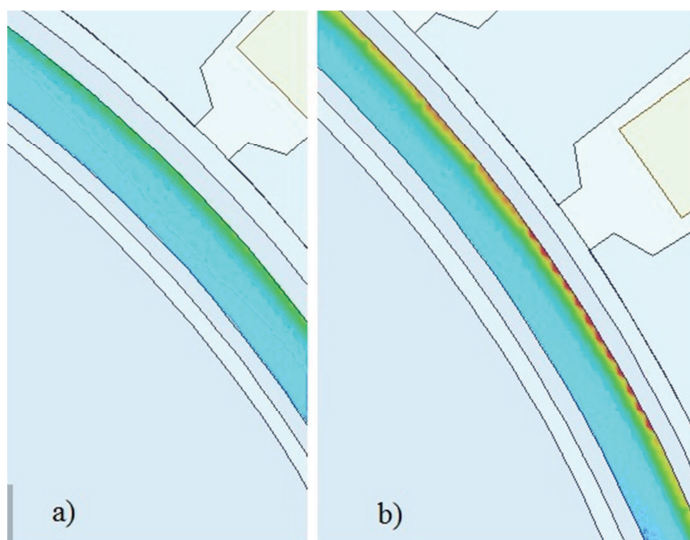
### 3.2.3 Промена параметра $d_2$

Повећањем вредности спољашњег ваздушног зазора долази такође до повећања реактансе расипања статора и до смањења превалног момента чиме се добијају све „ниже“ механичке карактеристике (сл. 3.10). На овај начин се повећава клизање односно губици у ротору услед основног хармоника флукса. Међутим, велики допринос укупним губицима имају губици услед површинског ефекта у роторској чаши које претежно стварају виши хармоници због повишене учестаности [52], [53]. Повећањем спољашњег ваздушног зазора ови хармоници индукције се све више затварају кроз спољашњи ваздушни зазор уместо кроз

чашу па тиме индукују све мање површинских губитака. Ово се може видети на сл. 3.11 која приказује расподелу губитака у роторској чашу за две различите вредности зазора  $d_2$ . Уочава се значајно смањење губитака на површини чаше при већој вредности зазора  $d_2$ .



Сл. 3.10 - Механичке карактеристике за различите вредности параметра  $d_2$



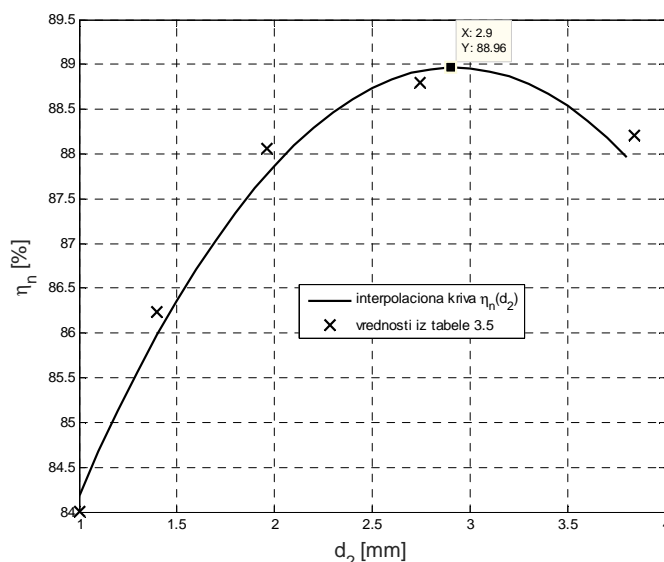
Сл. 3.11 – Укупни губици у роторској чашу за: а)  $d_2=1,4mm$ , б)  $d_2=1mm$

Као и раније на основу номиналне снаге интерполацијом су израчунате номиналне вредности свих значајнијих величина машине и приказане у табели 3.5. Интерполацијом вредности номиналног степена искоришћења снаге из табеле

3.5 добија се интерполациона функција приказана на сл. 3.12. Максимум степена искоришћења снаге се јавља при вредности спољашњег зазора од 2,9 mm. Након ове тачке степен искоришћења снаге поново опада јер преовладавају негативни ефекти повећања укупног ваздушног зазора.

Табела 3.5 - Номиналне величине мотора при различитим вредностима параметра  $d_2$

$d_2$ [mm]	$n_n$ [rpm]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos\varphi_n$
1	23566	75,0	84,00	0,65
1,37	23538	77,8	86,24	0,61
1,92	23490	82,3	88,06	0,57
2,7	23411	88,8	88,79	0,53
3,76	23272	98,4	88,20	0,48



Сл. 3.12 - Промена номиналног степена искоришћења снаге у зависности од параметра  $d_2$

### 3.2.4 Оптимално решење

Сви важни параметри оптималног решења приказани су у табели 3.6. Из дате табеле се може видети да је степен искоришћења снаге оптималног дизајна јако близу вредности референтног дизајна датој у табели 2.2. Овим је показано да се пажљивим дизајном и оптимизацијом чашастиг АМ може постићи степен искоришћења снаге који је упоредив са релевантним СМСМ решењима. Са друге стране, номинални фактор снаге је доста мањи од предвиђеног што је последица

постојања унутрашњег ваздушног зазора код чашастиг АМ који не постоји код других високобрзинских АМ чије су вредности фактора снаге узете као референтне. Треба приметити да је процентуална вредност струје празног хода приближно једнака постављеној граничној вредности. Коначно, из табеле 3.6 се види да је вредност момента инерције оптималног дизајна око четири пута мања од вредности референтног дизајна која је дата у табели 2.2. Овако мали момент инерције не може се остварити стандардним дизајном ротора у чему је и највећа предност предложеног решења.

Табела 3.6 – Параметри оптималног дизајна

Параметри	Вредности
$d_c$ [mm]	1,7
$d_1$ [mm]	1
$d_2$ [mm]	2,9
$\delta$ [mm]	5,6
$J$ [kg·mm <sup>2</sup> ]	729
$n_n$ [rpm]	23395
$I_n$ [A]	89,8
$i_o$ [%]	70,67
$\eta_n$ [%]	88,96
$\cos\varphi_n$	0,52

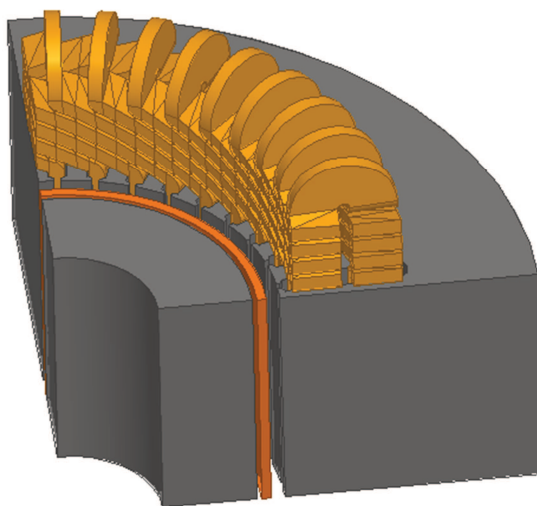
### 3.3 Формирање 3D модела и резултати симулација

Због наведених занемарења која постоје у 2D моделу машине формиран је одговарајући 3D модел претходно одређеног оптималног дизајна. Затим је извршено неколико симулација чији је циљ био да се утврди утицај закривљења струјних линија и дужина роторске чаше на моменат, степен искоришћења снаге и оптималне параметре  $d_1$ ,  $d_2$  и  $d_c$ . Да би се јасно уочила разлика између резултата 2D и 3D симулација коришћен је 3D модел код кога је чаша исте дужине као статорско магнетско коло што је подразумевано у случају 2D симулација. Након тога показан је и утицај дужине чаше на перформансе мотора тако што је симулиран модел машине са чашом која је дужа од статорског магнетског кола.

#### 3.3.1 Формирање 3D модела

Први корак је, као и код 2D моделовања, формирање одговарајуће геометрије машине. На основу свих познатих геометријских параметара као и вредности оптималне роторске геометрије формирана је 3D геометрија мотора и

приказана на сл. 3.13. Да би се решавање проблема што више убрзало моделована је само осмина машине што омогућава симетричност проблема и одговарајући гранични услови. Подешавање особина материјала, граничних услова, мреже коначних елемената и екстерног кола веома је слично подешавању код 2D модела па се због тога овде неће поново разматрати. Такође, прорачун поља, момента и одговарајућих губитака врши се на основу сличних релација као у поглављу 3.1 само што су оне сада прилагођене 3D простору. Симулације су урађене за исти опсег брзина као у 2D случају. Добијени резултати су обрађени на претходно описани начин у циљу добијања номиналних величина мотора.



Сл. 3.13 – 3D модел чашастог АМ (осмина машине)

### 3.3.2 Резултати 3D симулација

Време извршења 3D симулације је око 20 пута дуже од времена извршења једне 2D симулације. Због тога је број потребних 3D симулација сведен на минимум. Симулације са различитим вредностима ширине унутрашњег зазора нису рађене због тога што је претходно утврђено да његово повећање нема позитивних ефеката на перформансе мотора. Извршена је само варијација дебљине чаше и спољашњег ваздушног зазора да би се утврдило да ли пронађене оптималне вредности дебљине чаше и ширине спољашњег ваздушног зазора остају оптималне и у случају урачунатих закривљења струјних линија. У ту сврху било је довољно узети по три вредности дебљине чаше и ширине спољашњег зазора. Обрађени резултати су дати у табели 3.7 и табели 3.8.

Табела 3.7 – Номиналне величине мотора при различитим вредностима дебљине чаше добијене из 3D симулација

$d_z$ [mm]	$n_n$ [o/min]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos\varphi_n$
1,25	23500	56,6	64,75	0,45
1,8	23566	62,8	74,88	0,42
2,6	23617	73,8	70,34	0,39

Табела 3.8 - Номиналне величине мотора при различитим вредностима ширине спољашњег ваздушног зазора добијене из 3D симулација

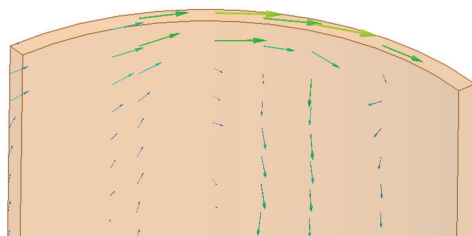
$d_2$ [mm]	$n_n$ [o/min]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos\varphi_n$
1,94	23491	63,3	74,71	0,41
2,8	23395	72,25	82,22	0,39
4,0	23242	79,19	79,72	0,35

Из приложених резултата се може закључити да пронађене оптималне вредности роторских параметара остају оптималне и у случају 3D модела. Али као што је и предвиђено кроз анализу у поглављу 2.4.5, утицај закривљења струјних линија на момент и степен искоришћења мотора је доста велики. Номинални моменат из 3D модела је мањи од момента из 2D модела за чак 51,2 %, а степен искоришћења за 8,44 %. Номинални фактор снаге је мањи за 25 % у случају 3D модела. Расподела струјних линија односно вектор густине струје у чаши приказан је на сл. 3.14 где се јасно уочава наведени ефекат закривљења на крајевима чаше и нешто мање у унутрашњим деловима.

Да би се овај негативан ефекат умањио потребно је пројектовати мотор који има роторску чашу која је дужа од статорског магнетског кола. Тиме се закривљење струјних линија (највише првог хармоника) измешта изван статорског магнетског кола па на тај начин не заузима простор за простирање струја које производе користан моменат. Ефекат продужења чаше демонстриран је кроз 3D симулацију модела са оптималним вредностима роторских параметара али чија је чаша дужа од статорског магнетског кола за по 4 mm са обе стране. Добијени резултати су приказани у табели 3.9 упоредо са резултатима 2D симулација одакле се може уочити да се разлика у номиналном моменту смањила на 25,5 %, у степену искоришћења на 3,5 %, а у фактору снаге на 11,5 %. Треба приметити такође да су ови резулти много приближнији резултатима добијеним



2D моделовањем али да је номинални моменат и даље доста мањи него што предвиђа 2D модел. Даљим повећањем дужине чаше карактеристике мотора би се додатно поправиле и приближиле онима које предвиђа 2D модел. Међутим код избора дужине чаше мора се водити рачуна и о механичким критеријумима.



Сл. 3.14 – Вектор густине струје и ефекат закривљења струјних линија на крајевима чаше

Табела 3.9 – Параметри оптималног дизајна са дужом чашом

Параметри	Вредности 3D	Вредности 2D
$d_c$ [mm]	1,7	1,7
$d_1$ [mm]	1	1
$d_2$ [mm]	2,9	2,9
$n_n$ [o/min]	23395	23395
$M_n$ [Nm]	15,2	20,4
$I_n$ [A]	73,28	89,8
$\eta_n$ [%]	85,94	88,96
$\cos\varphi_n$	0,46	0,52

Поред тога што је доказан позитиван ефекат продужења роторске чаше најважнији закључак спроведених 3D симулација је тај да се оптимизација роторске чаше може спровести решавањем далеко једноставнијег и бржег 2D FEM модела. Такође, показано је и да се може ослонити и на остале резултате добијене 2D моделовањем у колико се претпостави да је чаша довољно дужа од статорског магнетског кола. Уколико постоји могућност, најбоље је на крају процеса оптимизације спровести неколико 3D симулација како би се одредили корекциони фактори и на основу њих стварни параметри оптималног решења и дужина роторске чаше која ће резултовати задовољавајућим карактеристикама машине.

Корекциони фактори за моменат добијени поређењем 2D и 3D FEM резултата биће коришћени у поглављу 5.7 за корекцију резултата добијених мерењем ради њихове верификације.

### 3.4 Утицај материјала чаше на оптималне вредности роторских параметара

Да би се спровела анализа утицаја материјала роторске чаше на перформансе машине и оптималне вредности роторских параметара коришћен је развијени 2D модел чашастиг АМ. У овом моделу вршена је промена проводности материјала чаше према табели 2.14. Све остале карактеристике и подешања модела су остали непромењени. Пошто је за Cu-3Mg материјал већ спроведена процедура оптимизације овде је иста процедура поновљена за преостала два материјала. Једина разлика је што за нове материјале није вршена варијација ширине унутрашњег ваздушног зазора из раније наведених разлога. Резултати оптимизације су дати у наставку.

#### 3.4.1 Легура алуминијума Al 7075 T6

На основу резултата спроведених симулација и поступка обраде резултата добијене су номиналне величине мотора за различите вредности дебљине роторске чаше и ширине спољашњег ваздушног зазора и дате у табели 3.10 и табели 3.11, респективно.

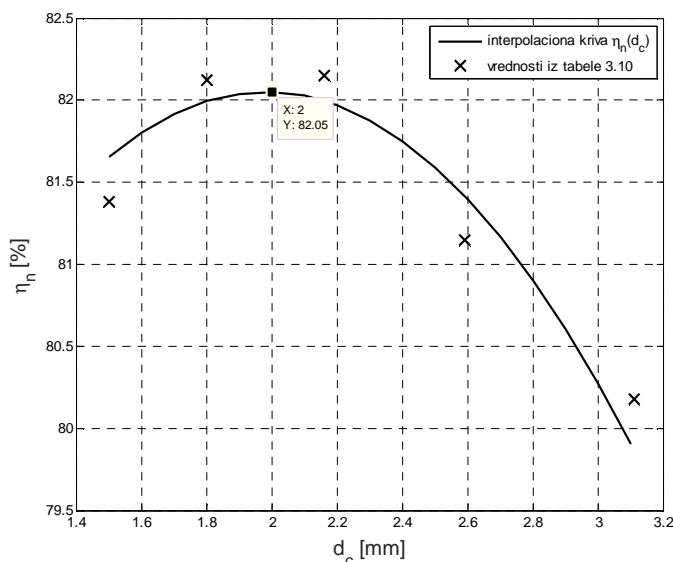
Табела 3.10 - Номиналне величине мотора при различитим вредностима параметра  $d_\varepsilon$  за материјал чаше Al 7075 T6

$d_\varepsilon$ [mm]	$n_n$ [ob/min]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos\varphi_n$
1,5	23226	73,8	81,38	0,70
1,8	23320	76,5	82,12	0,63
2,16	23372	82,2	82,15	0,56
2,6	23456	85,5	81,15	0,55
3,12	23500	91,1	80,18	0,53

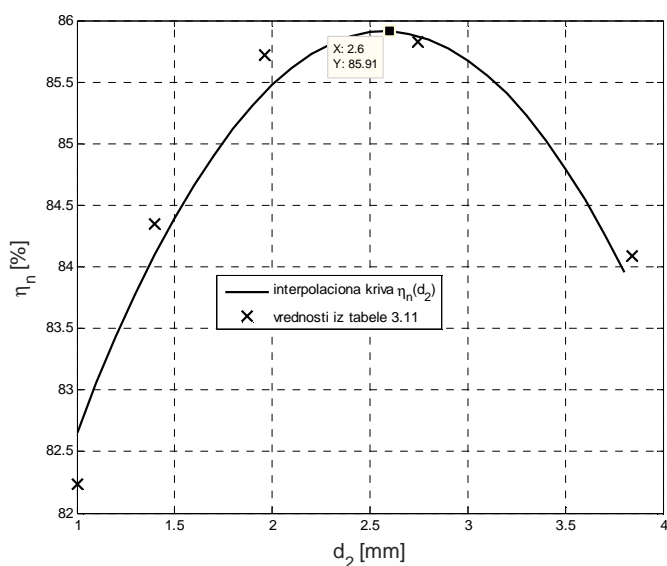
Табела 3.11 - Номиналне величине мотора при различитим вредностима параметра  $d_2$  за материјал чаше Al 7075 T6

$d_2$ [mm]	$n_n$ [ob/min]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos\varphi_n$
1	23226	73,8	82,24	0,67
1,4	23170	75,9	84,35	0,64
1,96	23077	80,7	85,72	0,60
2,74	22923	87,5	85,83	0,56
3,84	22643	97,9	84,29	0,51

Интерполацијом вредности степена искоришћења снаге из датих табела добијене су интерполационе функције које су приказане на сл. 3.15 и сл. 3.16. Оптималне вредности параметара  $d_c$  и  $d_2$  су 2 mm и 2,6 mm, респективно.



Сл. 3.15 – Номинални степен искоришћења снаге у зависности од параметра  $d_c$  за материјал чаше Al 7075 T6



Сл. 3.16 - Номинални степен искоришћења снаге у зависности од параметра  $d_2$  за материјал чаше Al 7075 T6

### 3.4.2 Берилијум-бакар (Br-Cu)

Обрадом резултата симулација као и у претходном случајевима добијене су номиналне величине мотора које су приказане у табели 3.12 и табели 3.13 за различите вредности параметара  $d_\varepsilon$  и  $d_2$ , респективно.

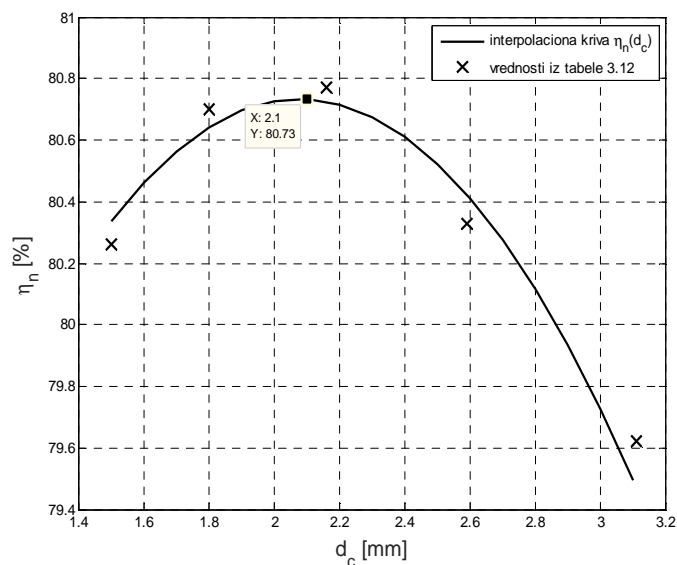
Табела 3.12 - Номиналне величине мотора при различитим вредностима параметра  $d_\varepsilon$  за материјал чаше Br-Cu

$d_\varepsilon$ [mm]	$n_n$ [ob/min]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos\varphi_n$
1,5	22959	72,4	80,26	0,71
1,8	23095	75,5	80,70	0,67
2,16	23211	78,9	80,77	0,63
2,6	23295	83,7	80,33	0,59
3,12	23364	88,7	79,62	0,56

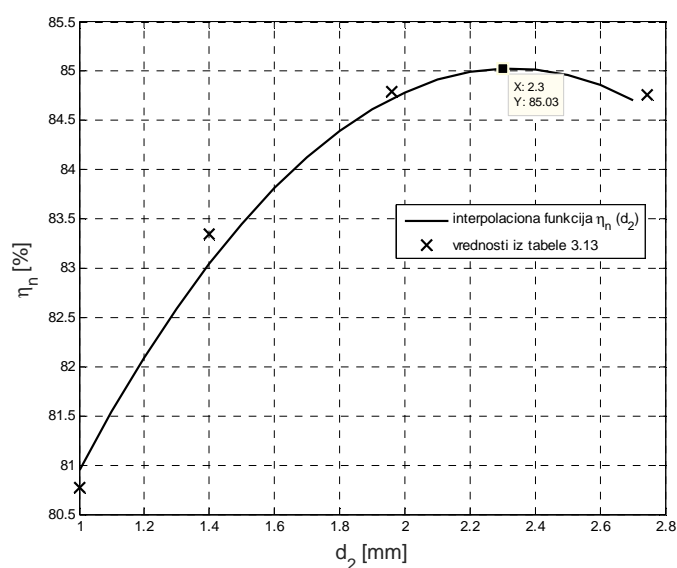
Табела 3.13 - Номиналне величине мотора при различитим вредностима параметра  $d_2$  за материјал чаше Br-Cu

$d_2$ [mm]	$n_n$ [ob/min]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos\varphi_n$
1	23191	78,6	80,77	0,64
1,4	23142	81,2	83,34	0,60
1,96	23040	86,1	84,79	0,57
2,74	22881	92,7	84,76	0,53

Интерполационе функције степена искоришћења снаге дате су на сл. 3.17 и сл. 3.18 одакле се могу очитати оптималне вредности параметара  $d_\varepsilon$  и  $d_2$  које износе 2,1 mm и 2,3 mm, респективно.



Сл. 3.17 - Номинални степен искоришћења снаге у зависности од параметра  $d_c$  за материјал чаши Br-Cu



Сл. 3.18 - Номинални степен искоришћења снаге у зависности од параметра  $d_2$  за материјал чаши Br-Cu

### 3.4.3 Поређење перформанси мотора и резултата оптимизације

Табела 3.14 даје упоредни приказ свих важнијих величина оптималних решења за различите роторске материјале.

Табела 3.14 – Номиналне величине оптималних решења за различите роторске материјале

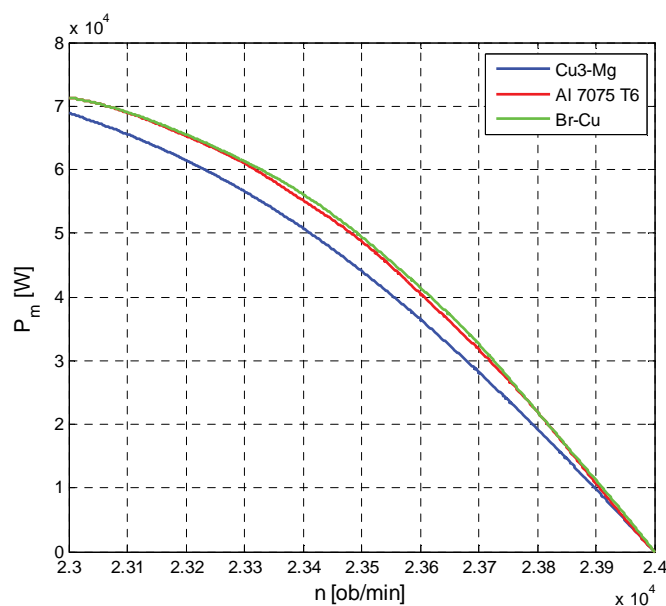
Параметри	Cu-3Mg	Al 7075	Br-Cu
$d_1$ [mm]	1	1	1
$d_c$ [mm]	1,7	2	2,1
$d_2$ [mm]	2,9	2,5	2,3
$\delta$ [mm]	5,6	5,5	5,4
$n_n$ [rpm]	23395	23480	23490
$I_n$ [A]	89,8	86,2	88,9
$i_o$ [%]	70,67	68,61	68,24
$\cos\varphi_n$	0,52	0,54	0,55
$P_{gr}$ [W]	3906	5878	6139
$\eta_n$ [%]	<b>88,96</b>	<b>85,91</b>	<b>85,03</b>
$J$ [kg·mm <sup>2</sup> ]	729	271	532

Из табеле 3.14 се закључује да се са порастом специфичне отпорности материјала повећава вредност оптималне дебљине чаше што је и очекивано на основу анализе спроведене у поглављу 2.4.4. Са друге стране оптималне вредности спољног зазора се смањују са порастом специфичне отпорности ротора. Већ је раније у поглављу 2.4.4 наведено да је дубина продирања већа за материјале са мањом специфичном проводношћу што доприноси униформнијој расподели струја по попречном пресеку чаше. Због тога је позитиван ефекат повећања спољашњег зазора у виду смањења површинских губитака у чаши нешто мањи у случају мање проводности ротора па је из овог разлога потребна мања ширина спољног зазора да би се постигла минимална вредност губитака у ротору односно максимум степена искоришћења снаге. Ипак, вредности губитака у ротору су веће код варијанти ротора са слабије проводним материјалима због веће специфичне отпорности што узрокује и мањи номинални степен искоришћења снаге.

Даљим прегледом података из табеле 3.14 закључује се да су вредности номиналних струја приближно исте у сва три случаја. Нешто мање вредности процентуалне струје празног хода добијају се за варијанту са Br-Cu чашом због најмањег укупног зазора. На сл. 3.19 је дат упоредни приказ механичких карактеристика машине за оптималан избор роторских параметара. Као што се види на сл. 3.19 карактеристике су приближно исте. Ипак, механичка карактеристика за Cu-3Mg материјал је нешто нижа од преостале две. Разлог за то

лежи делимично у чињеници да је укупни ваздушни зазор код ове варијанте најшири што се може видети из Табела 3.14. Шири зазор даје већу реактансу расипања, а она нижи превални моменат. Претпоставка је такође да, иако први материјал има најмању отпорност, због најмање дебљине чаше има нешто већу еквивалентну отпорност ротора што узрокује „спуштање“ механичке карактеристике.

Главни закључак спроведене анализе је да су оптимална решења роторске чаше са материјалима мање специфичне проводности по електромагнетним карактеристикама равноправни са првобитно пројектованом варијантом са материјалом Cu-3Mg релативно високе проводности. Остаје наравно да се сва ова решења испитају и по механичком и термичком аспекту као би се стекао потпун увид у практичну применљивост сваког од решења и како би се дошло до предлога најпогоднијег решења по сва три аспекта. Термички и механички аспекти су делимично покривени анализом спроведеном у наредном поглављу.



Сл. 3.19 – Механичке карактеристике оптималних дизајна за различите материјале

## 4 АНАЛИЗА ТЕРМИЧКИХ И МЕХАНИЧКИХ КАРАКТЕРИСТИКА ЧАШАСТОГ АМ

Термички и механички прорачун електричних машина представљају веома важан аспект у процесу пројектовања. Термичко напрезање изолације одређује и њен номинални век трајања, а самим тим и животни век целе машине. Порасте температура намотаја и ротора који одређују термичко напрезање изолације зависе од вредности и расподеле губитака као и од начина хлађења машине. Стога је од значаја одредити номиналне порасте температура појединих делова машине (намотаја, ротора, итд.) у фази пројектовања машине како би се могао предложити одговарајући систем хлађења који би обезбедио номиналне порасте температура који су у границама дозвољених вредности за употребљене изолационе материјале. Проблем одвођења топлоте посебно долази до изражаја код високобрзинских машина које због своје мале запремине, а тиме и мале површине за одвођење топлоте као и због своје велике специфичне снаге губитака изискују употребу сложенијих расхладних система и квалитетнијих изолационих материјала. Конкретно, када је у питању чашасти АМ, из предходно изведене анализе се могло закључити да су највећи губици сконцентрисани у роторској чаши релативно мале запремине и малог специфичног топлотног капацитета. Иако је предвиђени режим рада мотора интермитентан (ретки и краткотрајни интервали рада са номиналном снагом) и за тако кратко време може да се достигне значајна температура која може угрозити механичка својства чаше у колико се на адекватан начин и довољно брзо не одведе изван машине. Такође, пренос топлоте се са ротора врши једним делом и на статор због чега долази и до његовог додатног загревања. Због тога је главни део овог поглавља усмерен на процену пораста температуре ротора у устаљеном стању интермитентног радног режима. У овом раду је био циљ само проценити максималне температуре најважнијих делова као би се утврдила применљивост предложеног дизајна. Стога ће предложени аналитички приступ који је описан у наставку бити довољан за наведене потребе. Треба међутим напоменути да овакав приступ не даје велику тачност када је у питању динамика промене температуре па би због тога иначе требало извршити доста детаљнији прорачун поткрепљен нумеричком анализом



на бази FEM која у себи укључује и нелинеарне процесе генерисања и преноса топлоте. Овако детаљан прорачун прелази оквире овог рада.

Анализа механичких појава код високобрзинских машина је доста важна јер при великим брзинама долазе до изражаја појаве које су код обичних машина скоро па и занемариване. Провера механичке робусности ротора врши се са више аспеката: центрифугалне силе, угибање вратила, критичне брзине, торзија, термичко ширење итд. Додатна ствар коју треба размотрити код концепта чашастог ротора је проблем једностраног ослањања чаше на систем лежајева. Стога ће у оквиру овог поглавља бити размотрени сви наведени аспекти у циљу сагледавања практичне применљивости и имплементације предложеног решења.

## 4.1 Термичке карактеристике

Претходно спроведена процедура електромагнетног прорачуна машине укључује нека основна термичка ограничења по питању избора дозвољеног пресека проводника. Тиме је делимично осигурано да пораст температуре статорског намотаја буде у дозвољеним границама барем са аспекта загревања од стране губитака у самом намотају. Међутим, много већи проблем представља чашасти ротор у коме се генерише највећи део укупних губитака у машини. Полазну тачку у одређивању расподеле температуре у машини представља одређивање номиналних губитака снаге у свим деловима машине.

### 4.1.1 Расподела губитака у машини

Пошто се у овом раду разматра само номинални радни режим стога је од интереса познавати само губитке у деловима машине у овом радном режиму. Ови губици су прегледно дати у табели 4.1 за оптимални дизајн чашастог АМ добијеног у поглављу 3.2. Уз губитке наведени су и подаци о маси и специфичној топлоти материјала појединих делова. Из датих података може се израчунати и термички капацитет сваког дела машине као:

$$C_{ii} = m_i \cdot c_i \quad (108)$$

Где је:  $m$  – маса и  $c_i$  – специфична топлота материјала  $i$ -тог дела машине. Прорачунати топлотни капацитети за сваки од делова машине дати су у табели 4.1. Топлотни капацитет говори о способности акумулације топлотне енергије

сваког дела машине. Већи топлотни капацитет значи и да ће у истом времену и при истој снази губитака у неком делу машине доћи до мањег пораста температуре ако се претпостави да је временски интервал кратак и да у њему нема преноса топлоте у околину.

Табела 4.1 – Номинални губици оптималног дизајна

Део машине		Номинални губици [W]	Маса [kg]	Специфична топлота [J/g°C]	Топлотни капацитет [J/K]
Намотај (при макс. темп. од 250°C)		1435	2,7	0,386	1042
Магнетско коло статора		1947	13,9	0,502	6978
Магнетско коло ротора		196	1,9	0,502	953,8
Чаша	Cu3Mg	3906	0,641	0,380	244
	Al 7075 T6	5878	0,232	0,960	223
	Br-Cu	6139	0,449	0,420	189

Из табеле 4.1 се види да су највећи губици у роторској чаши па затим у статорском магнетском колу. Пошто машина ради у интермитентном режиму ови губици или део њих се генеришу само у кратким временским интервалима кочења и убрзања аутомобила као што је наведено у поглављу 2.1 односно у [3], [45] и [46]. Тада долази до пораста температуре свих делова машине. Остало време машина се и даље обрће али без икаквих губитака тако да долази до постепеног смањења температуре свих делова.

Због мале масе и специфичне топлоте материјала (високопроводни метали), чаша у свим варијантама има јако мали топлотни капацитет. То значи да ће њен пораст температуре бити веома брз али исто тако да ће и време хлађења бити кратко. Према томе са аспекта одвођења топлоте проблематичнији су намотај и магнетско коло статора због чега се на њима примењују ефикаснији системи хлађења [5].

#### 4.1.2 Пренос топлоте у машини и максималне температуре

Процес преноса топлоте у машини одвија се на сва три начина: кондукцијом кроз чврсте делове, конвекцијом кроз ваздушни зазор и на крајевима намотаја и радијацијом са спољашње површине машине.

Најсложенији део за анализу представља ваздушни зазор јер се у том делу мора узети у обзир и кинематика расхладног флуида (ваздуха) [71], [72], [73]. Код високобрзинских машина проблем постаје сложенији због велике брзине обртања ротора што у већини случајева ствара турбулентно струјање ваздуха у зазору и тзв. Тејлорове вртлоге [74]. За поспешивање процеса одвођења топлоте са ротора, што је веома значајно код чашастог АМ, уводе се пумпе које усисавају топао ваздух из зазора машине поспешујући на тај начин циркулацију ваздуха и процес одвођења топлоте [16].

Код KERS мотора се топлота са статора одводи најчешће преко расхладног флуида који пролази кроз аксијалне канале у статору или кроз плашт са спољашње стране статора тако да се код ових машина може занемарити радијација са спољашње површине [3], [5]. Расхладни флуид је најчешће дестилована вода са гликолом или уље који се по изласку из машине уводе у одговарајући измењивач топлоте [3].

Анализа статичких и динамичких термичких појава у машини врши се стандардно уз помоћ заменске шеме са сконцентрисаним параметрима које сачињавају кондензатори који моделују термички капацитет и отпорности које моделују термичку отпорност преносу топлоте за сваки од делова машине [73], [75]. Оваква анализа је доста брза јер се заснива на решавању заменског електричног кола које моделује термичке процесе, тачније система линеарних алгебарских једначина. У колико се уведе зависност елемената кола од температуре добијају се нелинеарне једначине али и оне могу и даље веома ефикасно да се реше неком од нумеричких метода. Тачност оваквог приступа анализи у многоме зависи од моделовања отпора у процесу преноса топлоте. Они се прорачунавају из углавном емпиријских релација и релација добијених експерименталним путем на неким карактеристичним геометријама [69], [73]. Показује се да овакав приступ може дати добру тачност у колико се сваки од елемената заменске шеме што прецизније и пажљивије моделује [69], [73].

У новије време се све чешће врше доста прецизнији прорачуни на бази FEM анализе која узима у обзир нелинеарност процеса преноса топлоте односно његову зависност од температуре и динамике расхладног флуида. Иако доста

прецизнији овакви алати нису широко прихваћени због веома захтевног процеса израчунавања нелинеарних парцијалних диференцијалних једначина за које треба обезбедити јаке рачунарске ресурсе.

Предмет овог рада је електромагнетни прорачун и оптимизација па се због тога неће детаљно улазити у процесе преноса топлоте и хлађења у машине већ ће се извршити одређена процена највиших температура које се могу јавити у машини и то уз помоћ следећих апроксимација. Пошто су интервали генерисања губитака односно топлоте у KERS машини јако кратки (реда 4 s) може се сматрати да у тако кратком интервалу нема преноса топлоте и да се генерисана топлота само акумулише у деловима машине у којима је генерисана чиме повећава њихову температуру. Након тога долази период хлађења у коме се акумулисана топлота преноси у околину коришћењем примењеног расхладног система. Овде ће се усвојити претпоставка да је расхладни систем добро испројектован што значи да ће у интервалима хлађења машине успети да однесе сву акумулисану топлоту створену у краткотрјним интервалима рада. Такође, усвојиће се да машина ради у интервалима од 4 s са номиналном снагом при чему се генеришу номинални губици дати у табели 4.1.

Претпостављајући да се сва енергија генерисана у интервалима од 4 s акумулише у топлотним капацитетима делова машине датим у табели 4.1, пораст температуре сваког дела на крају интервала се добија помоћу формуле:

$$P_{gi} = C_{ti} \frac{\theta_{ki} - \theta_{pi}}{\Delta t} \Rightarrow \theta_{ki} = \frac{\Delta t P_{gi}}{C_{ti}} + \theta_{pi} \quad (109)$$

Где је:  $P_{gi}$  – снага губитака у  $i$ -том делу машине,  $C_{ti}$  – топлотни капацитет дат у Табела 4.1,  $\Delta t$  – временски интервал рада машине тј. 4 s,  $\theta_{ki}$  – крајња температура и  $\theta_{pi}$  – почетна температура  $i$ -тог дела машине. Израчунате температуре су дате у табели 4.2 усвајајући да је почетна температура свих делова иста и једнака стандардној амбијенталној температури од 20°C.

На основу температура из табеле може се закључити да чаша достиже највишу температуру од свих делова машине што је и претпостављено узимајући у обзир да се у њој генеришу највећи губици и да има мали топлотни капацитет.

Такође, од свих варијанти чаше најкритичнија је она са Вr-Cu због највеће снаге дисипације и најмањег топлотног капацитета. Највећи проблем повишене температуре чаше представља угрожавање њених механичких својстава, првенствено због термичког ширења материјала при загревању. Овај аспект ће бити анализиран у оквиру поглавља 4.2 коришћењем података о температури из табеле 4.2.

Табела 4.2 – Температуре делова машине након 4s рада у номиналном режиму

Део машине		Температура након 4s [°C]
Намотај		25,5
Маг. коло статора		21,1
Маг. коло ротора		20,8
Чаша	Cu3Mg	84,0
	Al 7075	125,4
	Br-Cu	149,9

Намотаји и језгро се у овом кратком интервалу не загревају пуно али ако би се анализирао нешто дужи временски период, односно неколико интервала загревања, дошло би до већег пораста температуре ових делова и то првенствено због њиховог већег топлотног капацитета. Други разлог је тај што ће наравно доћи и до преноса једног дела топлоте са ротора на статор. Ефикасни системи хлађења спречавају превисоке порасте температуре намотаја и језгра.

Треба напоменути да спроведена анализа и поред своје једноставности даје резултате који су на страни сигурности будући да ће у наведеном интервалу део генерисане топлоте у чаши ипак бити пренет у околину.

## 4.2 Механичке карактеристике ротора

Механичке карактеристике ротора треба проверити по више аспеката, а то су: центрифугалне силе, торзија, термичко ширење, критичне брзине и начини ослањања осовине. Ове карактеристике ће бити испитане у овом поглављу коришћењем аналитичких формула и FEM анализом. Циљ је да се покаже практична применљивост предложеног решења чашастиг АМ и да се испита који од три понуђена материјала има најбоље перформансе у механичком смислу.

#### 4.2.1 Центрифугалне силе

Центрифугалне силе се јављају услед ротације ротора око своје осе и испољавају се у виду радијалне силе која делује на сваки делић ротора и тежи да га рашири. Сила која делује на један делић масе  $dm$  представља се изразом:

$$dF_c = \frac{dm \cdot v^2}{R_{sr}} = dm \cdot \omega^2 R_{sr} \quad (110)$$

Где је:  $v$  – периферна брзина делића масе  $dm$ ,  $\omega$  – угаона брзина и  $R_{sr}$  – средњи полупречник чаше. Елементарна маса представљена је изразом:

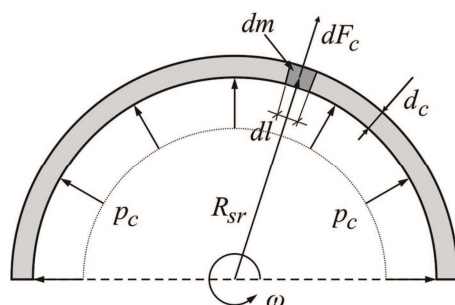
$$dm = l_s d_c \rho dl \quad (111)$$

Где је  $l_s$  – дужина чаше,  $d_c$  – дебљина чаше,  $\rho$  – густина материјала чаше и  $dl$  – ширина елементарног делића чаше.

Притисак на зид чаше се добија када се сила  $dF_c$  подели са површином елементарног делића чаше (уска трака ширине  $dl$  и дужине  $l_s$ ):

$$p_c = \frac{dF_c}{l_s dl} = \frac{\rho l_s d_c dl \omega^2 R_{sr}}{l_s dl} = \rho d_c \omega^2 R_{sr} \quad (112)$$

Ово је притисак који делује на сваки делић чаше по њеном обиму као што је приказано на сл. 4.1. Овај притисак услед центрифугалних сила тежи да истегне зид чаше стварајући заправо притисак на истезање. Да би се утврдило да ли су напрезање на истезање и последичне деформације у дозвољеним границама за сва три разматрана материјала формиран је FEM модел у коме је као оптерећење задат притисак са унутрашње стране зида чаше. Притисак на зид чаше за сваки од материјала и максималну брзину обртања од 24000 о/min израчунат је на основу формуле (112) и дат у табели 4.3. У истој табели су приказани и резултати симулација: максимално напрезање и максимална деформација зида чаше у виду радијалног помераја зида чаше ка спољашњости под дејством центрифугалне силе. На сл. 4.2 приказана је расподела напрезања у чаши, а на сл. 4.3 деформације зида алуминијумске чаше.

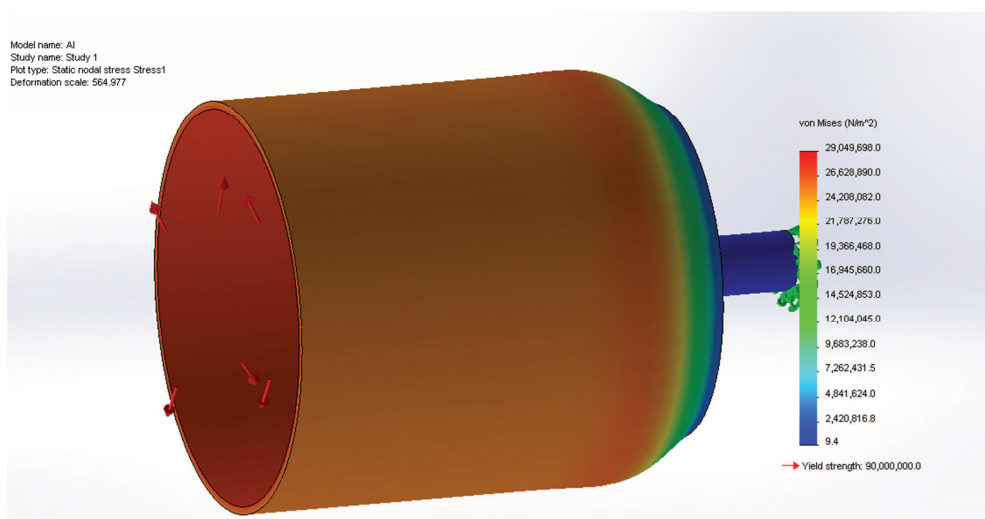


Сл. 4.1 – Половина попречног пресека чаше са приказом центрифугалних сила и одговарајућег притиска

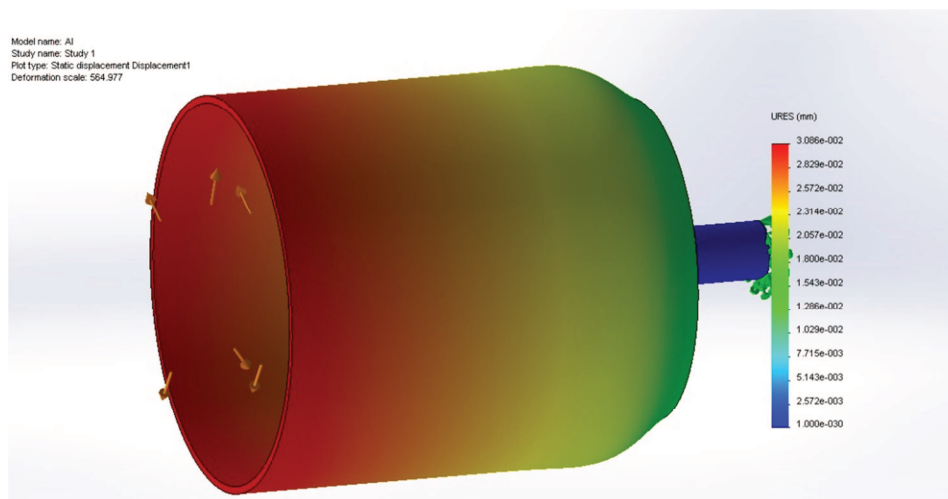
Ако се добијене вредности максималног напрезања упореде са максималним дозвољеним напрезањима за три дата материјала закључује се да сви материјали задовољавају по питању напрезања и трпе јако мале деформације под дејством центрифугалних сила при максималној брзини обртања. Ипак, треба приметити да Al 7075 чаша има најмање деформације јер је и притисак на зид чаше најмањи што је узрок мале густине ове легуре па тиме и слабијих центрифугалних сила.

Табела 4.3 – Напрезање и деформације чаше услед центрифугалних сила

Материјали	Притисак на зид чаше [MPa]	Максимално напрезање [MPa]	Дозвољено напрезање [MPa]	Максимална деформација [μm]
Cu3Mg	3,82	91	239	65
Al 7075	1,36	29	90	31
Br-Cu	4,36	90,2	172	52



Сл. 4.2 – Расподела напрезања у Al 7075 чаше услед центрифугалних сила



Сл. 4.3 – Деформације Al 7075 чаше услед центрифугалних сила

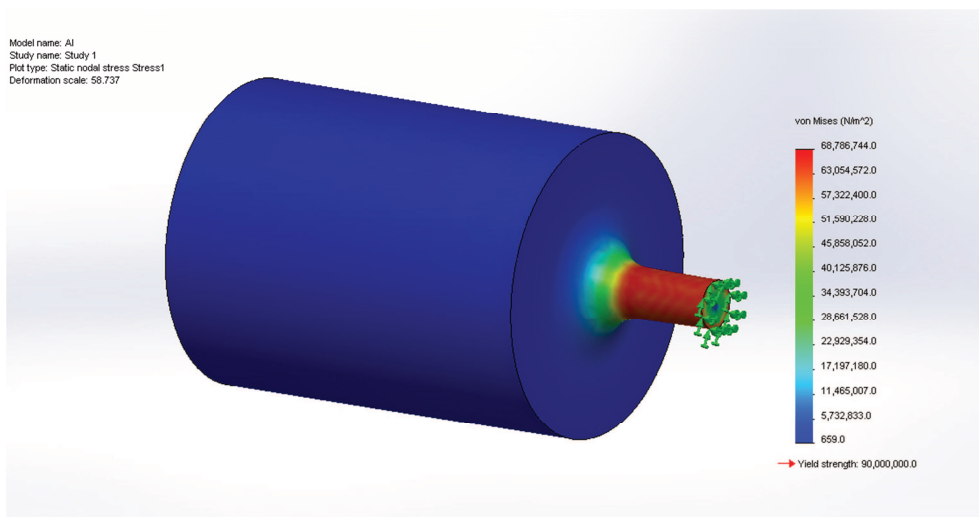
#### 4.2.2 Торзија

При деловању обртног електромагнетског момента на ротор мотора долази до његовог увијања односно торзије. Да би се испитало напрезање материјала односно деформације које се јављају при дејству номиналног момента предметне машине на ротор извршено је неколико FEM симулација са различитим материјалима. У табели 4.4 су дате максималне деформације чаше и напрезања при номиналном моменту за сва три употребљена материјала. Из табеле 4.4 се види да су у свим случајевима напрезања у дозвољеним границама, а деформације доста мале. Сл. 4.4 приказује расподелу напрезања у ротору при торзији где се види да највеће напрезање трпи вратило. Сл. 4.5 приказује деформацију у чаше при торзији одакле се види да је деформација дуж чаше равномерна. Обе слике су дате за случај чаше од легуре алуминијума Al 7075.

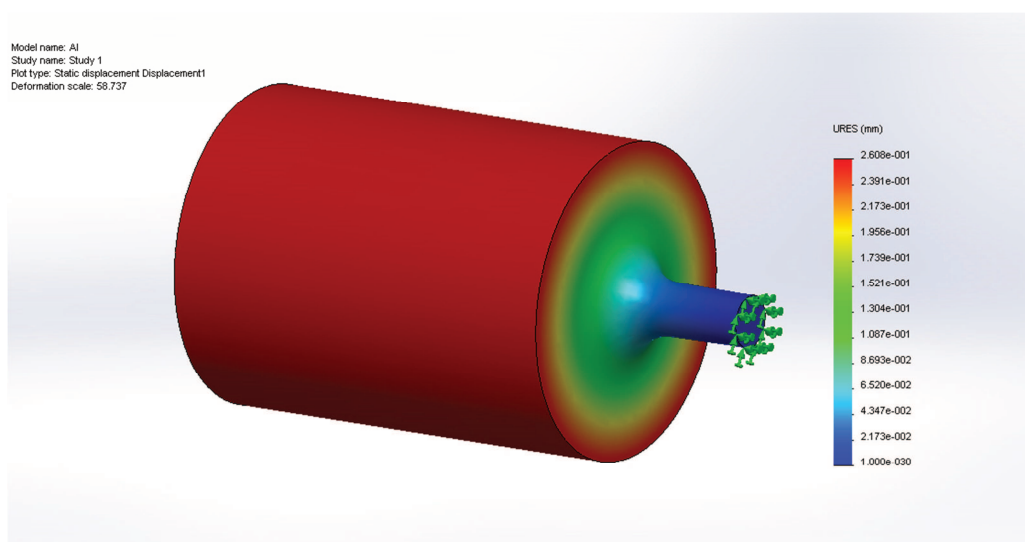
Табела 4.4 – Напрезање и деформације ротора при торзији

Материјали	Максимално напрезање [MPa]	Дозвољено напрезање [MPa]	Максимална деформација [mm]
Cu3Mg	68,6	240	0,18
Al 7075	68,8	90	0,26
Br-Cu	68,6	172	0,14





Сл. 4.4 – Напрезање при увијању ротора услед дејства покретачког момента



Сл. 4.5 – Максимална деформација зида чаше при торзији

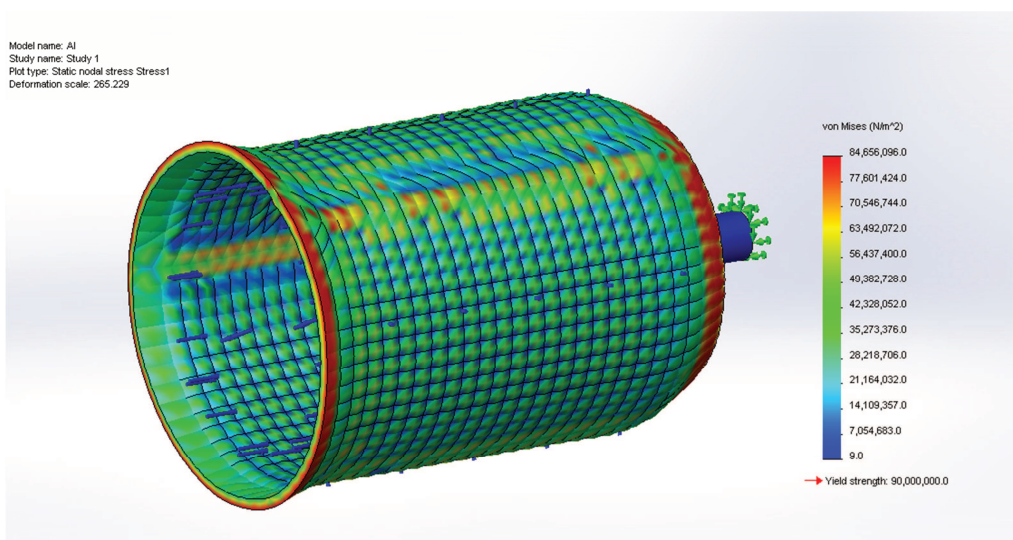
#### 4.2.3 Термичко ширење

Већ је претходно поменуто да загревање ротора услед губитака може бити узрок његових механичких деформација. Да би се испитале деформације ротора при температурама које су претходно прорачунате и дате у табели 4.2 спроведено је неколико FEM симулација за различите материјале. Максимално напрезање и деформација чаше за сва три материјала дати су у табели 4.5. Из вредности датих у овој табели може се закључити да сви материјали задовољавају по питању максималног напрезања. Ипак, минимална деформација је у случају легуре Cu3Mg првенствено услед најниже температуре чаше због најмањих губитака. На сл. 4.6 је приказана расподела напрезања, а на сл. 4.7 деформације чаше услед

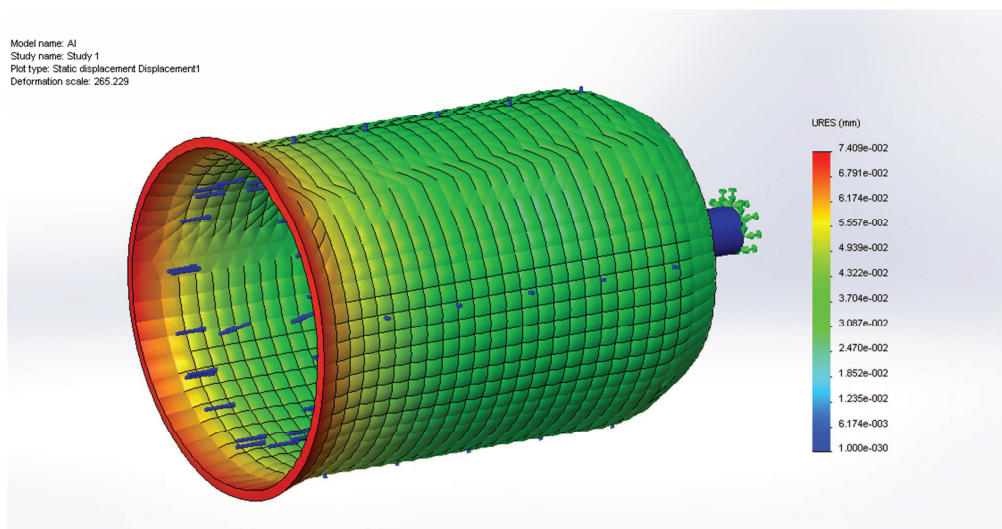
термичког ширења. Деформација је највећа на крају чаше који се налази изван ваздушног зазора тако да у сваком случају не представља опасност при обртању ротора.

Табела 4.5 – Термичко напрезање и деформација ротора

Материјали	Максимално напрезање [MPa]	Дозвољено напрезање [MPa]	Максимална деформација [ $\mu\text{m}$ ]
Cu3Mg	120	240	38
Al 7075	84,6	90	74
Br-Cu	165	172	69



Сл. 4.6 – Напрезање услед загревања чаше за материјал Al 7075



Сл. 4.7 – Деформације чаше услед термичког ширења за материјал Al 7075

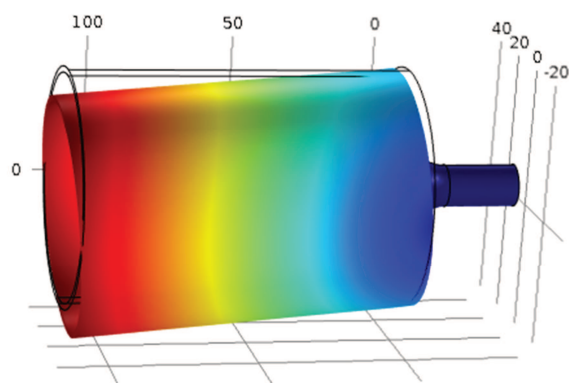
#### 4.2.4 Критичне брзине

Као и свако чврсто тело и ротор има своје сопствене фреквенције осциловања које нису пригушене његовом структуром. Напротив, уколико ротор није добро избалансиран, односно постоји несиметрија у његовој структури, при одређеним брзинама може доћи до резонанције односно поклапања са сопственим фреквенцијама роторске структуре. Да би се ово избегло препоручује се рад испод или између оваквих критичних брзина које би из тог разлога требало унапред одредити. При најнижој сопственој фреквенцији роторска структура осцилује као круто тело па се због тога у литератури одговарајуће критичне брзине обртања срећу под називом критичне брзине крутог тела [14]. Остале сопствене фреквенције достижу се при већим брзинама обртања и при њима се ротор понаша као еластично тело. Опсег радних брзина мотора позиционира се углавном испод прве критичне брзине или између две критичне брзине [14].

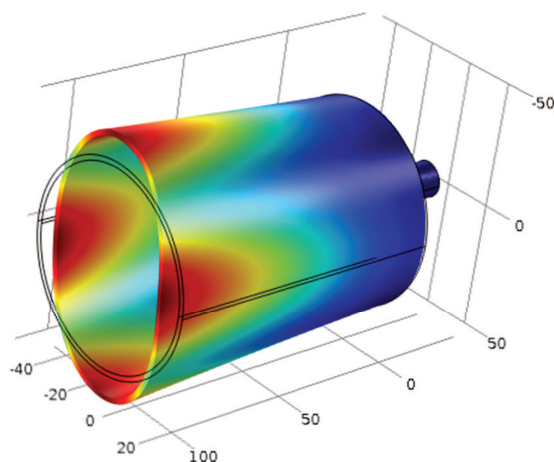
Сопствене учестаности структуре која представља чашасти ротор одређене су коришћењем FEM софтвера за сва три претходно обрађена материјала и дате у табели 4.6 заједно са одговарајућим критичним брзинама. Из дате табеле се може видети да за чашу од легура Cu3Mg и BrCu максимална брзина од 24000 o/min (400 Hz) упада у опсег између две критичне брзине (две сопствене учестаности). Ако се погледа табела 3.14 може се видети да и њихове номиналне брзине спадају у наведени опсег. Овакав радни режим се дозвољава али није потпуно безбедан будући да су радне брзине близу прве критичне брзине. Као што се види на сл. 4.8 при првој критичној брзини ротор осцилује као круто тело и тада највеће напрезање трпе лежајеви као једино место причвршћења ротора. Према томе ако мотор ради при брзини која је близу прве критичне доћи ће до бржег страдања лежајева. Због овога је много бољи случај када се максимална брзина мотора налази испод прве критичне брзине као што је случај код чаше од легуре Al 7075 што јој тиме даје значајну предност у односу на друга два решења.

Табела 4.6 – Сопствене фреквенције и критичне брзине чашастиг ротора

Материјали	Сопствене фреквенције [Hz]	Критичне брзине [ob/min]
Cu3Mg	370; 652,7	22200; 39162
Al 7075	474,2; 961,1	28452; 57666
Br-Cu	362,4; 782,4	21744; 46944



Сл. 4.8 – Осциловање ротора при првој критичној брзини односно при првој сопственој учестаности за легуру Al 7075 (круто тело)



Сл. 4.9 - Осциловање ротора при другој критичној брзини односно сопственој учестаности за легуру Al 7075 (еластично тело)

#### 4.2.5 Ослањање ротора

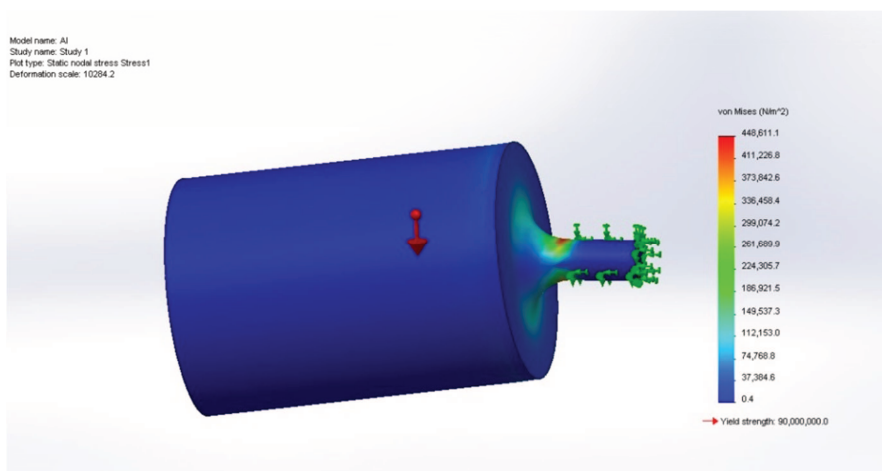
Пошто оваква варијанта ротора захтева једнострано ослањање на систем лежајева (обавезно два као на сл. 4.10), потребно је утврдити колико је њихово напрезање односно напрезање вратила под дејством гравитационе силе која је последица тежине чаше. Као и за претходна механичка оптерећења, спроведена је FEM анализа чији су резултати дати у табели 4.7 одакле се може видети да су напрезање и одговарајуће деформације јако мали за сваки материјал. Најмање напрезање и деформација јављају се код чаше од Al 7075 легуре због најмање специфичне тежине овог материјала. Сл. 4.11 приказује расподелу напрезања, а сл. 4.12 одговарајуће деформације.



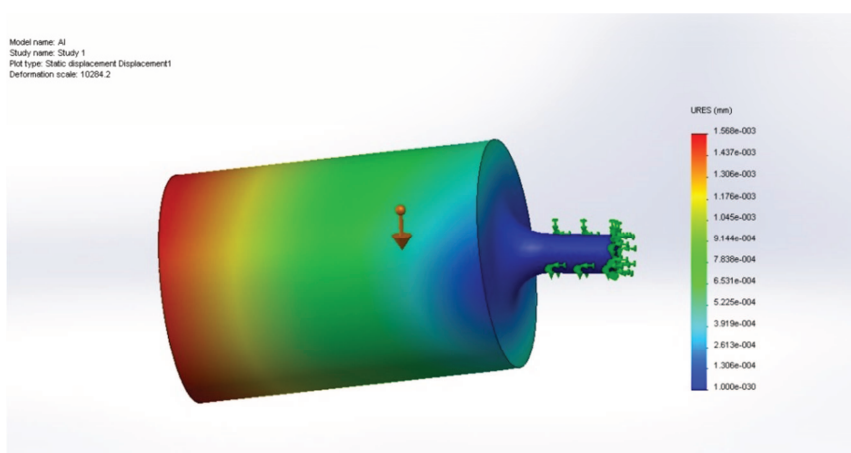
Сл. 4.10 – Једнострано ослањање чашастог ротора (систем од два лежаја)

Табела 4.7 – Максимално напрезање и деформације услед тежине чаше при једностраном ослањању

Материјали	Максимално напрезање [MPa]	Дозвољено напрезање [MPa]	Максимална деформација [ $\mu\text{m}$ ]
Cu3Mg	1,18	240	3,0
Al 7075	0,45	90	1,6
Br-Cu	1,34	172	2,8



Сл. 4.11 – Расподела напрезања услед тежине Al 7075 чаше при једностраном ослањању



Сл. 4.12 – Деформације услед тежине Al 7075 чаше при једностраном ослањању

У литератури је пронађена и још једна варијанта чашастиг АМ која омогућава постојање два ваздушна зазора [37], [41], [42]. Ова варијанта је приказана на сл. 4.13, а коришћена је искључиво код сервомотора мањих снага и брзина обртања. Магнетско коло ротора причвршћено је на осовину преко два лежаја тако да може слободно да се обрће и на тај начин не доприноси укупној инерцији ротора. Магнетско коло ротора се заправо обрће неком брзином која одговара сили трења у лежајевима. Чаша је крутом везом причвршћена за осовину ротора која је преко лежајева причвршћена за оклоп статора. Чаша може бити и само цев као на сл. 4.13 али може бити и затворена са једне и/или са друге стране металним поклопцем. Ова варијанта, иако пружа симетричност и тиме боља механичка својства, није погодна код машина веће снаге и брзине обртања због већег броја лежајева који смањују поузданост система.



Сл. 4.13 – Двострано ослањање чаше (два система лежајева, унутрашњи за магнетско коло и спољашњи за осовину)

### 4.3 Закључци анализе термичких и механичких карактеристика

Најважнији закључак спроведене анализе је да се предложено решење чашастиг АМ може и практично реализовати пошто су механичка и термичка напрезања у дозвољеним границама. При томе се претпоставља да је систем хлађења мотора добро испројектован. Анализа је показала се да је генерално најпогоднија варијанта чашастиг АМ са Al 7075. Варијанта мотора са овом легуром има добра механичка својства, умерено загревање и електромагнетске карактеристике које су нешто лошије од Cu3Mg варијанте. Ипак једна од веома битних ствари која мора поново да се нагласи је да чаша од Al 7075 легуре пружа безбедан рад у захтеваном опсегу брзина који се налази далеко од прве критичне брзине обртања.

Може се извести и још један битан закључак, а то је да је маргина од 1 mm за ширину унутрашњег ваздушног зазора превелика и да се слободно може узети и дупло мања вредност бар што се тиче механичких карактеристика мотора. На овај начин би се додатно поправиле електромагнетске карактеристике АМ. Са друге стране мора се водити рачуна и о потребној снази одвођења топлоте из ваздушног зазора која доста зависи управо од његове ширине. Ова анализа би захтевала детаљан термички прорачун мотора што није предмет овог рада тако да се ради сигурности предлаже задржавање претходно усвојене вредности од 1 mm.



## 5 ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА

Претходно спроведену процедуру пројектовања и оптимизације било је потребно и практично верификовати. У ту сврху употребљен је обичан асинхрони мотор коме је постојећи кавезни ротор замењен металном чашом са основним димензијама које су добијене претходно описаним процесом оптимизације. Такође, предметном мотору је постојећи трофазни намотај статора замењен шестофазним намотајем како би се поред предложене процедуре оптимизације провериле и карактеристике шестофазног напајања у комбинацији са чашастим ротором.

Ово поглавље описује поступак формирања експерименталне поставке кроз следеће кораке:

1. Пројектовање шестофазног намотаја,
2. Оптимизација роторске чаше у FEM софтверу и карактеристике оптималног решења,
3. Конструкција роторске чаше,
4. Опис претварача за напајање мотора и његово прилагођење потребама напонског напајања шестофазног мотора,
5. Развој управљачког програма у програмском језику C за DSP,
6. Опис мерне апаратуре.

Након описа поставке следи план мерења и опис добијених резултата који су на крају упоређени са резултатима симулације испитиваног мотора у FEM програму.

### 5.1 Параметри полазног мотора

За формирање прототипа искоришћен је стандардни асинхрони мотор са кавезним ротором чешке фирме ZSE PRAHA чије су подаци са натписне плочице приказани у табели 5.1.



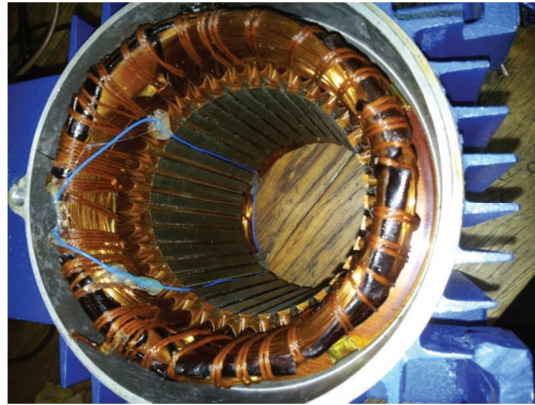
Табела 5.1 – Подаци са натписне плочице АМ фирме ZSE

Номинални подаци	Вредности
Снага [kW]	1,5
Фазни напон [V]	220
Номинална фазна струја $I_n$ [A]	3,6
Број фаза $m$	3
Спрега	Y
Број пари полова $p$	2
Номинална брзина $n_n$ [ob/min]	1410
Фактор снаге $\cos\varphi_n$	0,82
Степен искоришћења снаге $\eta_n$ [%]	77

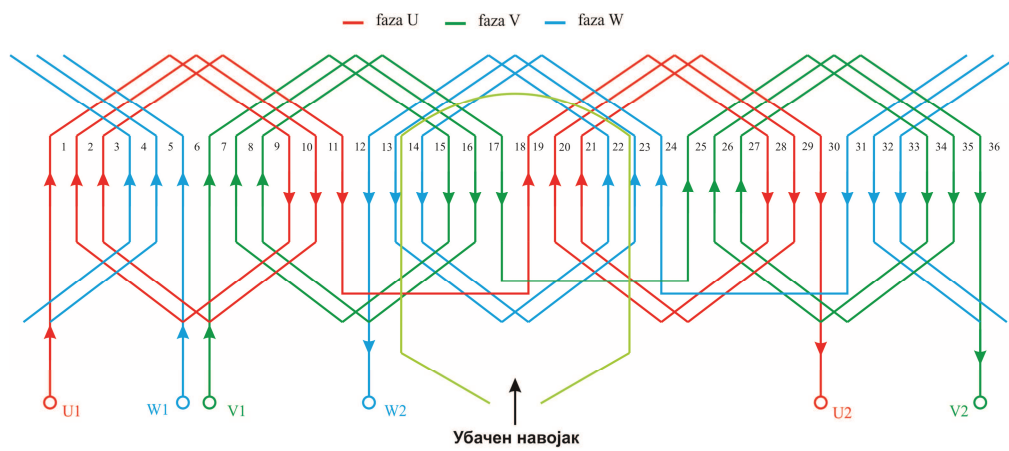
Потребно је напоменути да степен искоришћења снаге из табеле 5.1 није дат на натписној плочици мотора већ је прорачунат на основу осталих номиналних података из исте табеле.

Да би било могуће исправно испројектовати нови шестофазни намотај потребно је знати све податке о оригиналном трофазном намотају. До података о намотају мотора дошло се углавном експерименталним путем. Прво је отварањем мотора утврђено је да је намотај једнослојни и да поседује  $Q = 36$  жлебова на статору. Затим је мерењем и упоређивањем са табелом стандардних димензија проводника [76] утврђен тачан пречник и пресек проводника намотаја.

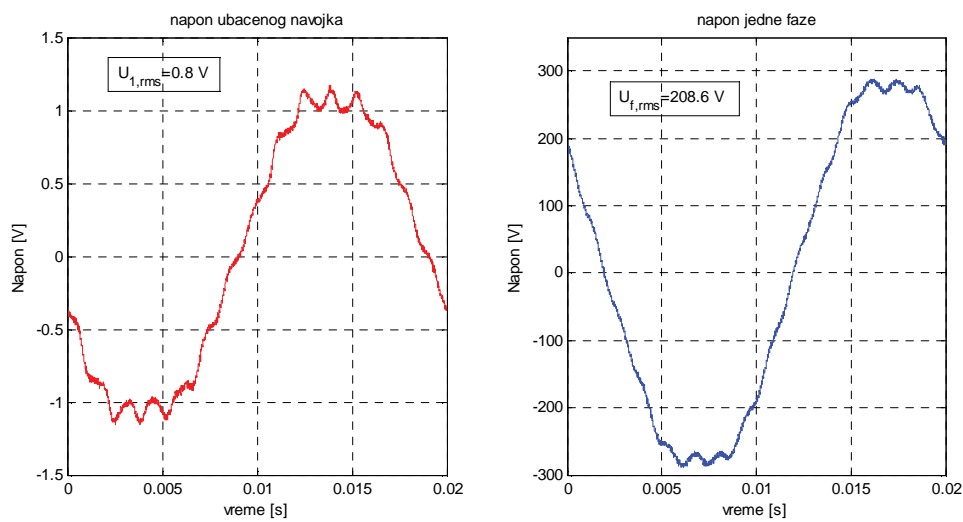
Да би се одредио број навојака по фази односно број проводника у жлебу извршен је следећи експеримент. У једну кануру (секцију) мотора убачен је један навојак чији су крајеви затим извучени изван мотора и прикључени на сонду осцилоскопа. Положај убаченог проводника може се видети на сл. 5.1 као и на развијеној шеми намотаја на сл. 5.2. Мотор је затим затворен и повезан на трофазни аутотрансформатор помоћу кога је пуштен у рад и доведен на номинални напон без оптерећења. Друга сонда осцилоскопа повезана је на фазу трансформатора у коју је убачен додатни навојак. Затим су осцилоскопом снимљени таласни облици напона фазе и убаченог навојка (сл. 5.3). Снимљени таласни облици су пребачени на рачунар где је у оквиру *Matlab* програма одређена ефективна вредност оба напона.



Сл. 5.1 – Изглед убаченог проводника (плаве боје)



Сл. 5.2 – Развијена шема трофазног намотаја са убаченим навојком



Сл. 5.3 – Таласни облици фазног и напона једног навојка снимљени осцилоскопом

Ефективна вредност фазног напона је према формули (11) пропорционална са бројем навојака и појасним навојним сачиниоцем (пошто је намотај без скраћења навојног корака тетивни сачинилац је 1):

$$U_f = 4,44fk_p N_f \Phi_{sr} \sim k_p N_f \Phi_{sr} \quad (113)$$

Где је:  $N_f$  – број фазних проводника,  $f$  – фреквенција напајања мотора,  $\Phi_{sr}$  – средњи флуks намотаја,  $k_p$  – појасни навојни сачинилац који се рачуна према формули:

$$k_{p,3f} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi}{2mq}\right)} = 0,9598 \quad (114)$$

Где  $q$  – број жлебова по полу и фази, а  $m$  – број фаза намотаја. Са друге стране, ефективна вредност напона једног навојка је:

$$U_1 = 4,44fN_1 \Phi_{sr1} \sim N_1 \Phi_{sr1} \quad (115)$$

Где је  $N_1 = 1$ , а  $\Phi_{sr1}$  – средњи флуks кроз један навојак за који се може сматрати да је једнак средњем флуksу намотаја  $\Phi_{sr}$ . Из односа ефективне вредности фазног напона и напона једног навојка датих релацијама (114) и (115) добија се тражени број фазних проводника као:

$$N_f = \frac{U_f}{U_1 k_p} \quad (116)$$

Па је број проводника у једном жлебу:

$$N_z = \frac{2N_f \cdot m}{Q} \quad (117)$$

Формуле (114), (116) и (117) имплементирани су у оквиру истог *Matlab* програма у коме су одређене ефективне вредности напона. Добијене вредности броја проводника по жлебу и броја навојака по фази намотаја дате су у табели 5.2 заједно са осталим подацима о мотору који су добијени мерењем.

Табела 5.2 – Параметри мотора добијени мерењем и експерименталним путем

Параметар	Вредност
Намотај	једнослојни
Број жлебова	36
Број навојака по фази	<b>270</b>
Број проводника по жлебу	<b>45</b>
Пречник жице (без/са изолацијом) $d$ [mm]	0,7/0,75
Густина струје $J_n$ [A/mm <sup>2</sup> ]	9,35
Површина пресека свих проводника у жлебу [mm <sup>2</sup> ]	26,64
Унутрашњи пречник статорског магнетског кола $D_{su}$ [mm]	84
Спољашњи пречник статорског магнетског кола $D_{ss}$ [mm]	130
Дужина статорског магнетског кола $l_s$ [mm]	99
Приближна ширина статорског зупца [mm]	5

## 5.2 Пројектовање шестофазног намотаја

Као што је у уводном поглављу наведено, шестофазни мотори имају доста предности у односу на стандардне трофазне које фаворизују њихову употребу, а то су: већа густина снаге за исту запремину машине, мањи губицу у статору, мање хармоника у индукованој роторској струји, већа преоптеретљивост због поделе снаге на већи број фаза, мањи рипл момента и већа поузданост [27], [76], [77], [78]. Већа поузданост се огледа у томе што за разлику од трофазног мотора, губитак једне фазе не угрожава рад мотора и не мења битно његове радне карактеристике. Главне области примене вишефазних мотора су: бродски погони, електрична вуча (укључујући хибридна и електрична возила), авиони и апликације где је потребна јако велика снага [78], [79]. Шестофазни мотор има и једну додатну предност у односу на остале вишефазне моторе ( $m > 3$ ), а то је да нема трећи хармоник флукса нити било који његов целобројни умножак [80], [81]. Да би се утврдиле основне карактеристике шестофазног напајања, оригинални трофазни намотај испитиваног мотора замењен је шестофазним чије је пројектовање описано у наставку.

У пракси постоје две врсте шестофазног намотаја: симетрични и асиметрични [30], [82]. Асиметрични намотај има такву структуру да пружа већу могућност контроле и превезивање у трофазни намотај па је из тог разлога и одабран за ову апликацију. Намотај полазног мотора је четворополни, што је при његовом пројектовању условило и избор адекватне висине јарма да у њему нема засићења. Ако би се уместо трофазног четворополног намотаја убацио шестофазни али двополни намотај тако да производи исту максималну индукцију у зазору он би имао двоструко већи флуks по полу што би у јарму непромењених димензија изазвало велико засићење које производи веће губитке у гвожђу и намотају статора због веће струје магнећења. Због тога је логично одредити се за намотај са истим бројем полова, а остале карактеристике намотаја прилагодити том избору. На основу тога број жлебова по полу и фази за шестофазни намотај износи:

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{36}{2 \cdot 2 \cdot 6} = 1,5 \quad (118)$$

Пошто добијени број није цео, шестофазни намотај се мора извести као двослојни. Навојни корак ће бити без скраћења па је корак намотавања једнак полном кораку и изражен у броју жлебова износи 9. Навојни сачинилац намотаја се због тога своди само на појасни сачинилац који износи:

$$k_{p,6f} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi}{2mq}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 6}\right)}{1,5 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 6 \cdot 1,5}\right)} = 0,9937 \quad (119)$$

Поређењем са појасним сачиниоцем оригиналног трофазног намотаја датим изразом (114) закључује се да шестофазни намотај има бољу просторну расподелу намотаја која резултује већим навојним сачиниоцем, а тиме и већом амплитудом првог хармоника.

Полни корак у једницама дужине износи:

$$\tau_p = \frac{\pi D_s}{2p} = \pi \frac{84}{4} = 21\pi \text{ mm} \quad (120)$$

Потребно је прво одредити средњу вредност индукције по полу полазног трофазног намотаја. Коришћењем израза (11) добија се да је:

$$\Phi_{3f} = \frac{U_{n,3f}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot N_{3f} \cdot k_{p,3f}} = \frac{220}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 270 \cdot 0,9598} = 3,82 \text{ mWb} \quad (121)$$

Број навојака шестофазног намотаја ће се одредити тако што ће се за шестофазни намотај усвојити иста средња вредност флукса по полу. За номинални фазни напон шестофазног мотора усвојиће се дупло мања вредност из следећих разлога. Први разлог за то је максимални расположиви напон на излазу из претварача који се користи за напајање овог мотора и који износи 127 V. Ово ће бити детаљније описано у поглављу које се бави самим претварачем. Са друге стране усвајање исте вредности номиналног напона као код трофазног мотора резултовало би дупло већим бројем проводника по фази који због већег броја фаза и употребе двослојног намотаја не би могли да се сместе у постојеће жлебове. Усвајајући наведено има се:

$$N_{6f} = \frac{U_{n,6f}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot \Phi \cdot k_{p,6f}} = \frac{110}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 3,82 \cdot 10^{-3} \cdot 0,9937} = 134,98 \quad (122)$$

На основу израчунатог броја навојака по фази може се одредити и број проводника у сваком жлебу:

$$N_{z,6f} = \frac{2N_{6f}m}{Q} = \frac{2 \cdot 134,98 \cdot 6}{36} = 44,99 \Rightarrow N_{z,6f} = 44 \quad (123)$$

Број проводника у жлебу мора да буде паран јер се у жлебу налазе две једнаке секције па се због тога заокружује на 44. Сада је стварни број проводника по фази:

$$N_f = \frac{N_z Q}{2m} = \frac{44 \cdot 36}{12} = 132 \quad (124)$$

Па је стварни флукс по полу:

$$\Phi_{sr} = \frac{U_f}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot N_f \cdot k_1} = \frac{110}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 132 \cdot 0,9937} = 3,78 \text{ mWb} \quad (125)$$

Пошто је добијени број проводника по жлебу шестофазног намотаја мањи само за један него код полазног трофазног, логично је усвојити исти пресек односно пречник жице јер ће се на тај начин обезбедити сигуран смештај намотаја у жлебове. Пошто је начин хлађења мотора остао исти неће се променити ни дозвољена густина струје па тиме ни номинална струја мотора (табела 5.1) Сада се може одредити номинална привидна снага „новог“ шестофазног мотора:

$$S_n^{6f} = 6U_{nf}^{6f} I_{nf}^{6f} = 6 \cdot 110 \cdot 3,6 = 2376 \text{ VA} \quad (126)$$

Ако се претпостави да су фактор снаге и номинални степен искоришћења снаге остали непромењени, номинална (излазна) снага шестофазног кавезног АМ износи:

$$P_n^{6f} = \eta_n S_n \cos \varphi = 0,77 \cdot 2376 \cdot 0,82 \approx 1500 \text{ W} \quad (127)$$

Међутим, ако се претпостави да се кавезни ротор замени чашастим онда за фактор снаге и степен искоришћења снаге треба усвојити ниже вредности на страни сигурности, и то око 0,7 и 0,6, респективно. На основу ових вредности може се проценити номинална снага шестофазног чашастог АМ:

$$P_{n,\varepsilon}^{6f} = \eta_n S_n \cos \varphi = 0,6 \cdot 2726 \cdot 0,7 \approx 1164 \text{ W} \quad (128)$$

Да би ипак били на страни сигурности због непрецизности података о степену искоришћења и фактору снаге, усвојиће се нижа вредност од 1 kW. Ова вредност је битна пошто ће бити коришћена у процесу оптимизације роторске чаше за одређивање номиналне брзине и осталих номиналних параметара.

Развијена шема испројектованог шестофазног намотаја дата је на сл. 5.6, а параметри „новог“ шестофазног мотора дати су у табели 5.3.

Након извршеног прорачуна уклоњен је стари и намотан нови, шестофазни намотај. Премотавање је урађено у фирми *Mikromotor* из Београда. Сл. 5.4 приказује шестофазни намотај мотора након премотавања.

У тренутку када је мотор био без намотаја било је могуће измерити све димензије жлеба које су битне за формирање што тачнијег модела мотора у FEM

програму ради спровођења процеса оптимизације роторске чаше. Геометријски подаци жлеба са сл. 5.5 дати су у табели 5.4.

Табела 5.3 – Основни подаци шестофазног мотора

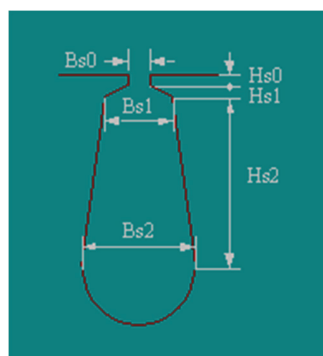
Параметри		Вредност
Снага $P_n$ [W]	кавезни	1500
	чашасти (процена)	1000
Фазни напон $U_f$ [V]		110
Струја $I_{nf}$ [A]		3,6
Број фаза $m$		6
Спрега		Y
Тип намотаја		двослојни
број пари полова $p$		2
Број навојака по фази $N_f$		<b>132</b>
Број проводника по жлебу $N_z$		<b>44 (2x22)</b>
Пречник жице (без/са изолацијом)		0,7/0,75 mm
Густина струје $J_n$ [A/mm <sup>2</sup> ]		9,35
Површина пресека кануре у жлебу		22,4 mm <sup>2</sup>



Сл. 5.4 – Премотани мотор са шестофазним намотајем

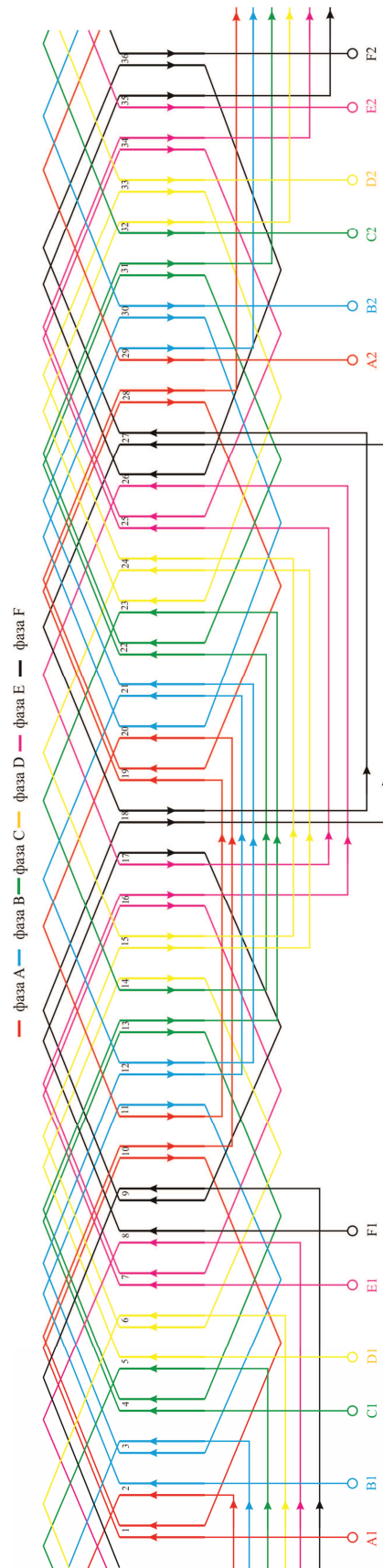
Табела 5.4 – Димензије жлеба

Параметар	Вредност
$B_{s0}$ [mm]	2,5
$H_{s0}$ [mm]	0,9
$H_{s1}$ [mm]	0,4
$H_{s2}$ [mm]	7,6
$B_{s1}$ [mm]	3,5
$B_{s2}$ [mm]	5



Сл. 5.5 – Геометрија жлеба





Сл. 5.6 – Развијена шема шестофазног четворополног намотаја

По намотавању мотора измерене су фазна отпорност и индуктивност расипања (при извађеном ротору). Отпорност је одређена UI методом чиме је добијена вредност фазне отпорности од **2,8  $\Omega$** . Индуктивност расипања измерена је дигиталним мултиметром *Mastech* чиме је добијена вредност од **0,619 мН**. Добијене вредности су коришћене су у FEM моделу мотора као параметри екстерног кола за напајање.

### **5.3 Начини напајања шестофазног намотаја**

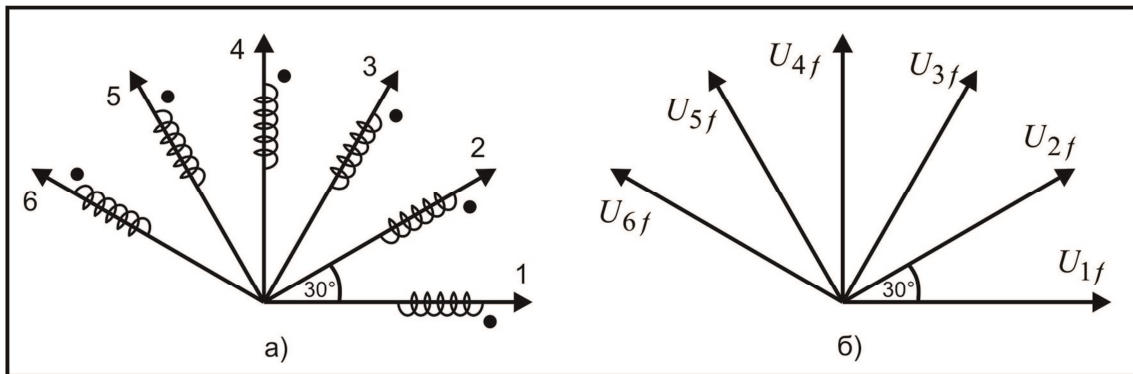
Једна од предности шестофазног асинхроног мотора је та што се може напајати из два одвојена трофазна инвертора тако што се на сваки прикључи по једна група од по три намотаја. У наставку ће бити описана подела шестофазног намотаја на две групе као и могућност његовог превезивања у трофазни намотај.

#### **5.3.1 Напајање две засебне трофазне звезде**

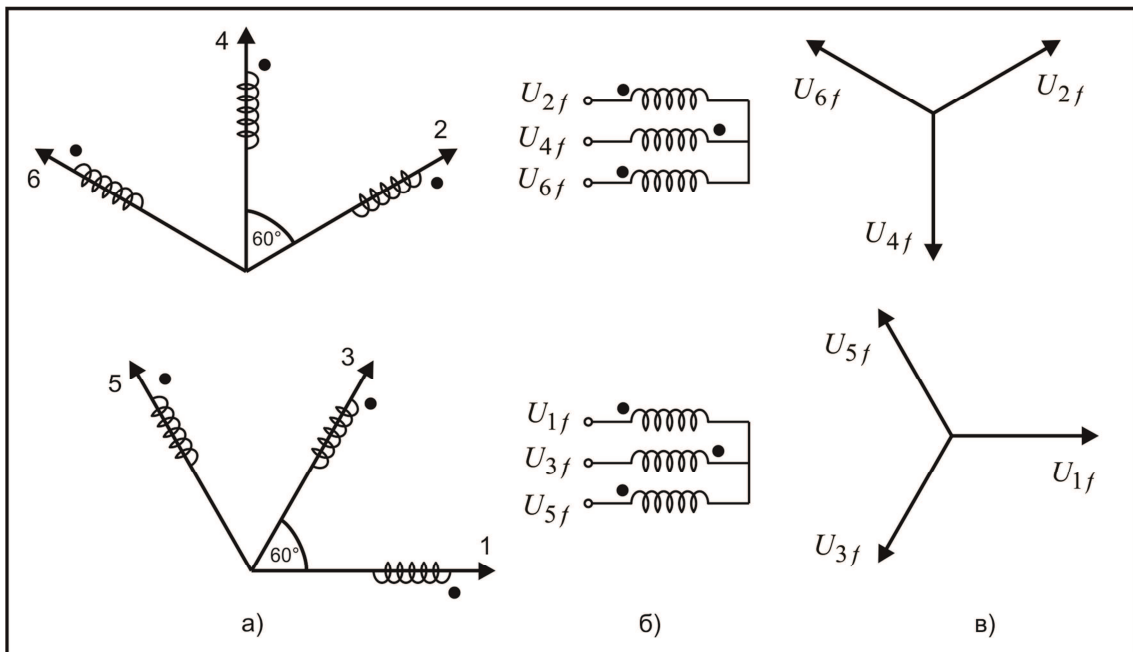
На сл. 5.7 а) је приказан међусобни положај оса фаза шестофазног асиметричног намотаја под једним полом одакле се може видети да је угао између оса  $30^\circ$  електричних ( $\theta_{el} = \theta_{me}/p$ ). Тачке на намотајима представљају референтне смерове струја тј. ако струја улази у намотај са краја који је обележен са тачком флукс у намотају има смер који се поклапа са смером осе тог намотаја. Сл. 5.7 б) приказује векторски дијаграм фазних напона мотора који су међусобно померени за  $30^\circ$ . Ако би се овакав систем напона довео на намотаје који су са друге стране везани у звезду добило би се обртно поље у мотору али би систем струја био несиметричан због различитих међусобних индуктивности. Због тога се у пракси шестофазни намотај дели на две групе од по три фазе као што је описано у наставку.

На сл. 5.7 а) се могу уочити две групе од по три намотаја код којих је угао између фазних оса  $60^\circ$ , а то су: 1, 3, 5 и 2, 4, 6. Издвојене групе намотаја са фазним осама приказане су на сл. 5.8 а). Да би се у свакој групи остварио раскорак између фазних оса од  $120^\circ$  довољно је променити референтни смер оса намотаја 4 и 3 окретањем њихових прикључака као што је приказано на сл. 5.8 б). Ако се сада свака звезда напаја из два засебна трофазна извора чији су вектори напона у међусобном фазном ставу као на сл. 5.8 в) флуксеви појединачних фаза у свакој звезди су међусобно фазно померени за  $120^\circ$ . На овај начин као да се од једног

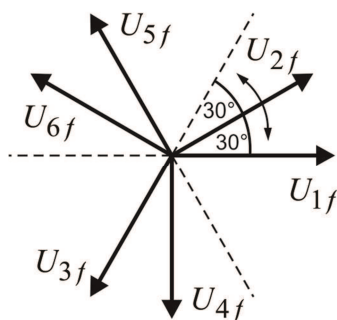
шестофазног мотора добијају два трофазна. Иницијални фазни став између вектора напона две звезде је  $30^\circ$ . Овај угао се може мењати у опсегу од  $0^\circ$  до  $+60^\circ$  ако се промени међусобни фазни став фазора напона две звезде у истом опсегу (сл. 5.9). Када је фазни став напона  $+60^\circ$  резултантни флуks у машини је најмањи након чега се ситуација у машини периодично понавља. У оквиру програма за управљање напајањем мотора биће омогућена промена фазног става две звезде тако да ће моћи да се испита његов утицај на карактеристике мотора.



Сл. 5.7 – Основно шестофазно напајање: а) положај оса фаза; б) вектори фазних напона и њихов фазни померај



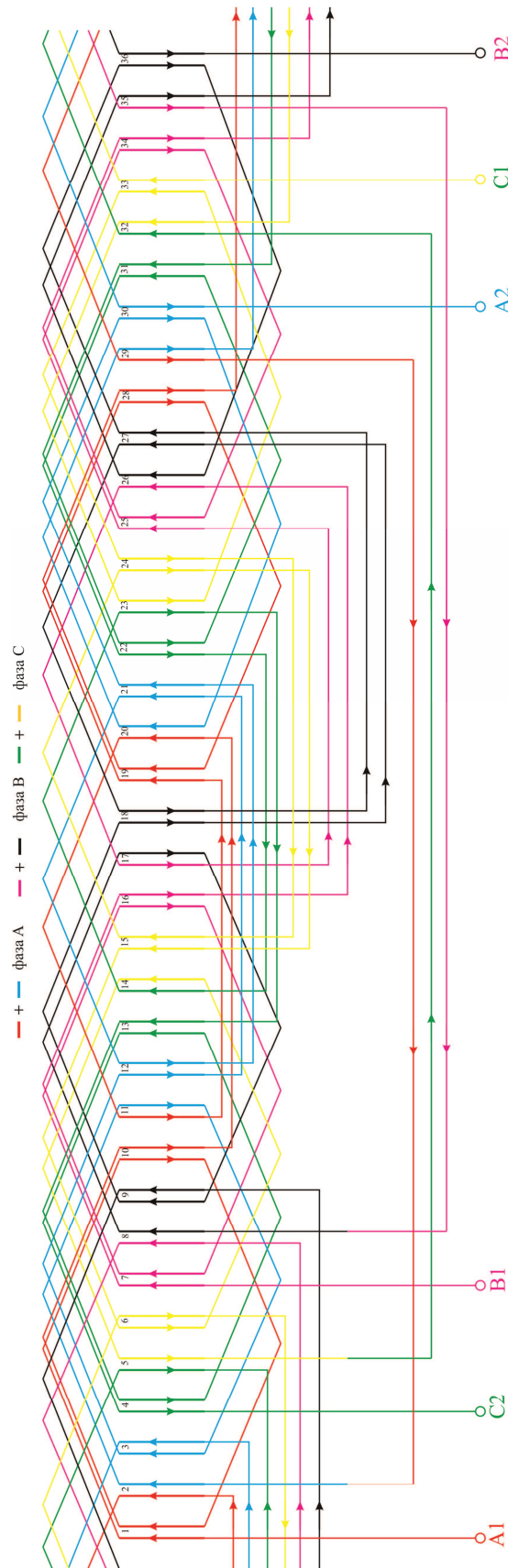
Сл. 5.8 – Напајање две одвојене трофазне звезде: а) положај оса фазних намотаја две звезде; б) веза намотаја у две одвојене звезде; в) вектори фазних напона две звезде



Сл. 5.9 – Промена фазног става између две звезде напона

### 5.3.2 Трофазно напајање

Као што је претходно напоменуто, шестофазни намотај се може превезати у одговарајући трофазни као што је приказано на сл. 5.10. Ова погодност ће се искористити да се уради и група огледа са трофазним напајањем да би се училе одговарајуће разлике у односу на шестофазно напајање. Повезивањем по две суседне фазе шестофазног намотаја на ред добија се намотај који је приближно исти као намотај полазног мотора. Према томе он ће се напајати исто као и полазни трофазни мотор из трофазног симетричног извора напона ефективне фазне вредности 220 V. Као трофазни регулисани извор напона користиће се трофазни аутотрансформатор.



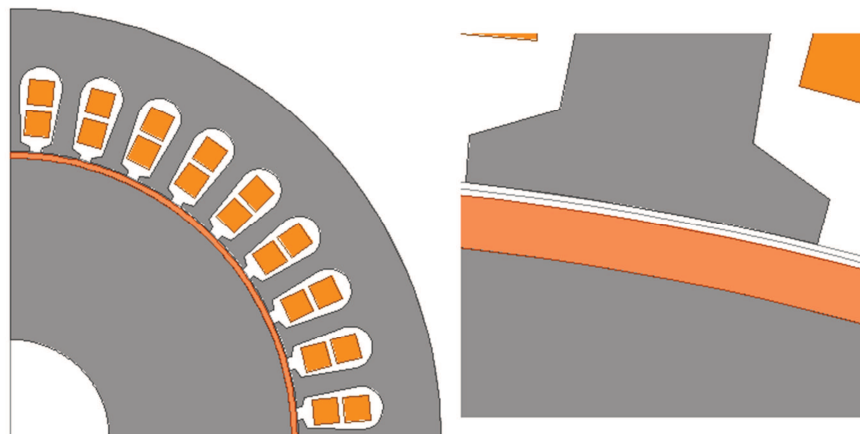
Сл. 5.10 – Превезивање шестофазног у трофазни такође четворополни намотај

## 5.4 Оптимизација роторске чаше

Пошто је испројектован шестофазни намотај и процењена нова номинална снага мотора може се испројектовати нови ротор који ће уместо кавеза имати чашу. Тачније, постојећи ротор ће бити обрађен тако што ће уместо кавеза бити постављена метална цев („чаша“) чија ће дебљина као и растојање од статора бити одређено у поступку FEM оптимизације на начин који је описан у поглављу 3.1. У наведеној изведби неће постојати унутрашњи зазор што ће имати само позитивне ефекте на карактеристике мотора како је раније објашњено. Наравно, пошто је чаша фиксирана за магнетско коло и обрће се заједно са њим овакав ротор ће имати приближно исту инерцију као и оригинални кавезни. Међутим, та чињеница неће утицати на процес оптимизације роторске чаше чија верификација је главни циљ овог експеримента. Такође, недостатак поклопца са једне стране чаше не мења битно карактеристике мотора као што је и показано у поглављу 2.4.6.

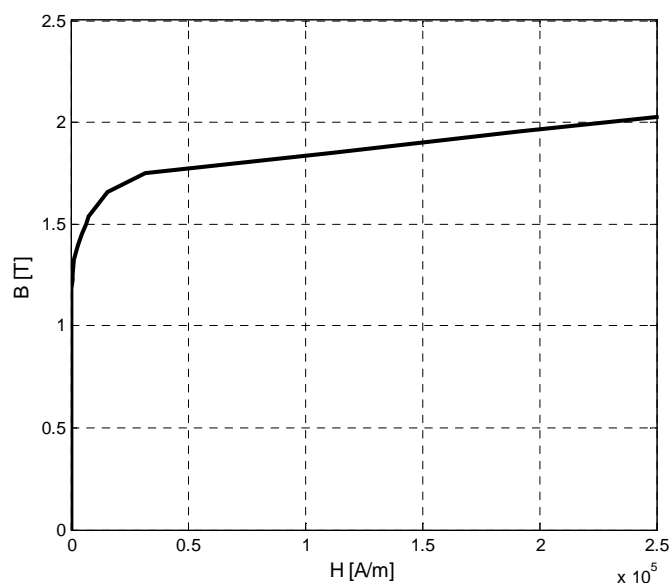
### 5.4.1 Формирање FEM модела

Сви подаци о испитном мотору и испројектованом намотају који су приказани у претходна два поглавља искоришћени су за формирање комплетног 2D FEM модела мотора према процедури описаној у поглављу 3.1. Изглед формираног FEM модела приказан је на сл. 5.11. Увећани детаљ са десне стране приказује чашу и ваздушни зазор према статору.



Сл. 5.11 – FEM модел шестофазног мотора са чашастим ротором. Увећани детаљ приказује роторску чашу и ваздушни зазор

По формирању геометрије додељене су особине материјала свим деловима мотора. За чашу је одабран материјал који је био доступан за њену израду, а то је легура алуминијума  $AlMgSi0.5$  (ознака према немачком стандарду DIN) чија је специфична проводност стандардизована и износи око 30 MS и може се пронаћи на сајту било ког произвођача. Намотај је формиран од бакарне жице проводности 56 MS. Пошто није био познат тип лима од ког је израђено магнетско коло датог WEG мотора па тиме ни његове карактеристике, одабран је стандардни лим за ову класу мотора и то  $M19-24G$  чија је В-Н карактеристика дата на сл. 5.12. Коефицијенти за прорачун губитака дати су у табели 5.5, а израчунавају се на начин који је описан у поглављу 2.2.4. Претпоставка је да ће ова апроксимација утицати једино на прорачунате губитке у гвожђу и струју празног хода али не и на сам процес оптимизације роторске чаше. Такође, варијације између карактеристика материјала код мотора различитих произвођача у истој класи није велика па се стога не очекује велико одступање прорачуна губитака и струје празног хода.



Сл. 5.12 – В-Н карактеристика магнетског лима  $M19-24G$

Табела 5.5 – Коефицијенти за прорачун губитака у гвожђу

Коефицијент	Вредност
$k_v$ (вихорне стр.)	1,41
$k_h$ (хистерезис)	178,5
$k_d$ (додатни)	1,79

Као екстерно коло за напајање мотора за процес оптимизације коришћено је напајање са две одвојене звезде са међусобним фазним померајем од 30 (иницијална вредност). Напонски извор је дефинисан ефективном вредношћу од 110 V и фреквенцијом 50 Hz. На ред са напонским извором сваке фазе додати су отпорник и калем који моделују отпорност и индуктивност расипања једне фазе шестофазног статорског намотаја и чије су вредности наведене на крају поглавља 5.2.

Мрежа коначних елемената формирана је по истом принципу као и раније. Корак симулације одређен је на исти начин као и у 3.1.10 и у овом случају износи 0,2 ms, а време трајања симулације 100 ms. Губици услед фриkcије ваздуха занемарени су због мале брзине обртања ротора и његове глатке површине.

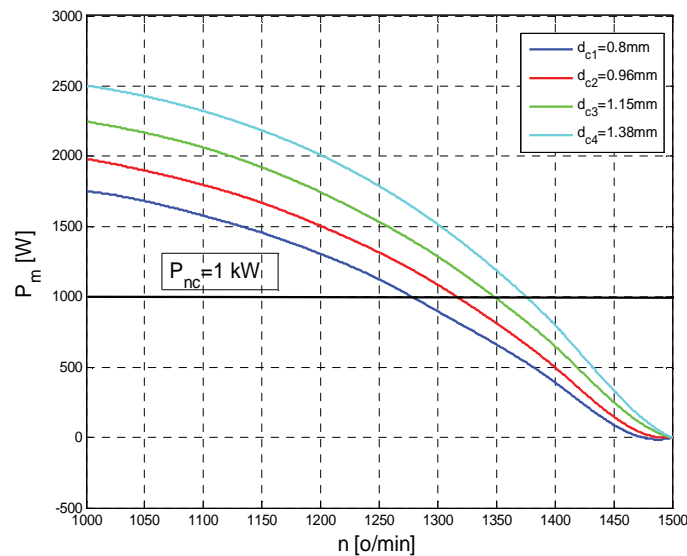
#### 5.4.2 Резултати оптимизације

Након формирања комплетног модела приступило се процесу оптимизације роторске чаше на начин који је описан у поглављу 3.2. Пре него што је започета варијација параметара ротора одређена је максимална ширина укупног зазора ( $d_1 + d_2$ ) коришћењем аналитичког модела који је прилагођен датом прототипу, а на начин који је описан у поглављу 2.4.1. У ту сврху је усвојена максимална процентуална вредност струје празног хода од 90 %. Разлог за већу вредност од оне која је усвојена за високобрзински АМ је тај што дати прототип мотора има доста мању номиналну снагу па тиме и већу иницијалну процентуалну струју ПХ [47], [50], [54]. Ова вредност се према аналитичком моделу достиже за вредност укупне ширине зазора од 1,15 mm тако да ће се ова вредност узети као оквирна граница при варијацији дебљине чаше и спољног зазора.

Прво је извршена варијација дебљине чаше почевши од вредности 0,8 mm до 1,38 mm са кораком увећања од 20 %. За сваку од четири вредности дебљине чаше извршено је 11 симулација са различитим брзинама из опсега 1000 ob/min до 1500 ob/min. Дакле, корак промене брзине је био 50 ob/min. Након извршених симулација добијене су све битне величине мотора за сваку од брзина из наведеног опсега. Механичке карактеристике за сваку од четири вредности дебљине чаше приказане су на сл. 5.13 и са њих су интерполацијом, за вредност претходно одређене номиналне снаге из табеле 5.3 (1 kW), пронађене номиналне



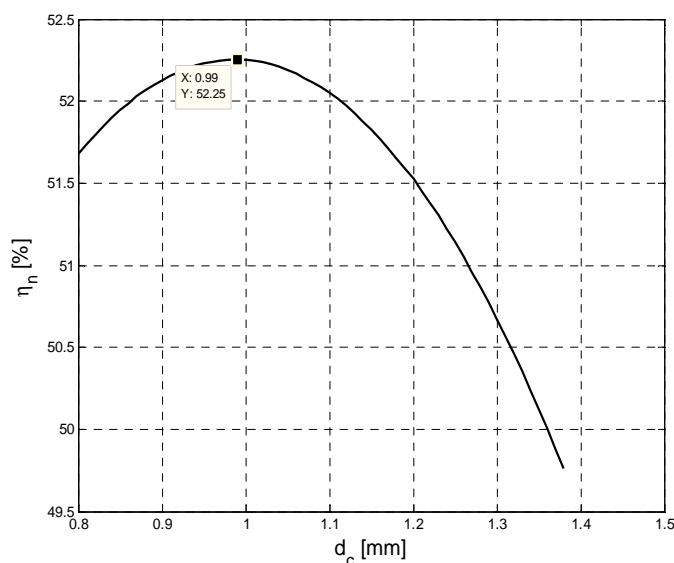
вредности брзина. На основу њих су даље одређене номиналне вредности свих битних величина мотора и приказане у табели 5.6. Интерполациона крива номиналних степена искоришћења снаге приказана је на сл. 5.17 са које је пронађена оптимална вредност дебљине чаше од 0,99 mm. Ова вредност ће се заокружити на 1 mm јер није могуће физички направити чашу тако прецизно (на стоти део mm) па нема смисла усвајати ту вредност. Наведена вредност је усвојена за даљи процес оптимизације ширине спољашњег ваздушног зазора.



Сл. 5.13 – Промена механичких карактеристика услед промене дебљине чаше

Табела 5.6 – Номиналне величине мотора за различите дебљине роторске чаше

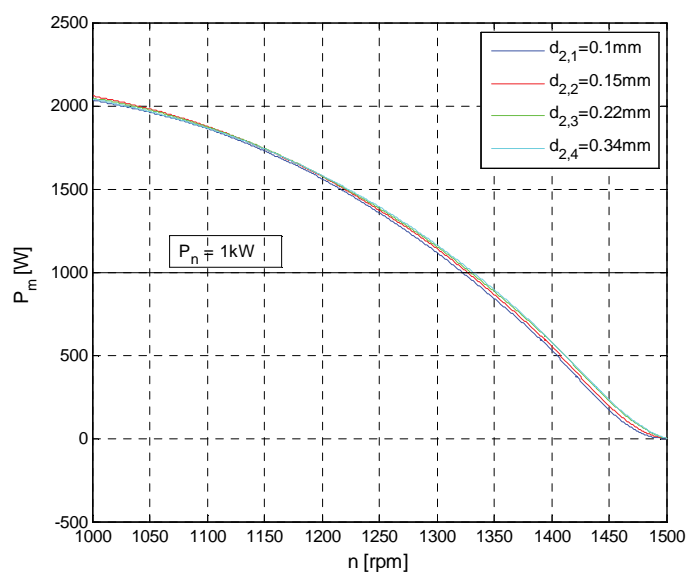
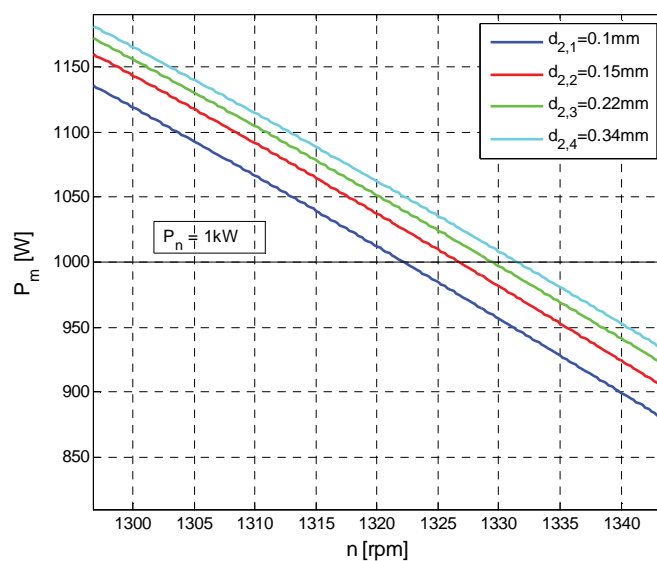
$d_c$ [mm]	$n_n$ [ob/min]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos\varphi_n$
0.8	1129	5.28	51.67	0.83
0.96	1199	5.58	52.39	0.74
1.15	1255	6.06	51.90	0.69
1.38	1300	6.73	49.90	0.64



Сл. 5.14 – Номинални степен искоришћења снаге у зависности од дебљине чаше

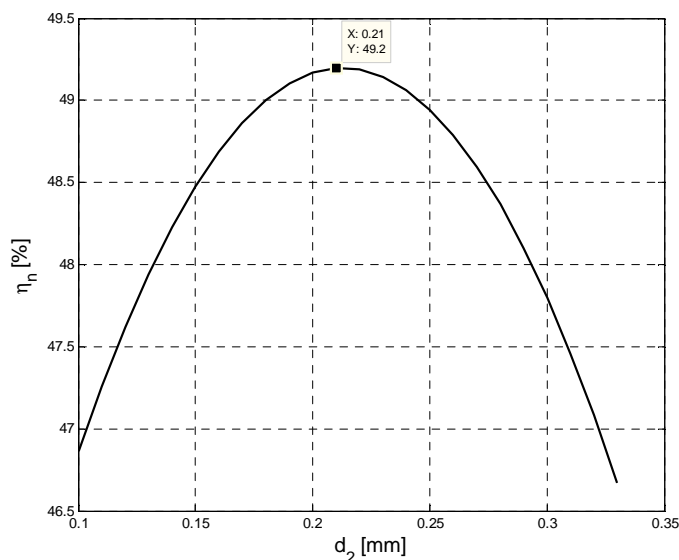
Ширина спољашњег ваздушног зазора мењана је од 0,1 mm до 0,34 mm са кораком увећања од 50 %. За сваку вредност ширине зазора извршено је такође 11 симулација за брзине из истог опсега. Обрада резултата је извршена на исти начин као у случају промене дебљине чаше. Механичке карактеристике су приказане на сл. 5.15, а на сл. 5.16 је дат увећан приказ механичких карактеристика на месту пресека са правом номиналне снаге. Најважнији резултати оптимизације дати су у табели 5.7. Интерполациона функција номиналних степена искоришћења снаге приказана је на сл. 5.17 одакле је одређена оптимална вредност ширине спољног зазора од 0,22 mm која резултује максималним степеном искоришћења снаге од 53,77 %.

За дужину роторске чаше изабрана је вредност која је већа од вредности дужине статорског магнетског кола за 8 mm (по 4 mm са обе стране). Ова вредност је сасвим довољна да би поправила карактеристике мотора као што је показано у поглављу 2.4.5. Са друге стране ова вредност је коришћена и у оквиру 3D модела тако да се за приближну корекцију 2D резултата могу користити претходно добијене процентуалне разлике момента.


 Сл. 5.15 - Промена механичких карактеристика услед промене параметра  $d_2$ 

 Сл. 5.16 – Увећан приказ пресека механичких карактеристика са правом константне снаге  $P_n$ 

 Табела 5.7 - Номиналне величине мотора за различите вредности параметра  $d_2$ 

$d_2$ [mm]	$n_n$ [rpm]	$I_n$ [A]	$\eta_n$ [%]	$\cos\varphi_n$
0,1	1212	5,67	52,29	0,73
0,15	1217	5,77	52,36	0,72
0,22	1219	5,93	54,52	0,70
0,34	1220	6,23	51,43	0,68



Сл. 5.17 - Номинални степен искоришћења снаге у зависности од параметра  $d_2$

### 5.4.3 Практична реализација ротора

Пошто су одређене све битније димензије ротора приступило се и његовој изради. Оригинално магнетско коло ротора је обрађено на стругу тако што му је смањен пречник на потребну меру. Краткоспајајући прстенови са стране су уклоњени чиме је кавез изгубио своју улогу коју сада треба да преузме чаша односно  $Al$  цев. Чаша је добијена обрадом цеви од  $AlMgSi0.5$  легуре на стругу према претходно одређеним димензијама. Затим су спољашњост роторског магнетског кола и унутрашњост чаше премазани лепком за метал након чега је чаша навучена на магнетско коло и тиме фиксирана за њега. Лепак истовремено представља и танак изолациони слој између чаше и роторског магнетског кола максималне дебљине  $20 \mu m$ . На овај начин је постигнуто да роторски штапови буду изоловани од чаше чиме је спречено њихово кратко спајање. Са друге стране нежељени ефекат слоја лепка је додатни ваздушни зазор са унутрашње стране чаше који није био предвиђен у фази пројектовања. Он се међутим мора узети у обзир приликом израде FEM симулација финалног дизајна које ће послужити за поређење са резултатима мерења.

Етапе у изради ротора приказане су на сл. 5.18. Обрада ротора и израда чаше обављена је у радионици Електротехничког факултета у Београду. Након овога

нови ротор је постављен унутар премотаног статора чиме је мотор био спреман за тестирање.



Сл. 5.18 – Израда чашастог ротора у радионици ЕТФ-а

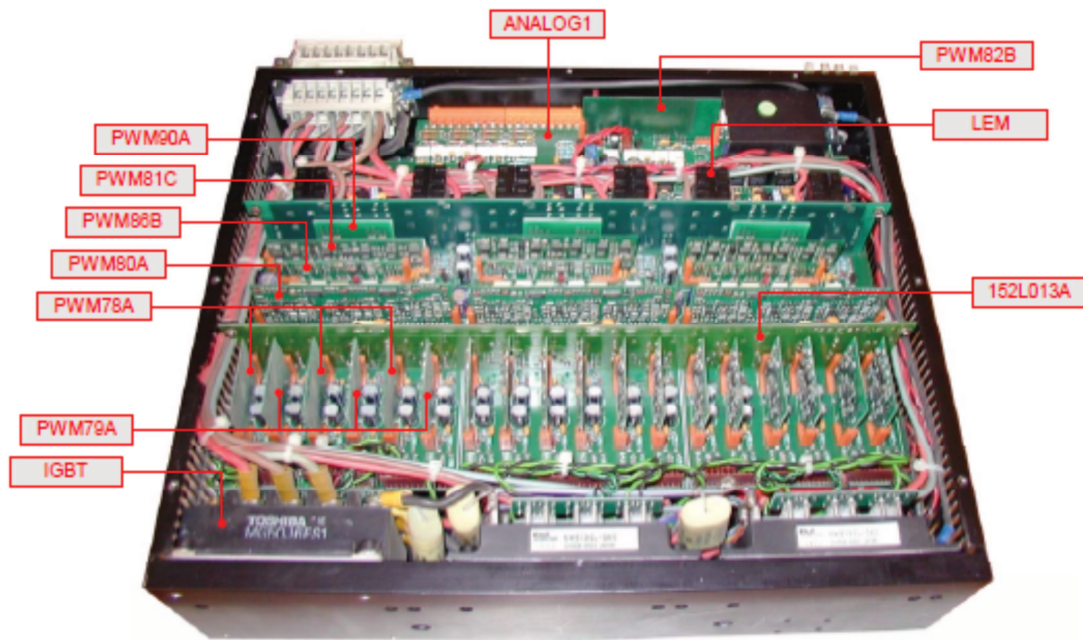
## 5.5 Претварач за напајање, управљачки и мерни систем

Да би се направљени прототип шестофазног чашастог АМ детаљно испитао био је потребан шестофазни напонски извор променљиве ефективне вредности напона и учестаности. За напајање је зато коришћен комерцијални претварач *DBM03* фирме *Vickers* који је био на располагању у Лабораторији за електричне машине и микропроцесорско управљање ЕТФ-а, а који омогућава истовремено напајање чак три трофазна мотора. Пошто је наведени претварач заправо струјно контролисан напонски инвертор одређене преправке су морале бити начињене у њему како би се могао користити за потребе напонског напајања предметног мотора. Ово поглавље описује основну структуру наведеног претварача као и извршена прилагођења. Такође, дат је опис и целокупног мерно-управљачког система.

### 5.5.1 Опис претварача *DBM03*

Претварач *DBM03* се састоји од три одвојена дела (осе) од којих свака има свој трофазни IGBT модул са својим упалачким колима, наднапонском и

поднапонском заштитом и картицама струјне регулације и омогућава потпуно независно напајање и управљање три трофазна асинхрона мотора. Заједнички део за све три осе је једносмерно међуколо са својом струјном и напонском заштитом. Изглед унутрашњости претварача DBM03 дат је на сл. 5.19 где су означени најважнији делови.



Сл. 5.19 – Унутрашњи изглед DBM03 претварача (слика преузета из [71])

**ANALOG1** је ознака главне аналогне плоче модула, на којој се, што се са слике види, налазе сви остали хибридни модули (картице).

**PWM82B** је ознака за картицу, на којој се налазе наднапонска и поднапонска заштита једносмерног међукола, заштита од изласка напона напајања управљачких кола из дозвољених граница, као и термичка заштита модула. Овај модул је заједнички свим осама.

**LEM** је ознака за струјни сензор. Са слике се види да у троосном модулу има укупно шест оваквих сензора, јер се у свакој осци мере струје само у две фазе  $U$  и  $V$ .

**PWM90A** је ознака за картицу на којој се налазе отпорници и кондензатори струјних регулатора, као и шант отпорници. Овај модул није фиксиран за главну плочу, и може да се скида по потреби.



*PWM81C* је ознака за картицу на којој се налазе кола струјних регулатора, као и кола за генерисање управљачких *PWM* импулса. На овом модулу такође се налази и један део *incoherence phase* заштите.

*PWM86B* је ознака за картицу на којој се налазе излазни степени који појачавају сигнале управљачких *PWM* импулса, који се затим појачани шаљу на оптокаплере. Овај модул такође садржи и један део *incoherence phase* заштите.

*PWM 80A* је ознака за картицу на којој се налазе заштите, као и логика којом се решава укључивање транзистора у истој грани.

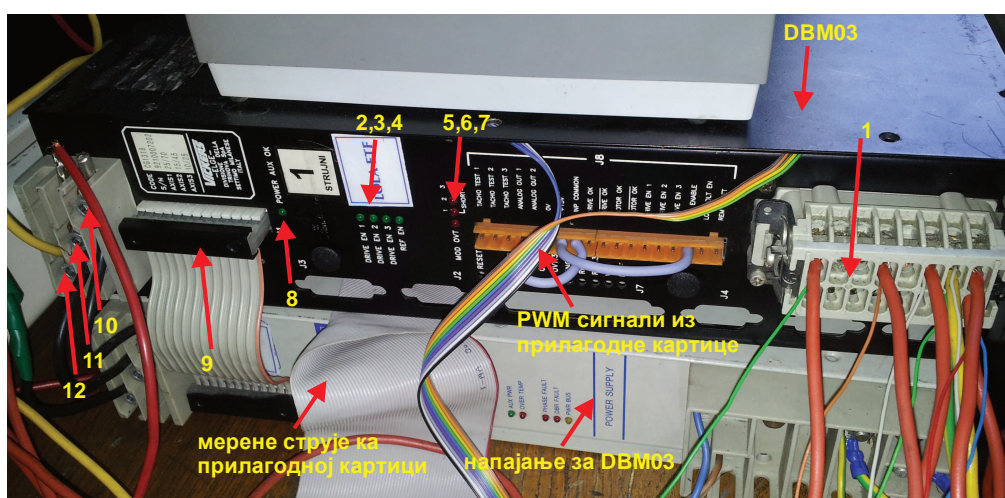
*152L013A* је ознака картице на којој се налази напајање за драјвере “горњих” транзистора у гранама инвертора.

*PWM78A* је ознака картице на којој се налази драјвер за “доњи” транзистор инверторске гране. Са слике се види да се у свакој оси налазе три оваква модула.

*PWM79A* је ознака за картицу на којој се налази драјвер за “горњи” транзистор инверторске гране. Као и у случају модула *PWM79A*, и овде се у свакој оси налазе три оваква модула.

*IGBT* је ознака за тзв. *Six Pack IGBT* модул.

Спољашњост *DBM03* претварача је приказана на сл. 5.20 на којој су означени најважнији прикључци и сигналне диоде чији је опис дат у табели 5.8. Опис осталих конектора може се пронаћи у [71].



Сл. 5.20 – Спољашњост *DBM03* модула са конекторима

Табела 5.8 – Опис конектора и сигналних диода претварача DBM03 са Сл. 5.20

ОЗНАКА	НАЗИВ	ОПИС
1	J9	Конектор за прикључење мотора (M1,M2,M3)
2	LED SHORT 1	Кратак спој у првој оси
3	LED SHORT 2	Кратак спој у другој оси
4	LED SHORT 3	Кратак спој у трећој оси
5	LED DRV EN 3	Омогућен рад треће осе модула
6	LED DRV EN 2	Омогућен рад друге осе модула
7	LED DRV EN 1	Омогућен рад прве осе модула
8	LED POW AUX OK	Напајање управљачких кола модула ради нормално
9	J1	Конектор напајања управљачких кола модула
10	GND	Енергетска маса
11	L –	Једносмерно међуколо –HV 300VDC
12	L +	Једносмерно међуколо +HV 300VDC

Напонски опсежи претварача (инвертора) дати су у табели 5.9 из које се види да максимална ефективна вредност фазног напона на излазу износи 127 V. Да се не би ишло до крајњих лимита претварача, фазни напон мотора је ограничен на 110 V као што је раније речено.

Табела 5.9 – Напони претварача DBM03

Улазни напон	Напон DC међукола $U_{DC}$	Амплитуда фазног напона $U_{fn}$	Ефективна вредност фазног напона $U_{f,rms}$	Ефективна вредност линијског напона $U_{l,rms}$
$U_{msl}$	$\sqrt{2}U_{rmsl}$	$U_{DC}/\sqrt{3}$	$U_{fn}/\sqrt{2}$	$\sqrt{3}U_{f,rms}$
220.00V	311.13V	179.63V	127.02V	220.00V

Мерење струја мотора врши се компензованим струјним сензором на бази Холовог ефекта CSNA111, фирме Honeywell, чији је преносни однос 1:1000, и чија је номинална струја 50 A. Номинална ефективна вредност струја осе је 10 A (амплитуде 25A) што резултује излазном струјом из сензора од 25 mA која се затим затвара кроз шант отпорник и даје напон на излазу у опсегу -6 до 6 V. На прилагодној картици се ови сигнали пребацују у опсег од 0 до 4 V при чему се врши инверзија, односно сигналу од -6 V одговара сигнал од 4 V, а сигналу од 6 V одговара 0 V. Овим сигнаlima се може приступити директно преко прилагодне картице чији је опис дат у наредном поглављу. Омогућено је мерење по две струје у свакој оси претварача.

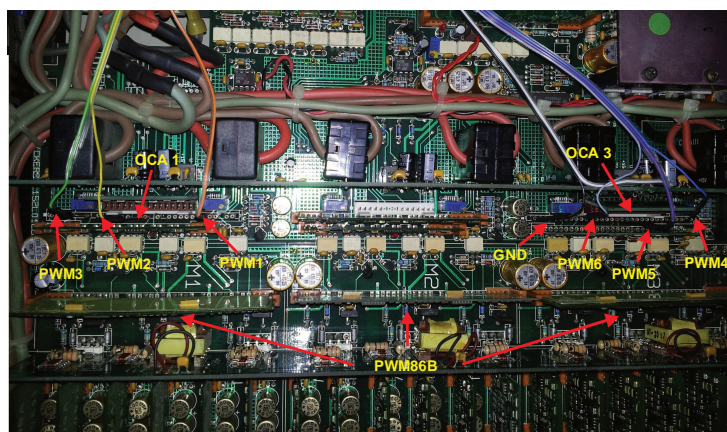


Пошто је мотор шестофазни довољно је било користити две осе односно два инверторска модула претварача. Пошто је средња оса модула (M2) у квару осе (M1) и (M3) су употребљене за напајање мотора.

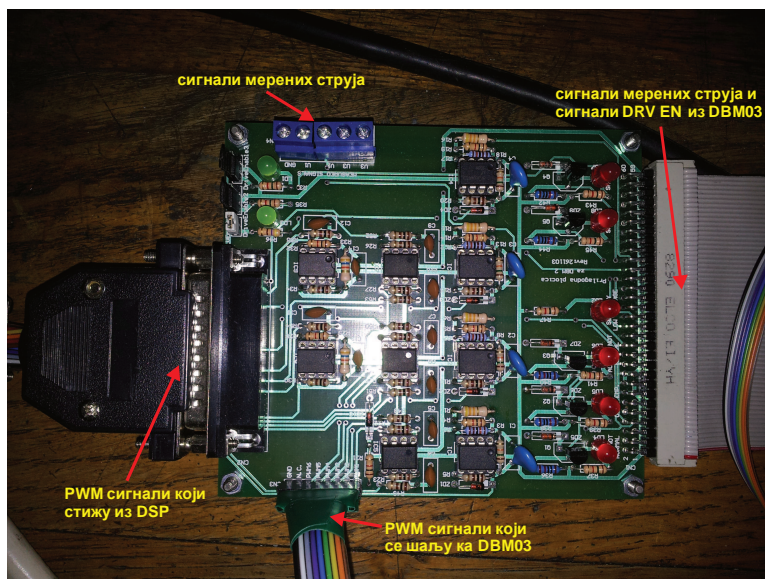
### 5.5.2 Преправке у претварачу и остатак управљачког кола

Да би дати претварач могао да се користи као напонски контролисан извор управљачки сигнали за IGBT прекидаче тј. PWM импулси морају да се доводе мимо картица струјне регулације (PWM90A, PWM81C на сл. 5.19). Из тог разлога су наведене картице извађене из претварача, а PWM сигнали доведени проводницима директно на улаз картица за њихово појачање (PWM86B на сл. 5.19), као што је приказано на сл. 5.21. На крајевима проводника који воде PWM сигнале до претварача додат је по један отпорник од 10 k $\Omega$  чиме је остварено раздвајање импедансом од остатка кола и смањење сметњи у сигнаlima.

PWM сигнали на уређај стижу са екстерне картице за прилагођење сигнала која врши њихово појачавање са процесорских 3.3 V на 15 V. Ова картица врши и прилагођење мерних сигнала струја који долазе из претварача. Још једна улога прилагодне картице је слање сигнала дозволе за укључење претварача (*Drive enable*) за сваку осу посебно, уколико је напонски ниво једносмерног међукола већи од 60 V и уколико није реаговала интерна прекострујна заштита претварача. Изглед прилагодне картице која је израђена у Лабораторији за електричне машине за потребе овог рада дат је на сл. 5.22.

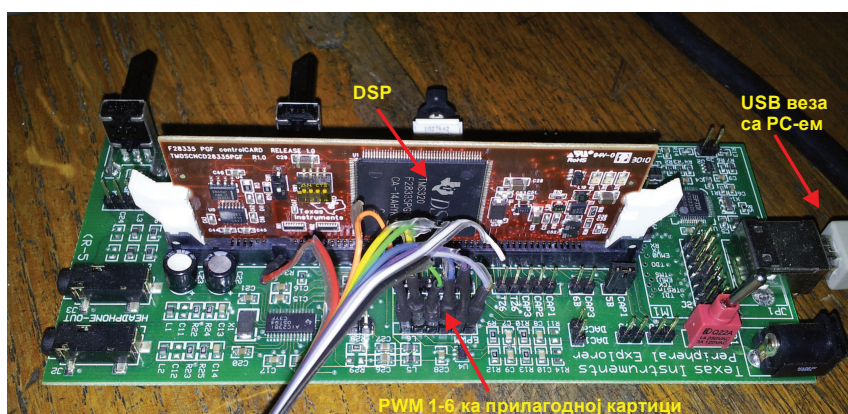


Сл. 5.21 – Прикључење проводника са PWM сигнаlima



Сл. 5.22 – Прилагодна картица са конекторима

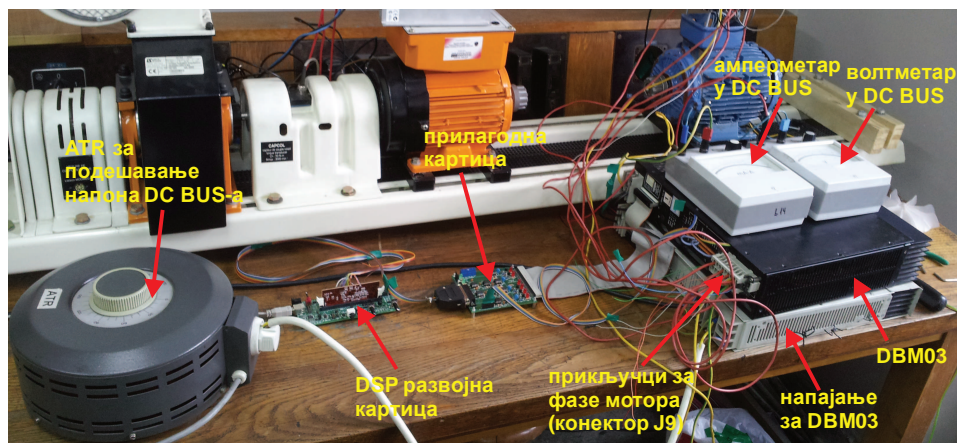
Управљачке PWM сигнале генерише *DSP TMS320 F28335* који се налази на посебној развојној картици *TI Peripheral Explorer* која је приказана на сл. 5.23 са означеним главним деловима. Процесор се програмира из PC-а преко USB кабла.



Сл. 5.23 – *DSP TMS320 F28335* развојна картица са конекторима

Струјни сигнали се са прилагодне картице даље преносе на осцилоскоп где се снимају и након тога пребацују у Matlab где се одређује њихова ефективна вредност.

Изглед целокупног управљачког система са претварачем дат је на сл. 5.24 где су означени сви претходно наведени елементи. Са сл. 5.24 се види да се напон и струја једносмерног међукола претварача мери директно на улазу у претварач преко прикљученог волтметра и амперметра.



Сл. 5.24 – Изглед целокупног управљачког система

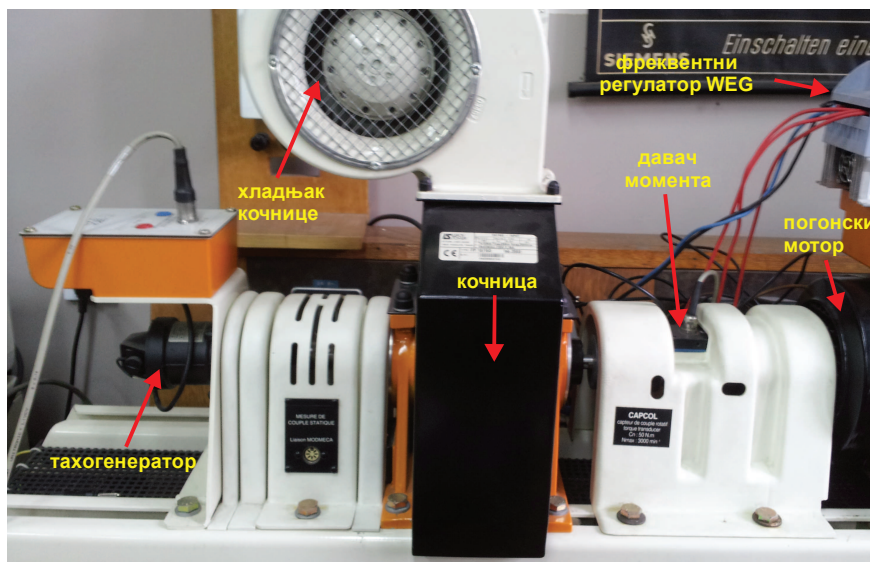
### 5.5.3 Испитна станица Leroy Somer

За директно оптерећење мотора и мерење момента и брзине коришћена је мерна станица произвођача *Leroy Somer* која је приказана на сл. 5.25. На истој слици су означени главни делови мерне станице чије су основне техничке карактеристике дате у наставку.

1. Давач момента *Capcol Sensor*. Има два мерна опсега: до 10 Nm и до 60 Nm. Тачност давача је  $\leq 2\%$ .
2. Давач брзине (тахогенератор). Има два мерна опсега: до 2000 ob/min и до 6000 ob/min. Тачност давача је  $\leq 1\%$ .
3. Кочница са магнетним прахом. Кочиони момент се подешава континуално од 0 до 100 % вредности изабраног опсега давача момента. Ова опција омогућава лако прилагођење оптерећења мотора ради одређивања механичке карактеристике.
4. Модул за прилагођење мерних сигнала брзине и момента *Modmesa 3* (сл. 5.26). На овај уређај стижу мерени сигнали брзине и момента са одговарајућих давача који се затим у њему обрађују и приказују на два одвојена дисплеја.
5. За потребе извођења огледа идеалног празног хода био је потребан још један мотор који треба да се спрегне на истом вратилу са испитиваним шестофазним мотором. Његова улога је да доведе испитивани мотор до брзине идеалног празног хода. Као погонски мотор коришћен је



асинхронни мотор од 1,5 kW номиналне брзине 1420 о/min који припада истој испитној станици. Да би се његова брзина подигла на 1500 о/min напајан је из фреквентног регулатора произвођача WEG.



Сл. 5.25 – Мерна станица Leroy Somer

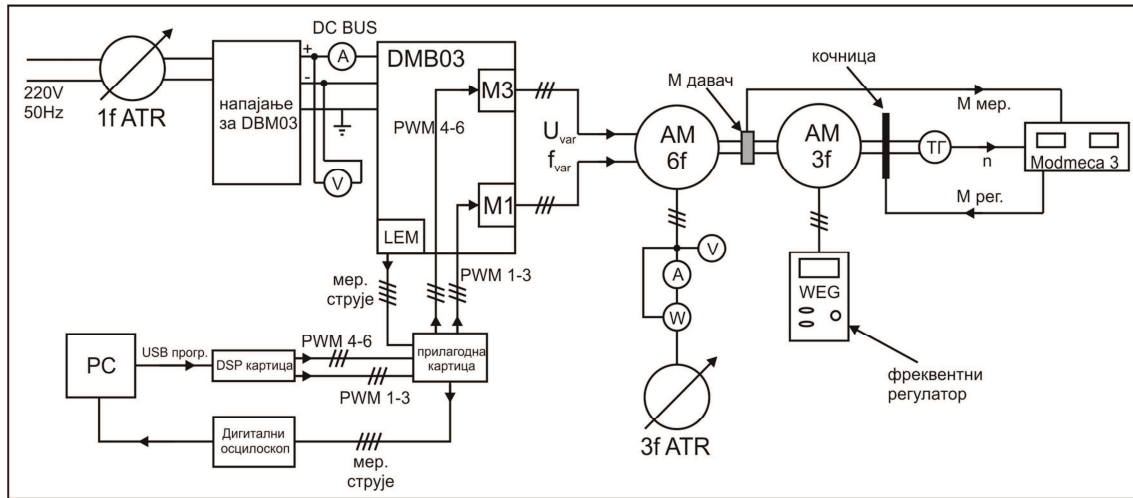


Сл. 5.26 – Модул за прилагођење и приказ мерних сигнала брзине и момента и задавање кочионог момента

#### 5.5.4 Целокупни мерни и управљачки систем

На сл. 5.27 је дата структурна блок шема комплетне експерименталне поставке где се могу видети сви претходно описани делови и њихов међусобни положај и повезаност. Поред стандардног шестофазног напајања омогућено је и трофазно напајање из трофазног ауотрансформатора (на сл. 5.27 испод

испитиваног мотора). У овом случају се мере улазна снага, фазна струја и напон помоћу инструмената који су такође приказани на сл. 5.27.

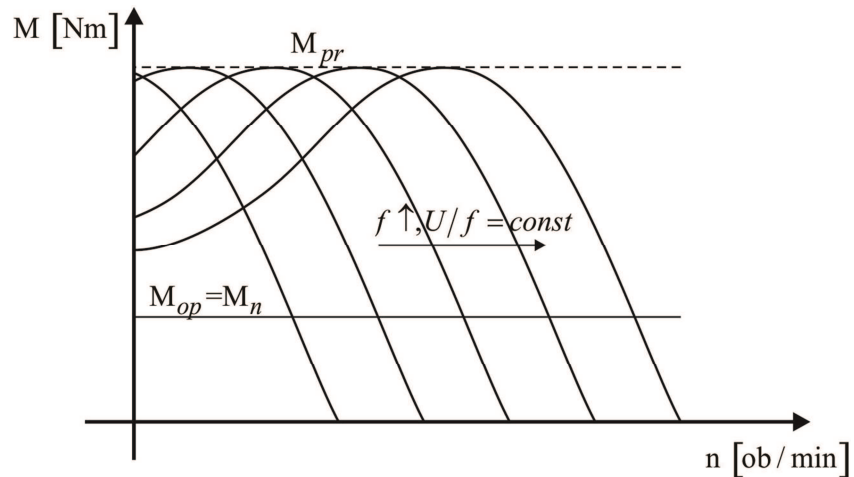


Сл. 5.27 – Блок шема целог управљачко мерног система

## 5.6 Управљачки програм за DSP TMS320 F28335

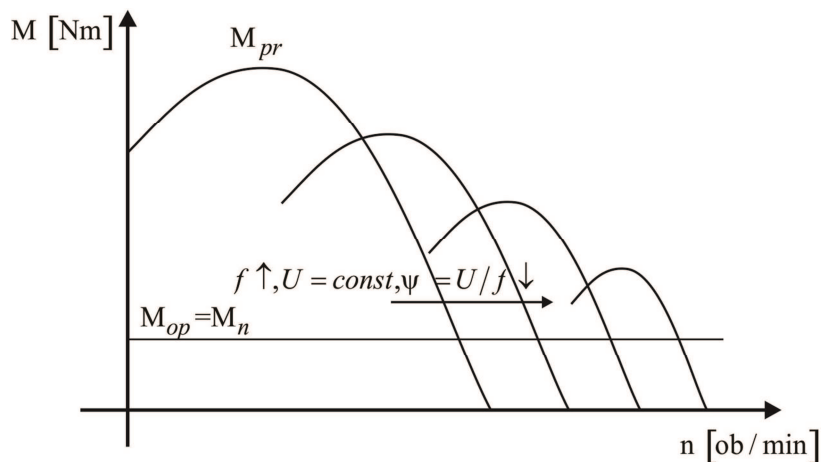
### 5.6.1 $U/f$ управљање

За напајање прототипа шестофазног чашастиг АМ потребно је обезбедити шестофазни напонски извор променљиве ефективне вредности и учестаности како би се брзина обртања мотора могла подешавати. Из тог разлога је било потребно у основи имплементирати  $U/f$  алгоритам за управљање *DBM03* претварачем односно са његова два трофазна IGBT модула. У класичном  $U/f$  алгоритму брзина мотора се мења променом фреквенције напајања  $f$  при чему се однос ефективне вредности фазног напона и фреквенције напајања одржава константном како би се у машини имао константан флуks [62]. На овај начин се добија фамилија механичких карактеристика као што је приказано на сл. 5.28. Са дате слике се види да се при константном моменту оптерећења брзина мења променом фреквенције напајања  $f$  и пропорционално њој и напона  $U$  чиме се прелази са једне на другу карактеристику. Ово управљање је у отвореној спрези јер нема затворену регулациону петљу по брзини. Треба приметити још да све карактеристике имају исту вредност превалног момента што је последица константног флуksа у машини.



Сл. 5.28 – Промена механичких карактеристика при  $U/f$  регулацији

За управљање датим шестофазним мотором било је потребно као прво проширити постојећи алгоритам  $U/f$  управљања за трофазни мотор на шестофазну варијанту, а затим и омогућити да се напон мења независно од учестаности чиме се пружа додатна могућност промене флукса. На тај начин ће моћи да се одреде и механичке карактеристике при нижим вредностима флукса у машини као и зависност губитака у гвожђу од флукса у празном ходу машине. Механичке карактеристике при различитим вредностима флукса дате су на сл. 5.29. Са дате слике се види да при смањењу флукса услед повећања учестаности ( $U=const$ ) долази до смањења превалног момента и смањења линеарног дела механичке карактеристике. Овакав режим рада се назива слабљење поља и користи се за повећање брзине обртања мотора изнад номиналне [62].



Сл. 5.29 – Промена механичких карактеристика при повећању фреквенције, а константном напону

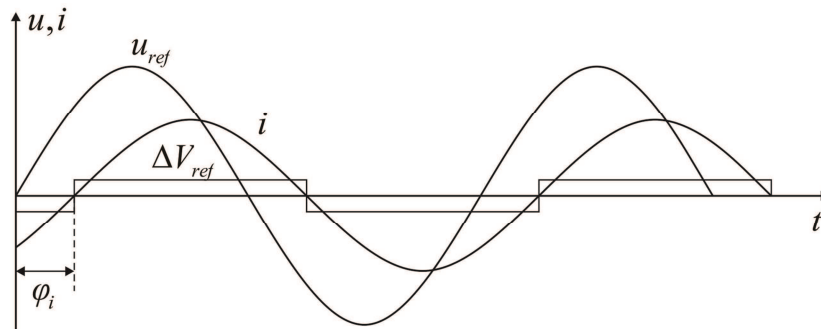
### 5.6.2 Компензација мртвог времена и пада напона у IGBT

Управљачки програм такође треба да садржи компензацију мртвог времена и пада напона на IGBT прекидачима. Мртво време је имплементирано у DBM03 претварачу према карактеристикама уграђених IGBT прекидача, а служи да се избегне истовремено провођење оба транзистора у једној инверторској грани односно кратак спој напонског извора. Међутим, уведено мртво време узрокује дисторзију излазног напона због чега се на излазу добија ефективна вредност напона која је различита од жељене. Такође, као и сваки полупроводнички прекидач и IGBT има унутрашњу отпорност на којој се јавља пад напона у периоду провођења. Овај пад напона зависи од карактеристике самог IGBT-а и од знака и амплитуде струје кроз IGBT. Оба наведена ефекта могу се компензовати тако што се грешка у излазном напону унапред израчуна и дода референтном напону (модулишућем сигналу) на основу кога се касније израчунавају побудни сигнали за IGBT. Израчуната грешка се назива компензациони сигнал и зависи од параметара IGBT-а и струје кроз њега. Дисторзија излазног напона услед наведених ефеката детаљно је обрађена у [84], [85], [86]. Изобличен напон даље узрокује изобличење струје. Овај ефекат је анализиран у [87].

У [88] је описан метод за компензацију мртвог времена и пада напона у IGBT. Овај метод захтева мерење струје и њено увођење у DSP како би се у сваком тренутку израчунао одговарајући компензациони сигнал. У програму развијеном за потребе овог рада коришћен је једноставнији и нешто мање прецизан метод који се базира на претпостављеном сигналу струје односно углу кашњења струје у односу на напон (сл. 5.30). На основу претпостављеног струјног сигнала одређује се знак компензационог напонског сигнала који треба додати референтном како би се компензовала грешка у излазном напону односно како би се избегла његова дисторзија. Показује се у [88] да при позитивној струји треба додати константан позитиван компензациони сигнал напона, а у негативној полупериоди струје негативан компензациони сигнал као што је приказано на сл. 5.30. Релативна вредност амплитуде константног компензационог сигнала се може приближно одредити помоћу следеће формуле [88]:

$$\Delta V_{ref} = 2 \operatorname{sgn}(i) \left[ (V_D + R_D |i_n|) / U_{DC} + (T_d + T_r - T_f) / T_H \right] \quad (129)$$

Где је:  $V_D$  – пад напона на диоди,  $R_D$  – отпорност IGBT-а,  $i$  – струја кроз IGBT,  $U_{DC}$  – напон DC bus-а,  $T_d$  – мртво време,  $T_r$  – време укључења IGBT-а,  $T_f$  – време искључења IGBT-а и  $T_H$  – PWM период. Све наведене карактеристике IGBT прекидача доступне су из каталога произвођача модула *6MBI 30L-060 Fuji Electric* (може се пронаћи на Интернету или у [84]). Мртво време које је имплементирано у DBM03 претварачу износи  $4 \mu\text{s}$ . За прорачун пада напона усвојена је номинална струја испитиваног мотора док је за напон DC bus-а усвојена максимална вредност од  $300 \text{ V}$ . Пошто је PWM учестаност односно учестаност носећег тестерастог сигнала  $10 \text{ kHz}$   $T_H$  је  $100 \mu\text{s}$ . Пошто су све вредности познате добија се да константан компензациони сигнал напона који треба додати на референцу износи **0,098** у релативним јединицама у односу на амплитуду излазног напона. Ова вредност је имплементирана у оквиру програма.

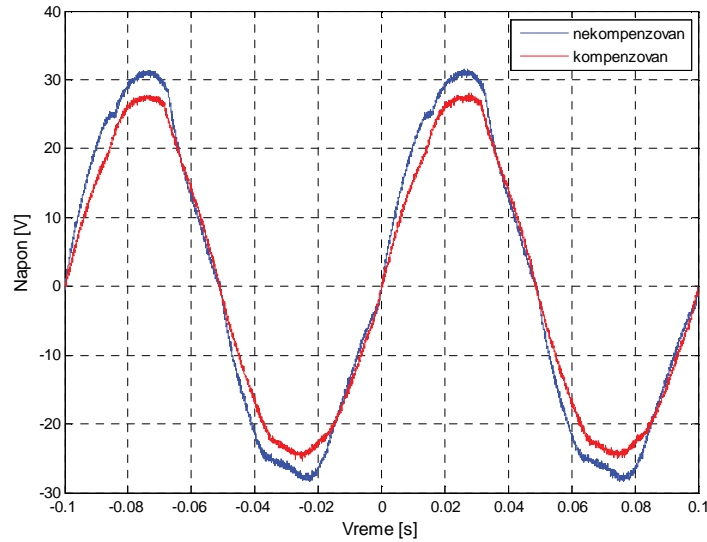


Сл. 5.30 – Референтни сигнал напона, претпостављени сигнал струје са фазним кашињењем  $\varphi_i$  и одговарајући компензациони сигнал

Након што се израчуна компензациони сигнал он се додаје претходно израчунатом референтном сигналу за напон чиме се добија коначна референца односно модулишући сигнал који се множи са високофреквентним PWM носиоцем чиме се добијају потребна времена укључења и искључења IGBT-а. Излазни напон из инвертора односно напон на мотору се преко RC филтра води на осцилоскоп где се посматра таласни облик напона. Сада се директним уносом у програм у току рада мења претпостављени угао струје и напона  $\varphi_i$  и при томе се на осцилоскопу прати промена таласног облика напона. Угао се мења док се не добије облик напона што ближи синусном. На сл. 5.31 је приказан пример



таласног облика напона пре и након компензације где се јасно може уочити ефекат компензације на смањење дисторзије излазног напона.



Сл. 5.31 – Напон на мотору пре и након компензације мртвог времена и пада напона у IGBT ( $\varphi_i = 60^\circ$ )

### 5.6.3 Управљачки алгоритам

Основна структура управљачког програма дата је на сл. 5.32 у виду алгоритамске шеме. Ток програма описан је у наставку.

1. Унос командних променљивих:

$f$  – фреквенција модулишућег сигнала односно излазног напона,

$U$  – жељена ефективна вредност излазног напона претварача,

$\varphi_i$  – претпостављени угао кашњења струје за напоном,

$\alpha$  – фазни раскорак вектора напона две звезде,

$f_{PWM}$  – фреквенција троугаоног носиоца,

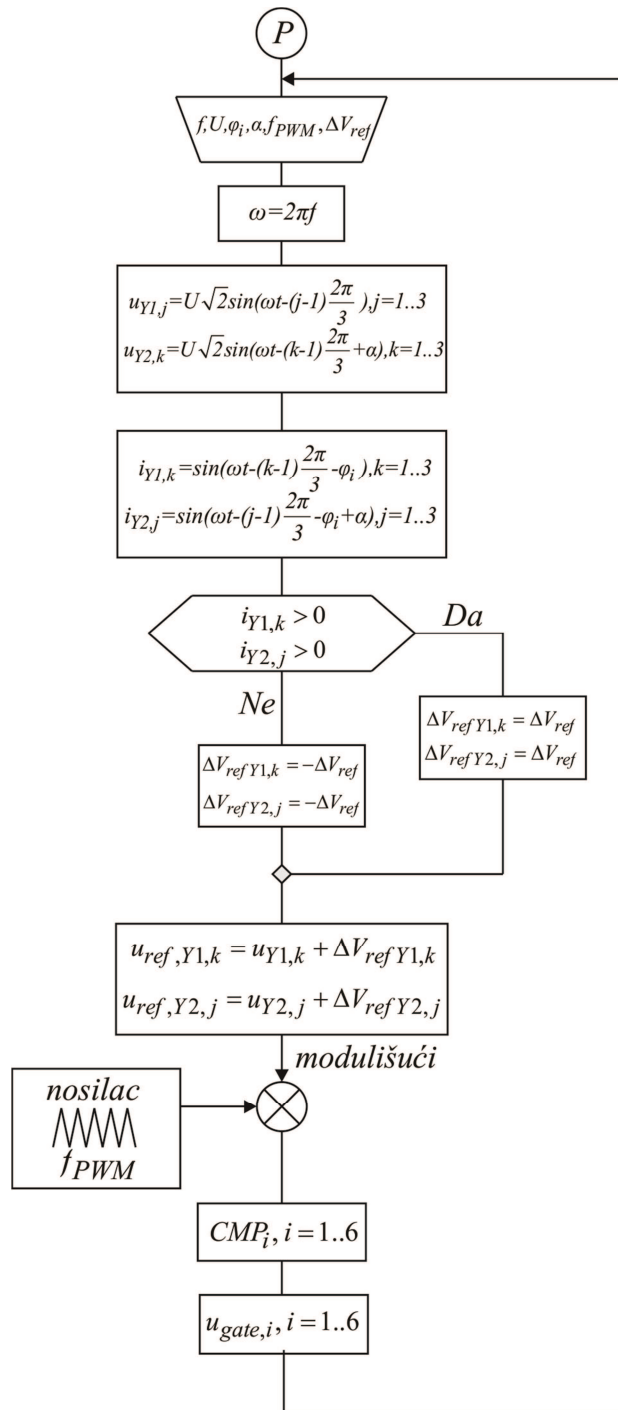
$\Delta V_{ref}$  – корекција референце напона односно модулишућег сигнала због компензације мртвог времена и пада напона у IGBT.

2. Прорачун угаоне учестаности модулишућег сигнала  $\omega$ .

3. Прорачун модулишућег сигнала односно референтне вредности напона за сваку фазу. Треба приметити да у прорачуну референтних напона друге звезде фигурише фазни раскорак  $\alpha$ .
4. Прорачун знака струје на основу претпостављеног угла кашњења  $\varphi_i$  струје према одговарајућем напону (са сл. 5.30).
5. На основу знака струје одређује се знак корекције референтног напона  $\Delta V_{ref}$  за сваку фазу.
6. Прорачун кориговане референце напона односно модулишућег сигнала.
7. Поређењем модулишућег сигнала фреквенције  $f$  и троугаоног носиоца фреквенције  $f_{PWM}$  добијају вредности које се уносе у специјалан EPWM регистар DSP-а.
8. Излаз из EPWM регистра су побудни импулси који се из процесора преко појачавачких кола воде на инвертор како је објашњено у поглављу 5.5.4.
9. Управљачка петља се бесконачно понавља док не стигне команда из РС за прекид рутине.

Треба напоменути да је у оквиру програма ради сигурности додат и WatchDog timer који обезбеђује сигуран ресет процесора у случају да услед спољашњих сметњи програм уђе у мртву петљу.

Описани управљачки програм за шестофазни мотор написан је у програмском језику C у оквиру окружења Code Composer 4.0 и дат је у Прилогу А.



Сл. 5.32 – Алгоритам управљачког програма

## 5.7 План мерења и резултати

Мерења су подељена у две групе: трофазна и шестофазна. У оквиру трофазне групе испитивања рађен је оглед идеалног празног хода и одређивања механичке карактеристике директним оптерећивањем мотора помоћу кочнице. Шестофазна група испитивања садржи само испитивања под оптерећењем. Тиме су добијене механичке карактеристике и то за неколико фазних ставова између две трофазне звезде (10°, 20°, 30° и 40°) како је то описано у поглављу 5.3.1.

Да би се добијени мерени резултати адекватно упоредили са симулационим формиран је 2D FEM модел мотора са оптималним параметрима чаше. Модел је модификован у односу на оригинални тако што је додат и унутрашњи ваздушни зазор ширине 20 μm. Затим је урађена серија 2D симулација при чему су опонашани спроведени експерименти.

У наставку је дат преглед резултата мерења и њихово поређење са резултатима симулација.

### 5.7.1 Трофазна мерења

Први део мерења под трофазним напајањем представља оглед идеалног празног хода. У овом огледу испитивани шестофазни мотор је превезан у трофазни на начин који је описан у поглављу 5.3.2. Оглед је рађен тако што је погонским мотором подешена брзина идеалног празног хода тј. 1500 об/мин. Затим је помоћу трофазног аутотрансформатора подешаван напон на испитиваном мотору у опсегу од 60 до 200 V са кораком од 20 V при чему су мерени: струја и улазна снага испитиваног мотора. Брзина је уз помоћ погонског мотора све време одржавана на 1500 об/мин. На основу резултата мерења израчунати су прво губици у намотајима према релацији:

$$P_{Cu} = 3R_s I_f^2 \quad (130)$$

Где су:  $R_s$  – отпорност намотаја статора која представља двоструку вредност фазне отпорности шестофазног намотаја,  $I_f$  – ефективна вредност фазне струје. Затим су од мерене улазне снаге одузети губици у намотајима чиме су добијени губици у гвожђу испитиваног мотора. Треба напоменути да губитке услед трења и вентилације испитиваног мотора надокнађује погонски мотор. Резултати мерења

су дати у табели 5.10, а у табели 5.11 су дате вредности добијене из 2D FEM симулација. Сл. 5.3 приказује губитке у гвожђу добијене на основу резултата мерења упоредо са губицима у гвожђу израчунатим у оквиру 2D FEM симулација. Може се видети да постоји доста добро поклапање између мерених и симулационих вредности. Већа одступања постоје при мањим вредностима снаге што је вероватно последица грешке коју уноси ватметар при мерењу малих снага. Мања тачност мерења се јавља и због мерења отпорности намотаја UI методом. Такође, не сме се заборавити да при формирању FEM модела није био познат тип лима и његове карактеристике због чега је усвојен лим који се најчешће користи за овај тип мотора. Чињеница да се карактеристике усвојеног лима сигурно не поклапају у потпуности са оригиналним доводи такође до разлике у мереним и рачунатим вредностима губитака у гвожђу.

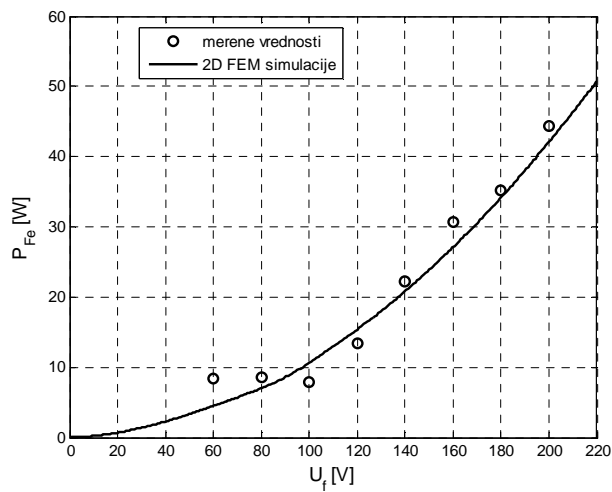
На сл. 5.34 су приказане карактеристике магнећења (напон у функцији струје празног хода) добијене мерењима и симулацијама. Може се приметити да је вредност струје празног хода доста већа чак и од пројектоване номиналне струје мотора од 3,6 А што је последица великог ваздушног зазора чашастог АМ. Одатле се изводи закључак да се у фази пројектовања мотора мора рачунати са доста већом номиналном струјом како би се одредио адекватан пресек проводника. Међутим, то није било могуће у фази израде овог прототипа због унапред ограниченог простора за смештај проводника у жлебу машине.

Табела 5.10 – Резултати експеримента идеалног празног хода при трофазном напајању испитиваног мотора

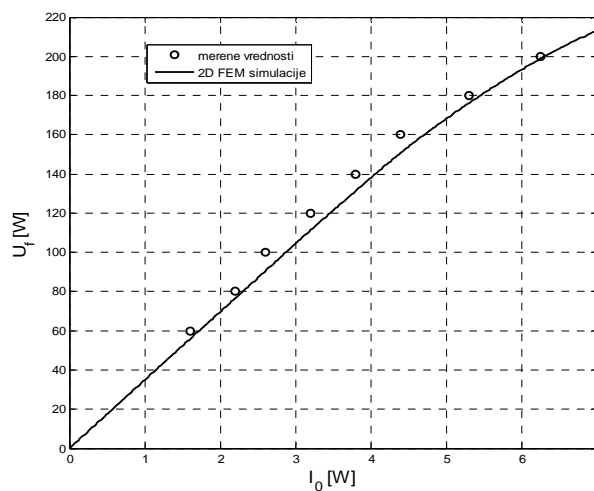
$U_f$ [V]	$I_0$ [A]	$P_{3f}$ [W]	$P_{Cu}$ [W]	$P_{Fe,mer}$ [W]
200	6,25	688,8	644,5	44,3
180	5,3	498,6	463,5	35,1
160	4,4	350,1	319,4	30,7
140	3,8	260,4	238,3	22,1
120	3,2	182,4	168,9	13,4
100	2,6	119,4	111,5	7,9
80	2,2	88,5	79,9	8,6
60	1,6	50,7	42,2	8,5

Табела 5.11 – Резултати симулација идеалног празног хода при трофазном напајању испитиваног мотора

$U_f$ [V]	$I_0$ [A]	$P_{Fe,FEM}$ [W]
200	6,31	42,1
180	5,46	33,9
160	4,71	27,1
140	4,07	20,8
120	3,46	15,4
100	2,88	10,6
80	2,3	7,0
60	1,73	4,5



Сл. 5.33 – Губици у гвожђу из огледа идеалног празног хода



Сл. 5.34 – Карактеристике магнећења добијена експерименталним путем и симулацијама

Други оглед у групи трофазних мерења јесте директно оптерећивање мотора и снимање његове механичке карактеристике. У ту сврху мотор је напајан као и у претходном огледу из трофазног аутотрансформатора при чему је фазни напон подешен на вредност од 150 V како би се избегла превелика струја у мотору и његово појачано загревање. Затим је помоћу кочнице подешаван момент оптерећења мотора при чему су мерени: моменат, брзина, струја и улазна снага мотора. Табела 5.12 приказује резултате мерења, а табела 5.13 резултате одговарајућих 2D FEM симулација. На сл. 5.35 је приказана механичка карактеристика добијена интерполацијом вредности из 2D симулација упоредо са резултатима мерења (плава крива). Одмах се запажа да постоји велико одступање мерених од рачунатих вредности момента што је последица занемарења кружних струја у чаши у 2D представи машине чиме се добијају значајно веће вредности момента од стварних. Исти закључак је изведен и у поглављу 3.3 поређењем реалнијег 3D FEM модела са резултатима 2D симулација. При томе је утврђено да је просечна разлика у израчунатом моменту 25,5 %. Ако се сада резултати 2D симулација за испитивани мотор коригују односно умање за наведени износ добија се механичка карактеристика која се доста добро поклапа са резултатима мерења (сл. 5.35 црвена крива). Мања одступања која постоје при већим брзинама обртања, а мањим моментима потичу једним делом услед грешке у мерењу малих вредности момената на већем мерном опсегу.

Табела 5.12 – Резултати мерења при директном оптерећењу мотора при трофазном напајању

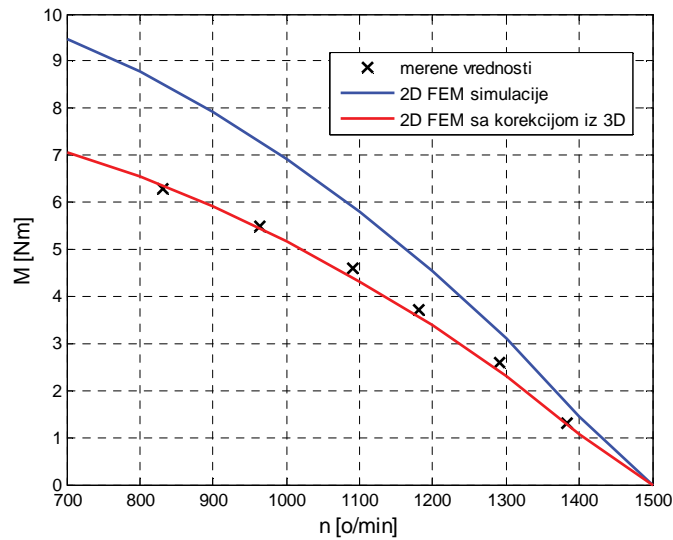
<b>M [Nm]</b>	<b>n [o/min]</b>	<b>P<sub>m</sub> [W]</b>	<b>I<sub>s</sub> [A]</b>	<b>P<sub>3f</sub> [W]</b>	<b>P<sub>Cu</sub> [W]</b>	<b>P<sub>Cur</sub> [W]</b>	<b>η<sub>ind</sub> [%]</b>
0,3	1412	44,4	4,3	540	305,1	12,3	36,77
2	1290	270,2	4,38	750	316,5	57,2	46,95
3,2	1206	404,1	4,4	930	319,4	114,8	50,71
4,2	1120	492,6	4,5	1080	334,1	182,6	49,91
5,3	1013	562,2	4,7	1260	364,5	282,6	46,71
6,2	923	599,3	4,86	1380	389,7	371,3	43,08
7,5	795	624,4	5,1	1560	429,2	519,7	37,60
8,9	560	521,9	6,2	2280	634,3	1015,7	26,55

На овај начин је још једном потврђено да се процес моделовања може извршити у 2D након чега је потребно урадити само неколико 3D FEM симулација како би се добили одговарајући корекциони фактори које треба

применити на резултате из 2D. Такође је показано да је процентуални ефекат кружних струја приближно исти без обзира на номиналну снагу и брзину мотора што предложени приступ пројектовању чашастиг АМ чини применљивим за произвољну снагу и брзину мотора.

Табела 5.13 – Резултати 2D FEM симулација директног оптерећења мотора при трофазном напајању

M [Nm]	n[o/min]	P <sub>m</sub> [W]	I <sub>s</sub> [A]	P <sub>Cu</sub> [W]	P <sub>Cur</sub> [W]	η <sub>ind</sub> [%]
0	1500	0	4,36	313,6	105,5	0
1,78	1400	260,9	4,42	322,4	115,4	36,10
3,73	1300	507,8	4,48	331,2	169,2	49,19
5,39	1200	677,3	4,73	369,1	255,5	51,08
6,83	1100	786,7	5,07	424,1	367,5	49,09
8,1	1000	848,2	5,44	488,3	503	45,52
9,24	900	870,8	5,84	562,7	659,8	41,13
10,19	800	853,7	6,25	644,5	831,6	36,27
10,97	700	804,1	6,66	731,9	1008,2	31,31
11,65	600	731,9	7,07	824,8	1283,4	25,56
12,31	500	644,5	7,48	923,2	1358,6	21,85



Сл. 5.35 – Механичке карактеристике добијене мерењем и 2D FEM симулацијама за случај трофазног напајања

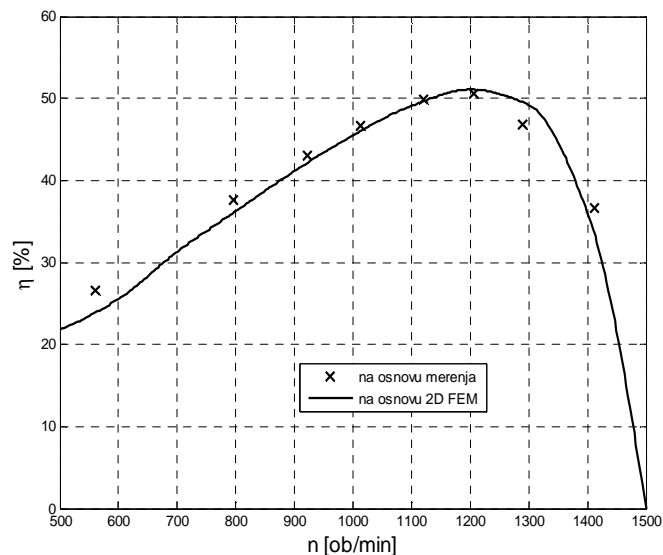
Користећи се вредностима снаге губитака у гвожђу мотора из огледа идеалног празног хода за напон од 150 V прорачунати су прво губици у чаши према формули:



$$P_{Cur} = sP_{ob} = \frac{(n_s - n)}{n_s} (P_{3f} - P_{Cus} - P_{Fe}) \quad (131)$$

Где је:  $n_s$  – брзина идеалног празног хода (1500 o/min),  $n$  – брзина мотора,  $P_{3f}$  – улазна трофазна снага,  $P_{Cus}$  – прорачунати губици у намотају према формули (130),  $P_{Fe}$  – губици у гвожђу из огледа идеалног празног хода.

Затим је израчунат и степен искоришћења снаге мотора индиректним путем преко излазне снаге и губитака (формула (106)) и дат у табели 5.12, односно табели 5.13. Сл. 5.36 даје упоредни приказ степена искоришћења снаге мотора добијеног обрадом мерених и симулационих резултата где се уочава доста добро поклапање што још једном потврђује валидност предложеног приступа пројектовању чашастиг АМ.



Сл. 5.36 – Степен искоришћења снаге мотора при трофазном напајању добијен помоћу резултата мерења и симулација

## 5.7.2 Шестофазна мерења

При шестофазном напајању мотора урађен је само оглед под оптерећењем односно снимање механичке карактеристике мотора али за различите фазне помераје вектора напона две звезде, и то: 10°, 20°, 30° и 40°. Оглед је рађен тако што је фазни напон мотора подешен на вредност од 70 V (номинални је 110 V), а учестаност напајања на 50 Hz. Носећа учестаност инвертора подешена је на вредност од 10 kHz. Затим је фазни раскорак две звезде подешен на одговарајућу

вредност. Моменат мотора је као и у трофазном огледу подешаван помоћу кочнице. При свакој вредности момента забележени су напон и струја DC BUS-а, струја мотора и брзина. У наставку су приказани резултати мерења за различите помераје између напона две звезде и њихово поређење са резултатима експеримента.

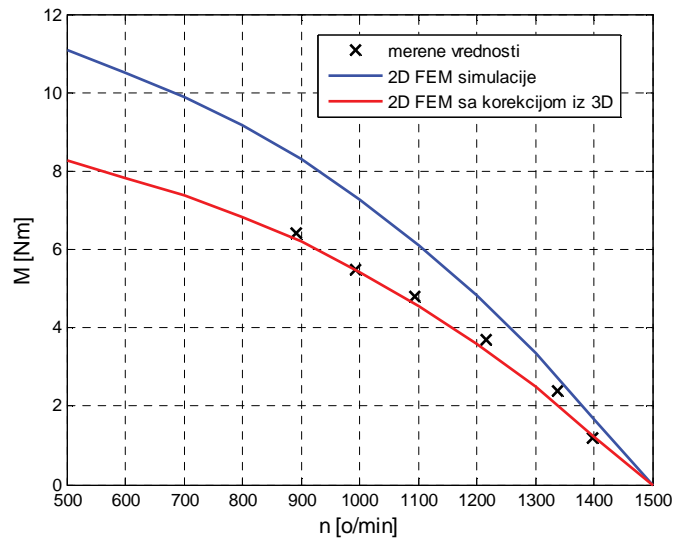
**Померај од 30°.** Овај померај се сматра иницијалним односно номиналним радним режимом шестофазног асиметричног мотора. У табели 5.14 су дати резултати мерења, а у табели 5.15 вредности добијене путем 2D FEM симулација. На сл. 5.37 је дат упоредни приказ механичких карактеристика мотора добијених експериментално и из симулација. На истој слици је приказана и механичка карактеристика добијена корекцијом резултата 2D симулација на основу претходно дефинисаног корекционог фактора. Поклапање је доста добро као и у случају трофазног напајања.

Табела 5.14 - Резултати мерења при директном оптерећењу мотора при шестофазном напајању и померај звезда од 30°

M [Nm]	n [o/min]	P <sub>m</sub> [W]	I <sub>sy1</sub> [A]	I <sub>sy2</sub> [A]	U <sub>DC</sub> [V]	I <sub>DC</sub> [A]	P <sub>Cu</sub> [W]	P <sub>Cur</sub> [W]	η <sub>ind</sub> [%]
1,2	1397	175,6	4,4	3,18	280	1,78	243,1	15,8	43,81
2,4	1338	336,3	4,5	3,1	280	2	246,3	31,2	46,68
3,7	1217	471,5	4,38	3,22	290	2,6	243,8	91,5	52,67
4,8	1094	549,9	4,46	3,4	290	3,1	259,5	166,3	50,19
5,5	993	571,9	4,6	3,5	300	3,2	275,6	222,9	45,76
6,4	891	597,2	4,7	3,6	300	3,8	289,2	335,3	43,25

Табела 5.15 - Резултати 2D FEM симулација директног оптерећења мотора при шестофазном напајању и померај звезда од 30°

M [Nm]	n[o/min]	P <sub>m</sub> [W]	I <sub>sy1</sub> [A]	I <sub>sy2</sub> [A]	P <sub>Cu</sub> [W]	P <sub>Cur</sub> [W]	η <sub>ind</sub> [%]
0	1500	0	3,07	6,72	450,3	81,4	0
1,66	1400	243,4	3,45	4,58	271,2	93	38,78
3,36	1300	457,4	3,62	4,61	283,4	140,4	50,75
4,83	1200	606,9	3,89	4,76	311,8	215,3	52,59
6,1	1100	702,7	4,24	5	354,6	313,3	50,53
7,27	1000	761,3	4,65	5,33	412,8	434,1	46,76
8,31	900	783,2	5,09	5,7	481,8	575,7	42,09
9,18	800	769,1	5,53	6,08	557,3	730,8	37,02
9,89	700	724,9	5,95	6,47	637,4	889,3	31,91
10,5	600	659,7	6,34	6,84	717,6	1046,3	26,99
11,1	500	581,2	6,72	7,21	801,4	1204,8	22,29



Сл. 5.37 – Механичке карактеристике добијене мерењем и 2D FEM симулацијама за случај шестофазног напајања и померај звезда од  $30^\circ$

И у случају шестофазног напајања усвојени су губици из огледа идеалног празног хода при трофазном напајању за процентуалну вредност флукса који при константној учестаности и напону од 70 V износи:

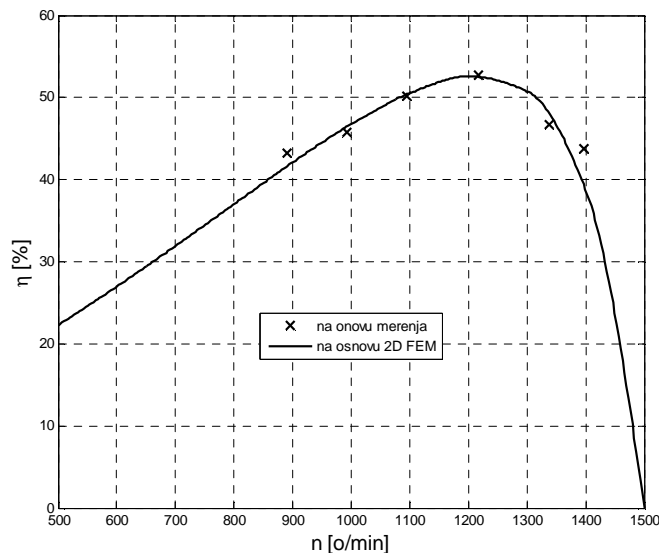
$$\psi_{\%} = \frac{U_f}{U_{nf}} \cdot 100 = \frac{70}{110} \cdot 100 = 63,6\%$$

Ова процентуална вредност флукса се при трофазном напајању достиже за напон од:

$$U_f = \frac{\psi_{\%}}{100} \cdot U_{1nf} = \frac{63,3}{100} \cdot 220 = 140V$$

За ову вредност фазног напона очитани су губици у гвожђу са графика на сл. 5.33 и износе 20,8 W. Овај поступак одређивања је оправдан будући да је намотај мотора тако пројектован да има исту максималну вредност флукса при трофазном и шестофазном напајању. Треба напоменути да се у овом поступку занемарује утицај инверторског напајања и виших хармоника напона на губитке у гвожђу и подразумева се да се мотор напаја из шестофазног синусоидалног извора напона. Али, као што ће резултати показати, ово занемарење не уноси велику грешку у прорачуну степена искоришћења снаге. На основу губитака у гвожђу прорачунати су и губици у чаши према формули (130), а затим и степен искоришћења снаге

индиректним путем према формули (106). Резултати прорачуна су дати у табели 5.14 за мерене вредности, а у табели 5.15 за рачунате вредности. Упоредни приказ степена искоришћења снаге добијеног на основу мерених и симулационих резултата дат је на сл. 5.38. Поклапање резултата је добро чиме је потврђена процедура пројектовања шестофазног чашастиг АМ. Такође, може се закључити да уведено занемарење додатних губитака у гвожђу услед инверторског напајања не уноси велику грешку у прорачуну степена искоришћења снаге, бар не код овог мотора мање снаге. Свакако, у случају високобрзинског мотора са знатно вишим учестаностима напајања, а тиме и губицима у гвожђу, потребно је оглед идеалног празног хода поновити у случају напајања из инвертора.



Сл. 5.38 - Степен искоришћења снаге мотора при шестофазном напајању за померај звезда од  $30^\circ$  добијен помоћу резултата мерења и симулација

У датом прорачуну степена искоришћења снаге постоји још и грешка услед занемарења губитака у инвертору. Наиме, у прорачуну је претпостављено да снага DC BUS-а представља улазну активну снагу мотора чиме се претпоставља да је инвертор без губитака што наравно није тачно. Ово занемарење у случају предметног мотора није велико због мале основне учестаности (50 Hz) и релативно мале струје статора, међутим код високобрзинских мотора веће снаге потребно је свакако урачунати и одговарајуће губитке у инвертору.

**Померај од 10°.** Оглед и обрада резултата су урађени на исти начин као и у претходном случају. Табела 5.16 приказује резултате мерења, а табела 5.17 одговарајуће резултате симулација. На сл. 5.39 је дат упоредни приказ механичких карактеристика добијених мерењем, 2D FEM симулацијама и применом наведене корекције на симулационе резултате. Још једном је потврђена валидност симулационих резултата и корекционих фактора.

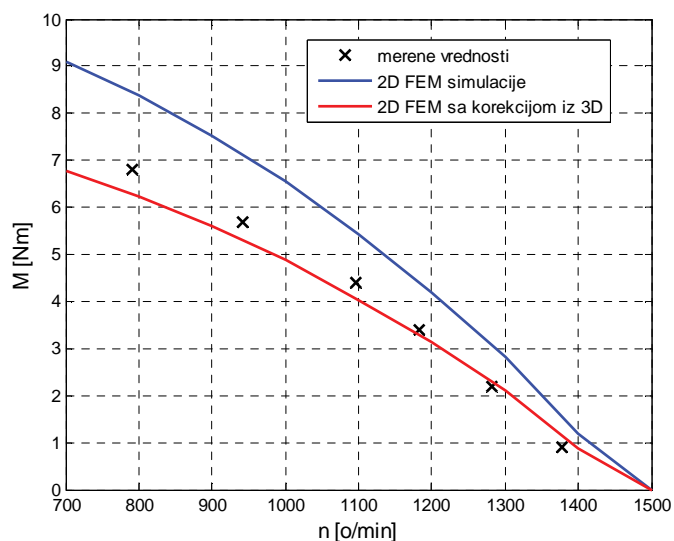
Сл. 5.40 приказује степен искоришћења снаге мотора који је добијен на основу мерених и симулационих вредности. Овде се уочава нешто веће одступање које је последица нешто веће разлике између мерене и рачунате струје.

*Табела 5.16 - Резултати мерења при директном оптерећењу мотора при шестофазном напајању и померај звезда од 10°*

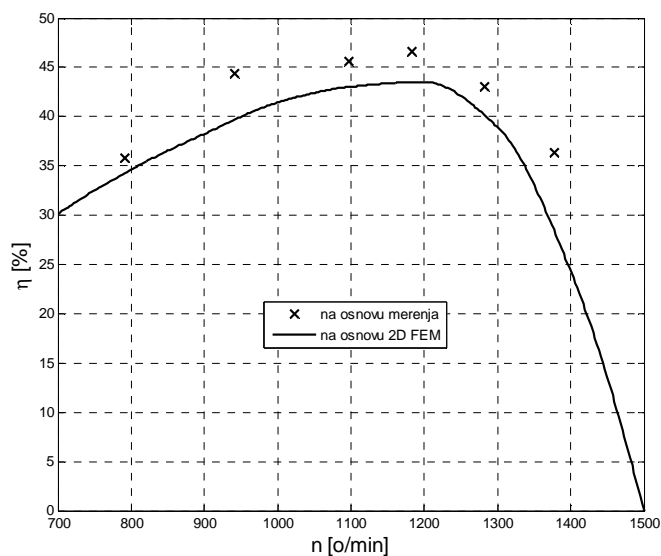
<b>M</b> [Nm]	<b>n</b> [o/min]	<b>P<sub>m</sub></b> [W]	<b>I<sub>sy1</sub></b> [A]	<b>I<sub>sy2</sub></b> [A]	<b>U<sub>DC</sub></b> [V]	<b>I<sub>DC</sub></b> [A]	<b>P<sub>Cu</sub></b> [W]	<b>P<sub>Cur</sub></b> [W]	<b>η<sub>ind</sub></b> [%]
0,9	1377	129,8	2,6	6,32	280	2,4	385,3	21,8	36,32
2,2	1282	295,4	3,1	6,2	280	3	396,4	61,4	43,02
3,4	1183	421,2	3,22	6	288	3,42	382,5	122,9	46,57
4,4	1097	505,5	3,58	5,92	290	3,8	394,9	184,4	45,55
5,7	941	561,7	2,82	5,92	290	4,42	354,7	337,7	44,35
6,8	791	563,3	4,4	6	298	4,98	456,7	475,7	35,76

*Табела 5.17 - Резултати 2D FEM симулација директног оптерећења мотора при шестофазном напајању и померај звезда од 10°*

<b>M [Nm]</b>	<b>n[o/min]</b>	<b>P<sub>m</sub> [W]</b>	<b>I<sub>sy1</sub> [A]</b>	<b>I<sub>sy2</sub> [A]</b>	<b>P<sub>Cu</sub> [W]</b>	<b>P<sub>Cur</sub> [W]</b>	<b>η<sub>ind</sub> [%]</b>
0	1500	0	1,95	6,54	384,2	140,1	0
1,19	1400	174,5	2,33	6,33	375,3	148,4	24,32
2,82	1300	383,9	2,95	6,23	392,0	190,5	38,96
4,21	1200	529,0	3,35	6,2	409,7	257,9	43,52
5,42	1100	624,3	4,11	6,23	459,6	347,5	43,04
6,54	1000	684,87	4,44	6,3	490,1	458,7	41,44
7,53	900	709,7	4,94	6,41	540,3	586	38,26
8,37	800	701,2	5,18	6,58	578,6	724,3	34,66
9,09	700	666,3	5,78	6,79	655,9	869,2	30,14



Сл. 5.39 - Механичке карактеристике добијене мерењем и 2D FEM симулацијама за случај шестофазног напајања и померај звезда од  $10^\circ$



Сл. 5.40 - Степен искоришћења снаге мотора при шестофазном напајању за померај звезда од  $30^\circ$  добијен помоћу резултата мерења и симулација

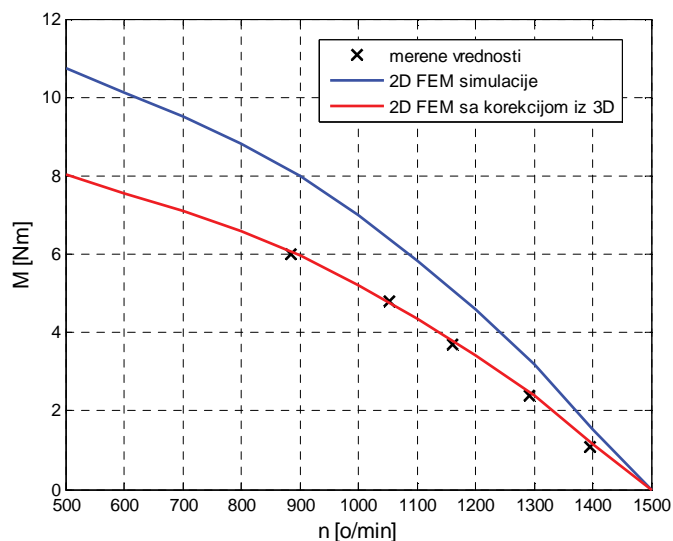
**Померај од  $20^\circ$ .** И у овом случају поновљен је поступак мерења и обраде резултата који су дати у табели 5.18 и табели 5.19. На сл. 5.41 је дат упоредни приказ механичких карактеристика, а на сл. 5.42 степена искоришћења снаге мерених и симулационих вредности.

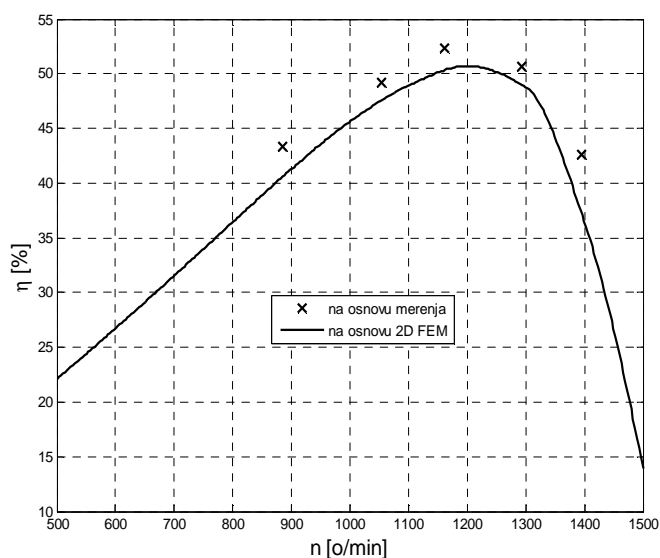
Табела 5.18 - Резултати мерења при директном оптерећењу мотора при шестофазном напајању и померај звезда од  $20^\circ$ 

<b>M</b> [Nm]	<b>n</b> [o/min]	<b>P<sub>m</sub></b> [W]	<b>I<sub>sy1</sub></b> [A]	<b>I<sub>sy2</sub></b> [A]	<b>U<sub>DC</sub></b> [V]	<b>I<sub>DC</sub></b> [A]	<b>P<sub>Cu</sub></b> [W]	<b>P<sub>Cur</sub></b> [W]	<b>η<sub>ind</sub></b> [%]
1,1	1395	160,7	3	4,72	286	1,8	258,0	16,5	42,62
2,4	1293	324,9	3,2	4,76	298	2,38	271,4	57,6	50,68
3,7	1162	450,2	3,24	4,6	300	2,9	261,2	132,5	52,36
4,8	1054	529,8	3,6	4,68	302	3,4	287,6	213,6	49,16
6	885	556,1	3,8	4,8	310	4	309,2	373,1	43,29

 Табела 5.19 - Резултати 2D FEM симулација директног оптерећења мотора при шестофазном напајању и померај звезда од  $20^\circ$ 

<b>M</b> [Nm]	<b>n</b> [o/min]	<b>P<sub>m</sub></b> [W]	<b>I<sub>sy1</sub></b> [A]	<b>I<sub>sy2</sub></b> [A]	<b>P<sub>Cu</sub></b> [W]	<b>P<sub>Cur</sub></b> [W]	<b>η<sub>ind</sub></b> [%]
0,4	1500	62,8	4,92	3,08	277,9	90,2	13,93
1,54	1400	225,8	4,77	3,21	272,7	100,9	36,45
3,19	1300	434,3	4,76	3,52	289,1	146,9	48,78
4,6	1200	578,0	4,86	3,92	321,6	220,4	50,70
5,84	1100	672,7	5,04	4,37	367,1	314,9	48,93
6,99	1000	731,9	5,26	4,83	420,7	431,7	45,62
7,99	900	753,0	5,52	5,29	482,2	568,8	41,28
8,82	800	738,9	5,8	5,74	549,3	718,7	36,45
9,52	700	697,8	6,1	6,19	623,0	871,8	31,54


 Сл. 5.41 - Механичке карактеристике добијене мерењем и 2D FEM симулацијама за случај шестофазног напајања и померај звезда од  $20^\circ$



Сл. 5.42 - Степен искоришћења снаге мотора при шестофазном напајању за померај звезда од  $20^\circ$  добијен помоћу резултата мерења и симулација

**Померај од  $40^\circ$ .** И у овом случају поновљен је поступак мерења и обраде резултата који су дати у табела 5.20 и табела 5.21.

Табела 5.20 - Резултати мерења при директном оптерећењу мотора при шестофазном напајању и померај звезда од  $40^\circ$

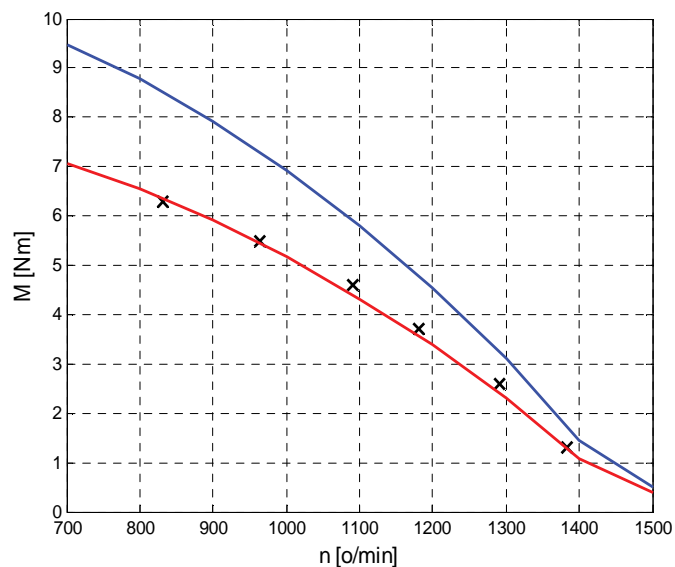
M [Nm]	n [o/min]	P <sub>m</sub> [W]	I <sub>sy1</sub> [A]	I <sub>sy2</sub> [A]	U <sub>DC</sub> [V]	I <sub>DC</sub> [A]	P <sub>Cu</sub> [W]	P <sub>Cur</sub> [W]	η <sub>ind</sub> [%]
1,3	1384	188,41	5,6	2,19	280	2,05	298,3	19,7	40,97
2,6	1292	351,8	5,52	2,45	280	2,45	300,9	50,5	45,74
3,7	1180	457,2	5,52	2,75	290	2,95	313,8	111,1	47,90
4,6	1090	525,0	5,4	3,05	296	3,34	317,3	177,8	47,81
5,5	964	555,2	5,52	3,3	300	3,76	341,2	273,7	43,64

Табела 5.21 - Резултати 2D FEM симулација директног оптерећења мотора при шестофазном напајању и померај звезда од  $40^\circ$

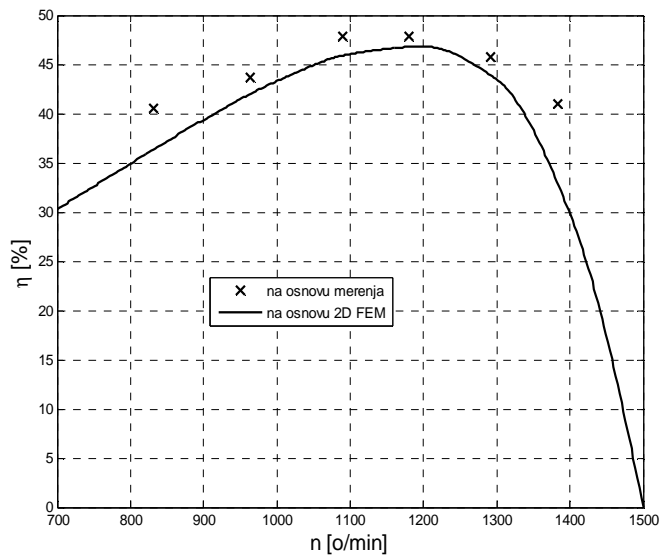
M [Nm]	n[o/min]	P <sub>m</sub> [W]	I <sub>sy1</sub> [A]	I <sub>sy2</sub> [A]	P <sub>Cu</sub> [W]	P <sub>Cur</sub> [W]	η <sub>ind</sub> [%]
0	1500	0	6,27	2,2	364,3	112,9	0
1,44	1400	211,1	6,06	2,57	357,5	119,2	29,83
3,11	1300	423,4	5,96	3,03	368,8	162,1	43,46
4,54	1200	570,5	5,96	3,54	396,4	231,7	46,82
5,79	1100	666,9	6,04	4,07	437,6	323,5	46,06
6,93	1000	725,7	6,2	4,61	492,4	437,6	43,3
7,93	900	747,4	6,42	5,14	557,9	572,4	39,38
8,78	800	735,6	6,68	5,64	630,6	720,4	34,92
9,48	700	694,9	6,96	6,1	706,6	872	30,29



На сл. 5.43 је дат упоредни приказ механичких карактеристика, а на сл. 5.44 степена искоришћења снаге мерених и симулационих вредности.



Сл. 5.43 - Механичке карактеристике добијене мерењем и 2D FEM симулацијама за случај шестофазног напајања и померај звезда од  $40^\circ$

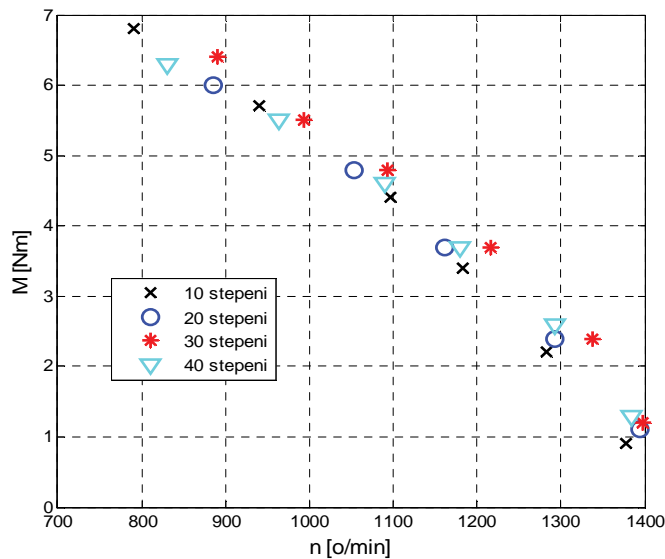


Сл. 5.44 - Степен искоришћења снаге мотора при шестофазном напајању за померај звезда од  $40^\circ$  добијен помоћу резултата мерења и симулација

### 5.7.3 Поређење перформанси при различитим напајањима

На сл. 5.45 је дат упоредни приказ механичких карактеристика мотора при шестофазном напајању, добијених мерењима за различите фазне ставове између

две звезде. Са дате слике се може закључити да се најбоља механичка карактеристика мотора остварује за иницијални фазни померај две звезде односно  $30^\circ$ . То значи да се у овој варијанти напајања при истом моменту има већа брзина односно мање клизање што резултује мањим губицима у гвожђу и бољим степеном искоришћења. Механичке карактеристике за случајеве фазних ставова од  $20^\circ$  и  $40^\circ$  су веома сличне док је најнеповољнија карактеристика при фазном ставу од  $10^\circ$ .

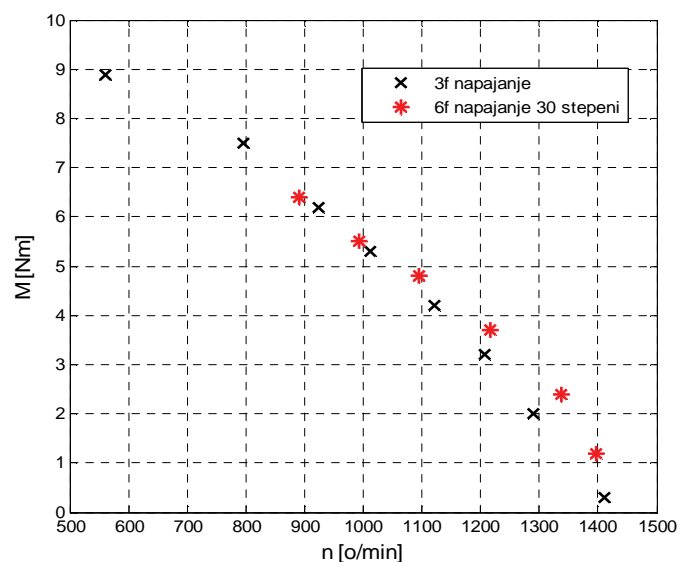


Сл. 5.45 – Механичке карактеристике за различите фазне ставове две звезде при шестофазном напајању мотора

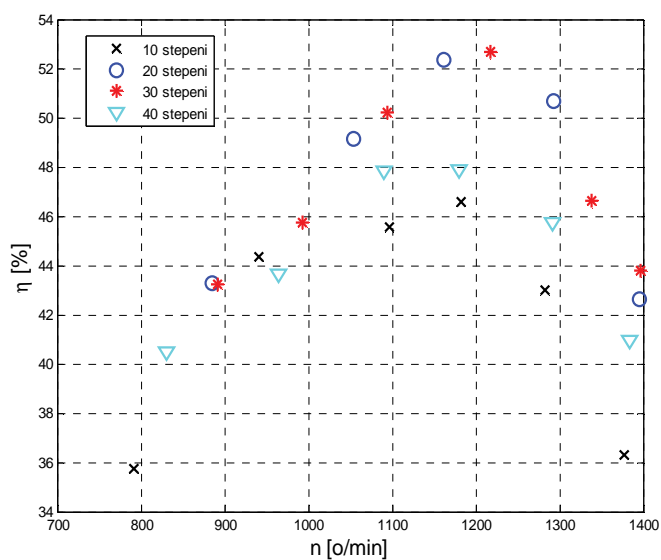
Сл. 5.46 приказује упоредо механичке карактеристике при трофазном напајању и шестофазном напајању у случају фазног помераја две звезде од  $30^\circ$ . Одавде се закључује да је варијанта шестофазног напајања боља од трофазног у опсегу већих брзина, док се у области мањих брзина, а већих момената, ове две карактеристике поклапају.

На сл. 5.47 су приказане вредности степена искоришћења снаге добијене на основу мерених вредности при шестофазном напајању мотора за различите помераје између две звезде. Ова слика потврђује чињеницу да је најбоља варијанта напајања при фазном ставу две звезде од  $30^\circ$  јер се тада има највећи степен искоришћења снаге мотора. Међутим, може се уочити да и варијанта напајања са фазним ставом од  $20^\circ$  има сличан степен искоришћења снаге. Сл. 5.48

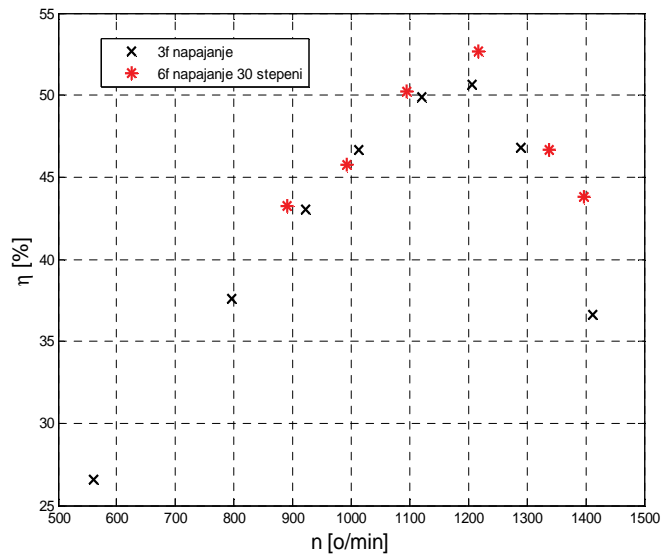
приказује степен искоришћења снаге при трофазном напајању и шестофазном за фазни померај две звезде од  $30^\circ$  одакле се закључује да је и по питању степена искоришћења снаге шестофазно напајање боље од трофазног.



Сл. 5.46 – Механичке карактеристике за трофазно и шестофазно напајање са фазним померајем две звезде од  $30^\circ$



Сл. 5.47 – Степен искоришћења снаге мотора за различите фазне ставове две звезде при шестофазном напајању



Сл. 5.48 – Степен искоришћења снаге мотора при трофазном и шестофазном напајању за фазни померај две звезде од  $30^\circ$

Сprovedеном анализом резултата мерења за шестофазно и трофазно напајање мотора потврђена је претпоставка да су карактеристике мотора боље у случају шестофазног напајања.

## 6 ЗАКЉУЧАК

Главни циљ овог рада је развој новог приступа пројектовању високобрзинских асинхроних машина са малом инерцијом ротора. Прегледом литературе установљено је да је принцип пројектовања високобрзинских асинхроних машина доста различит од пројектовања конвенционалних мрежно напајаних машина. Утврђено је такође да мотори који се данас углавном користе у високобрзинским апликацијама имају доста велику инерцију ротора. Даљим прегледом литературе пронађени су концепти ротора асинхроних машина који обезбеђују доста малу инерцију ротора али који су до сада коришћени само у апликацијама где се захтевају мање брзине обртања и моменти. Међу пронађеним решењима роторске структуре са малом инерцијом издвојен је тзв. чашасти ротор који је због своје једноставне конструкције погодан и за употребу у високобрзинским апликацијама. Анализом перформанси чашастиог АМ из доступне литературе утврђени су главни недостаци овог решења али и простор за његово побољшање модификацијом и унапређењем процедуре пројектовања која представља један од доприноса овог рада. Процедура пројектовања чашастиог АМ демонстрирана је на примеру мотора за KERS апликацију.

Прво је детаљно проучен утицај повишене учестаности напајања код високобрзинских машина на избор магнетског материјала и типа проводника у циљу смањења додатних губитака. Такође је установљено да при пројектовању намотаја треба водити рачуна да магнетска индукција обртног поља у зазору буде што приближнија синусном таласном облику да би се смањили површински губици у ротору који се јављају као последица индукованих струја у ротору на повишеним учестаностима хармока магнетног поља. При томе је описан принцип и критеријуми за избор одговарајућег намотаја.

У пројектовању статора машине коришћене су стандардне аналитичке формуле из релевантне литературе уз ограничења и одговарајуће коефицијенте који су прилагођени специфичностима високобрзинских машина. У ту сврху су послужили и пројектни подаци о високобрзинским моторима сличних електромагнетских карактеристика који су били доступни у литератури. Демонстриран је и начин за одређивање потребног броја навојака и пресека

проводника који задовољавају постављена улазна ограничења. Као резултат спроведене процедуре пројектовања добијена је комплетна геометрија статорског магнетског кола и трофазног намотаја. Такође, на основу познатих димензија одређени су и параметри заменске шеме који моделују намотај статора и губитке у статорском магнетском колу.

Посебна пажња је посвећена моделовању и оптимизацији чашастог ротора. У ту сврху је коришћен прилагођен аналитички модел ротора на основу кога су добијени параметри заменске шеме роторског струјног кола чиме је комплетирана заменска шема чашастог АМ. Коришћењем заменске шеме добијене су најважније карактеристике мотора, а затим је испитана њихова зависност од основних геометријских величина ротора, ваздушних зазора машине као и од материјала од кога је ротор израђен. Главни закључак ове анализе је да постоји оптимална геометрија ротора која резултује решењем са највећим степеном искоришћења снаге у дефинисаним радним условима. Међутим, кроз анализу је установљено да коришћени аналитички модел није довољно прецизан јер не узима у обзир површинске губитке у роторској чаши што је веома значајно на повишеним учестаностима напајања.

Због тога се приступило моделовању мотора и оптимизацији роторских геометријских параметара коришћењем FEM софтвера који узима у обзир наведени ефекат. У раду је детаљно описан поступак формирања 2D FEM модела мотора уз објашњење потребних подешавања. На основу разматрања коришћењем аналитичког модела постављена су улазна ограничења за процес оптимизације ротора и то: дебљине чаше, ширине спољашњег и унутрашњег ваздушног зазора. Као резултат спроведених симулација добијена је оптимална комбинација роторских геометријских параметара чиме су потврђена и претходна аналитичка разматрања. У циљу отклањања недостатака 2D FEM модела спроведено је и неколико 3D симулација. Анализом добијених резултата из 3D модела утврђено је да ефекат закривљења струјних линија који је занемарен у 2D анализи има значајан утицај на смањење момента и степена искоришћења снаге мотора. Међутим, 3D FEM резултати су показали да пронађено оптимално решење остаје оптимално и у случају урачунатог ефекта крајева. То омогућава да се спроведена процедура оптимизације спроводи у доста бржем 2D окружењу. Такође, показано

је да се продужењем чаше наведени ефекат крајева значајно умањује. На основу разлике у израчунатом моменту из 3D и 2D модела одређени су одговарајући корекциони фактори који се могу применити на резултате 2D симулација у циљу добијања тачних резултата односно карактеристика оптималног решења. Слични корекциони фактори су добијени и коришћењем аналитичког модела чиме је показано да изведени аналитички модел добро моделује појаву кружних струја у чаши.

Након овога је спроведена иста процедура оптимизације роторских параметара за три различита материјала чаше и то за: Cu3-Mg, Al 7075 T6, Br-Cu. Анализа је показала да се карактеристике оптималних решења за ова три материјала не разликују превише иако је први материјал због своје највеће проводности резултовао нешто бољим карактеристикама мотора са електромагнетског становишта.

Да би се утврдила реална применљивост и могућност физичке реализације предложеног концепта чашастиг АМ за велике брзине урађена је оквирна анализа термичких и механичких карактеристика роторске чаше за сва три наведена материјала. Анализа која је спроведена за све релевантне термичке и механичке параметре ротора дала је предност решењу са легуром алуминијума Al 7075 T6.

Верификација предложеног концепта пројектовања и оптимизације чашастиг АМ урађена је прототипу који је добијен модификацијом конвенционалног мрежно напајаног АМ. Још један од циљева рада је био да се покаже применљивост шестофазног напајања и да се утврде његове предности у односу на уобичајено трофазно. Прегледом литературе установљено је да употреба намотаја са бројем фаза већим од три има доста предност од којих су за погоне у електричним возилима најважнији повећана безбедност и густина снаге. У раду је спроведена процедура пројектовања шестофазног асиметричног намотаја који је затим уграђен у мотор уместо постојећег трофазног. Затим је спроведена процедура 2D FEM оптимизације роторске чаше чиме су добијени њени оптимални параметри. Модификацијом постојећег ротора и постављањем чаше на постојеће роторско магнетско коло добијена је структура која у електромагнетском смислу одговара структури чашастиг ротора. За потребе

шестофазног напајања прилагођен је постојећи комерцијални претварач тако што је претворен у шестофазни напонски извор променљивог напона и учестаности. Да би се на адекватан начин управљало претварачем, односно мотором, развијен је одговарајући управљачки програм у програмском језику C за DSP. У раду је такође предложено једноставно решење за компензацију мртвог времена IGBT прекидача које је и имплементирано у наведеном програму.

На мотору је прво извршено мерење у идеалном празном ходу при трофазном напајању. На основу резултата овог мерења одређена је карактеристика магнећења мотора и одговарајућа зависност губитака у гвожђу од ефективне вредности фазног напона. При томе је урађена и корелација са резултатима симулација које су тако подешене да опонашају спроведене експерименте на реалном мотору. Поређење је показало јако добру корелацију између мерених и симулираних вредности чиме је потврђена валидност 2D модела. Затим је урађен низ мерења под оптерећењем чиме су добијене карактеристике за различите варијанте напајања, трофазно и шестофазно са различитим фазним ставом између две звезде напона. Поређење механичких карактеристика добијених мерењима са онима које су добијене као резултат 2D симулација дошло се до закључка да постоји велико одступање у моменту што је последица наведеног занемарења ефекта крајева у 2D представи машине. Ово је потврдило закључке добијене поређењем 3D и 2D FEM резултата. Након тога је на 2D резултате примењен корекциони фактор добијен поређењем 2D и 3D резултата чиме се добија одлично поклапање са мереним вредностима. Такође, поређење степена искоришћења снаге добијеног на основу мерених и симулационих резултата показује добру корелацију.

Све наведено потврђује валидност предложеног приступа пројектовању и оптимизацији чашастиг АМ за велике брзине обртања што уједно представља и главни научни допринос ове дисертације који је верификован публикавањем два рада у међународним часописима са *СЦИ* листе:

**M. Terzić, D. Mihić, S. Vukosavić, Design of High-Speed, Low-Inertia Induction Machines With Drag-Cup Rotor, *IEEE Transactions on Energy Conversion,***



Vol.29, No. 1, pp. 169-176, March, 2014. (IF=4.114) (ISSN: 0885-8969) (DOI: 10.1109/TEC.2013.2289352).

**M. Terzić, D. Mihić, S. Vukosavić**, Stator Design and Air Gap Optimization of High Speed Drag-Cup Induction Motor using FEM, *Advances in Electrical and Computer Engineering*, Vol. 13, No. 3, pp. 93-100, Aug, 2013. (IF=0.642) (ISSN: 1582-7445) (DOI: 10.4316/AECE.2013.03015).

Даљи рад у овој области ће бити усмерен на одређивање још боље корелације 2D и 3D резултата како би се што прецизније утврдили одговарајући корекциони фактори који ће омогућити да се предложена процедура пројектовања сведе само на 2D FEM симулације без утицаја на тачност решења. Наредни корак би био да се на основу већег броја резултата 2D FEM симулација са одговарајућим корекцијама искористе за отклањање недостатака и побољшање аналитичког модела чашастиг АМ. Ово би омогућило да се постојећа процедура пројектовања прошири тако што ће се као критеријуми оптимизације усвојити и неки други јако битни параметри као што су термички и механички. Овим би се значајно убрзао процес пројектовања ове и сличних врста високобрзинских асинхроних мотора и отворио би се пут за примену нових оптимизационих критеријума као и савремених алгоритама за оптимизацију.

## РЕФЕРЕНЦЕ

- [1]. *Design of a Turbo-Expander Driven Generator for Energy Recovery in Automotive Systems*. **F. Mergioti, F. Crescimbin, L. Solero, A. Lidozzi**. Rome : Proceedings of the 19th International Conference on Electrical Machines, 2010. стр. 1-6.
- [2]. *High-Speed Generator and Multilevel Converter for Energy Recovery in Automotive Systems*. **F. Crescimbin, A. Lidozzi, L. Solero**. s.l. : IEEE Trans. Industrial Electronics, June 2012., IEEE Trans. Industrial Electronics, T. Vol. 59, стр. 2678–2688.
- [3]. *Development of F1 KERS motor*. **T. Kawamura, H. Atarashi, T. Miyoshi**. Shenzhen, China : s.n., Nov. 5-9, 2010. Proceedings of 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition.
- [4]. *A high speed induction machine with two speed transmission as drive for electric vehicles*. **B. Eberleh, T. Hartkopf**. Taormina, Italy : s.n., May 23-26, 2006. Proceedings of International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. стр. 249-254.
- [5]. **Gieras, J. F.** *Advancements in Electric Machines*. s.l. : Springer, 2008. стр. 81-113.
- [6]. **Emadi, Ali**. *Energy-Efficient Electric Motors*. Chicago : Marcel Dekker, Inc., New York, 2005.
- [7]. *Novel High-Speed Induction Motor for a Commercial Centrifugal Compressor*. **W. L. Soong, G. B. Kliman, R. N. Johnson, R. A. White, J. E. Miller**. May/June 2000., IEEE Trans. Industry Applications, T. vol. 36, стр. 706-713.
- [8]. *Design of high-speed induction motors and associate inverter for direct drive of centrifugal machines*. **K. V. Rodrigues, J. F. Pradurat, N. Barras, E. Thibaut**. Vilamoura, Algarve, Portugal : s.n., 2008. Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines. стр. 1-5.
- [9]. *Design Considerations of High-speed PM Generators for Micro Turbines*. **W. Fengxiang, Z. Wenpeng, Z. Ming, W. Baoguo**. Kunming, China : s.n., October 13-17, 2002. Proceedings of the International Conference on Power System Technology. стр. 158 – 162.
- [10]. **Emadi, Ali**. *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. Chicago : Taylor & Francis Group, 2005.
- [11]. *Studies of Regenerative Braking in Electric Vehicle*. **M.K Yoong, Y.H Gan, G.D Gan, C.K Leong, Z.Y Phuan, B.K Cheah, K.W Chew**. Kuala Lumpur, Malaysia : s.n., 2010. IEEE Conference on Sustainable Utilization and Development in Engineering and Technology.
- [12]. *Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Vehicles: State of the Art*. **Alireza Khaligh, Zhihao Li**. 6, July 2010, IEEE Transactions on Vehicular Technology, T. 59.
- [13]. **Pochiraju, Anirudh**. *Design Principles of Flywheel Regenerative Braking System For Formula SAE Type Racecar*. Kansas City : University Of Kansas, School Of Engineering, 2012.

- [14]. **Lähteenmäki, Jussi.** *Design and Voltage Supply of High-Speed Induction Machines.* Helsinki : Helsinki University of Technology, 2002.
- [15]. **Surutka, Jovan.** *Elektromagnetika.* Beograd : Gradjevinska knjiga, 1975.
- [16]. *Optimized Design of High-Speed Induction Motors in Respect of the Electrical Steel Grade.* **M. Centner, U. Schäfer.** s.l. : IEEE Trans. Industrial Electronics, January 2010., T. 57, стр. 288-295.
- [17]. **Hupponen, Jussi.** *High-Speed Solid Rotor Induction Machine-Electromagnetic Calculation and Design.* Lappeenranta : Lappeenranta University of Technology, 2004.
- [18]. **Murthy, K.M. Vishnu.** *Computer-Aided Design of Electrical Machines.* Hyderabad : BS Publications, 2008.
- [19]. **Kay Hameyer, Ronnie Belmans.** *Numerical Modelling and Design of Electrical machines and Devices.* Southampton, UK : WIT Press, 1999.
- [20]. *Thermal analysis of surface mounted permanent magnet brushless DC motors with different types of retaining sleeve.* **Zhang Minghui, Liu Weiguo.** Incheon : s.n., 10-13 Oct. 2010. 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS).
- [21]. *Improved Analytical Determination of Eddy Current Losses in Surface Mounted Permanent Magnets of Synchronous Machine.* **Martin, F., Zaim, M., Tounzi, A., Bernard, N.** 99, January 2014, IEEE Transactions on Magnetics, T. PP.
- [22]. *Design and evaluation of high-speed induction machine.* **M. Larsson, M. Johansson, L. Näslund, J. Hylander.** Madison, Wisconsin, USA : s.n., June 1-4, 2003. Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. стр. 77-82.
- [23]. *High-Speed High-Output Solid-Rotor Induction-Motor Technology for Gas Compression.* **J. Pyrhönen, J. K. Nerg, P. T. Kurronen, U. Lauber.** January 2010, IEEE Trans. Industrial Electronics, T. 57, стр. 272 - 280.
- [24]. *Axially Slitted, High-Speed Solid-Rotor Induction Motor Technology with Copper End-Rings.* **Y. Gessese, A. Binder.** November 15-18, 2009. Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems. стр. 1-6.
- [25]. *Induction and Permanent-Magnet Synchronous Machines for High-Speed Applications.* **A. Arkkio, T. Jokinen, E. Lantto.** Nanjing, China : s.n., September 27-29, 2005. Proceedings of the 8th International Conference on Electrical Machines and Systems. стр. 871–87.
- [26]. *Comparative Study on High speed Induction Machine with Different Rotor Structures.* **H. Zhou, F-X. Wang.** Seoul, Korea : s.n., October 8-11, 2007. Proceeding of the International Conference on Electrical Machines and Systems. стр. 1009-1012.
- [27]. *Recent Developments in High Performance Variable-Speed Multiphase Induction Motor Drives.* **Levi, Emil.** Belgrade, Serbia : s.n., October 18 – 20, 2006. Sixth International Symposium Nikola Tesla.

- [28]. *Design and Control of Multiphase Induction Motor*. **Archana Nanoty, A.R. Chudasama**. Niagara Falls, ON : s.n., 15-18 May, 2011. IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC). стр. 354-358.
- [29]. *A Six-Phase Series-Connected Two-Motor Drive With Decoupled Dynamic Control*. **Martin Jones, Slobodan N. Vukosavic, Emil Levi, Atif Iqbal**. 4, July/August 2005, IEEE Transactions on Industry Applications, T. 41.
- [30]. *Rotor flux oriented control of a symmetrical six-phase induction machine*. **S.N. Vukosavic, M. Jones, E. Levi, J. Varga**. 2005, Electric Power Systems Research, T. 75, стр. 142-152.
- [31]. *Indirect Rotor Flux Oriented Control of A Seven-Phase Induction Motor Drive*. **Iqbal, A., Moinuddin, S., Khan, M.R., Ashraf, I.** Mumbai : IEEE, 2006. IEEE International Conference on Industrial Technology. стр. 440 - 445 .
- [32]. *Multi-level space-vector PWM algorithm for seven-phase open-end winding drives* . **Bodo, N., Jones, M., Levi, E.** Gdansk : s.n., 27-30 June 2011 . IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). стр. 1881 - 1886 .
- [33]. *On-board Integrated Battery Chargers for Electric Vehicles Using Nine-Phase Machines*. **Ivan Subotic, Emil Levi, Martin Jones, Dušan Graovac**. Chicago, IL : s.n., 2013. IEEE International Electric Machines & Drives Conference. стр. 226 - 233.
- [34]. **Kuhlmann, J. H.** *Design of Electrical Apparatus*. New York : John Wiley & Sons, 1949. стр. 327-341.
- [35]. *Operating characteristics of 2-phase Servomotors*. **Koopman, R. J.** part I, 1949, Ibid., T. 68, стр. 319-329.
- [36]. *Calculation of Eddy Current Paths in Drag-Cup Induction Motor Rotors*. **Fillmore, R. L.** 3, January 1956, IEEE Trans. of the American Institute of Electrical Engineers, Power Apparatus and Systems, T. 75, стр. 922 – 926.
- [37]. *Low-Inertia Induction Motors*. **M. Apstein, L. M. Blum**. 3, 1957., IEEE Trans. of the American Institute of Electrical Engineers, Power Apparatus and Systems, T. 76, стр. 253 – 257.
- [38]. *Small Asynchronous Motors With Hollow Rotor (in Russian)*. **Stolov, L. I.** Moscow : s.n., 1960, Elektrichestvo, стр. 61-63.
- [39]. *Equivalent Drag Cup Resistance*. **B. L. Fuller, P. H. Trickey**. 1962, Power Apparatus and Systems, T. 81, стр. 285-291.
- [40]. *The Theory of Induction Machine with Conducting Sleeve Rotor* . **Guilford, E. C.** s.l. : AIEE, 1962, AIEE Transactions on Power Apparatus and Systems, T. 80, стр. 1129-33.
- [41]. *Equivalent Circuits with Transformer Elements for Eddy Current Rotor Induction Motors Derived from Field Equations I-Sleeve Rotor Motors*. **Koch, W.H.** 6, 1964, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, T. 83, стр. 567 - 575 .

- [42]. *Equivalent Circuits with Transformer Elements for Eddy Current Rotor Induction Motors Derived from Field Equations II- Drag Cup Rotor Motors*. **Koch, W.H.** 6, 1964, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, T. 83, стр. 576 - 583.
- [43]. *Analysis of control motors with drag-cup rotor transients*. **Demenko, A.** 1992, Compel. Int. J. Computation and Math. Elect. Electron. Eng., T. 11, стр. 89–92.
- [44]. *High-Speed Drag-Cup Induction Motors for Turbo-Molecular Pump Applications*. **O. Bottauscio, F. Casaro, M. Chiampi, S. Giors, C. Maccarrone, M. Zucca.** October 2006, IEEE Trans. on Magnetics, T. 42, стр. 3449-3451.
- [45]. **Dynamics, Compact.** *KERS energy recovery system-info*. Starnberg : Compact Dynamics.
- [46]. 2013 FORMULA ONE TECHNICAL REGULATIONS (PDF). *Federation Internationale de l'Automobile*. [На мрежи] 3 July 2013. <http://www.fia.com>.
- [47]. **Ion Boldea, Syed A. Nasar.** *The Induction Machine Design Handbook*. New York : CRC Press, Taylor & Francis Group, LLC, 2010.
- [48]. **Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen, Valeria Hrabovcova.** *Design of Rotating Electrical Machines*. [прев.] Hanna Niemela. United Kingdom : John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [49]. **О.Д. Гольдберг, И.С. Свириденко.** *Проектирование электрических машин*. Москва : Высшая школа, 2006.
- [50]. **Петровић, Владимир В.** *Упут у прорачун асинхроног мотора*. Београд : Научна Књига, 1974.
- [51]. *Surface iron losses with reference to laminated core*. **T. Spooner, I. F. Kinnard.** 1924, Transaction on A.I.E.E., T. XLIII, стр. 262-281.
- [52]. *Harmonic Loss Analysis and Air-Gap Optimization of High Speed Induction Motors*. **Katsumi Yamazaki, Akihiro Suzuki, Motomichi Ohto, Teruyuki Takakura, Satoshi Nakagawa.** Atlanta, GA : IEEE, 2010. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). стр. 3963 - 3970.
- [53]. *Harmonic Loss and Torque Analysis of High-Speed Induction Motors*. **Katsumi Yamazaki, Akihiro Suzuki, Motomichi Ohto, Teruyuki Takakura.** 3, s.l. : IEEE, 2012, IEEE Transactions on Industry Applications, T. 48, стр. 933 - 941.
- [54]. **Ion Boldea, Syed A. Nasar.** *The Induction Machine Handbook*. s.l. : CRC Press LLC, 2002.
- [55]. *Wire\_Gauge\_Chart* (PDF). *HSM Wire International*. [На мрежи] 2013. <http://www.litz-wire.com/>.
- [56]. **Beckley, Philip.** *Electrical Steels for Rotating Machines*. London : The Institution of Electrical Engineers, 2002.

- [57]. *Efficient Technique for 3-D Finite Element Analysis of Skin Effect in Current-Carrying Conductors*. **Kim Hong-Kyu, Jung Jin-Kyo, Park Kyong-Yop, Im Chang-Hwan, and Jung Hyun-Kyo**. 2, s.l. : IEEE, 2004, IEEE Transactions on Magnetics, T. 40.
- [58]. *Eddy-Current Effects in slot-bound Conductors*. **Hanselman D.C., Peake W.H.** 1995. IEE Proceedings on Electric Power Applications. T. 142.
- [59]. *Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components*. **J.A., Ferreira**. 1994. IEEE Transactions on Power Electronics. T. 9.
- [60]. *Minimizing Skin Effect in Random Wound High Speed Machine Stator*. **Henry M. Hämäläinen, Juha J. Pyrhönen, Jussi Puranen**. St.-Petersburg : IEEE, 2009. EUROCON '09.
- [61]. *Optimization of Stranded-Wire Windings And Comparison with Litz Wire on the Basis of Cost and Loss*. **Xu Tang, Charles R. Sullivan**. Aachen, Germany : IEEE , 2004. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.
- [62]. **Vukosavic, S. N.** *Electrical Machines*. s.l. : Springer, 2013.
- [63]. **Joao Pedro A. Bastos, Nelson Sadowski**. *Electromagnetic modeling by finite element methods*. s.l. : Taylor & Francis, 2003. стр. 435-448.
- [64]. *Estimation of Iron Losses in Induction Motors: Calculation Method, Results, and Analysis*. **Gmyrek, Z., Boglietti, A., Cavagnino, A.** 1, s.l. : IEEE, 2010, IEEE Transactions on Industrial Electronics, T. 57.
- [65]. *Factors Affecting Losses in Induction Motors with Non-Sinusoidal Supply*. **Boglietti, A., Cavagnino, A., Knight, A.M., Zhan, Y.** New Orleans, LA : IEEE, 2007. Industry Applications Conference.
- [66]. *Impact of PWM Schemes on Induction Motor Losses*. **Wu, Y., McMahan, R.A., Zhan, Y., Knight, A.M.** Tampa, FL : IEEE, 2006. IEEE Industry Applications Conference.
- [67]. *Polyphase Induction Motor with Solid Rotor*. **Angst, G.** s.l. : Ibid, стр. 902-910.
- [68]. **Bianchi, Nicola**. *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*. Boca Roton : CRC Press, Taylor & Francis, 2005.
- [69]. **Saari, J.** *Thermal Analysis of High-Speed Induction Machines*. s.l. : Acta Polytechnica Scandinavica, Ph.D. Dissertation, 1998.
- [70]. *Torque Resistance of a Flow Between Rotating Ci-Axial Cylindres Having Axial Flow*. **Yamada, Y.** 20, 1962, Bulletin of JCME, T. 5, стр. 634-642.
- [71]. *Air-Gap Convection in Rotating Electrical Machines*. **David A. Howey, Peter R. N. Childs and Andrew S. Holmes**. 3, s.l. : IEEE, March 2012, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, T. 59.
- [72]. **Kuosa, Maunu**. *Numerical and Experimental Modelling of Gas Flow and Heat Transfer in the Air Gap of an Electric Machine*. doctoral thesis, Lappeenranta : Lappeenranta University of Technology, 2002.



- [73]. **Lazarevic, Zoran.** *Optimalno iskoriscenje asinhronog motora zasnovano na analitickom i eksperimentalnom proucavanju termickih procesa.* doktorski rad, Beograd : Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnicki fakultet, 1993.
- [74]. **Saari, Juha.** *Thermal Analysis of High-Speed Induction Machines.* doctoral thesis, Espoo, Finland : Finnish Academy of Technology, 1998.
- [75]. *Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines.* **Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, David Staton, Martin Shanel, Markus Mueller, Carlos Mejuto.** 3, s.l.: IEEE, March 2009, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, T. 56.
- [76]. **ANIXTER.** *Technical Information Handbook (Wire and Cable).* s.l. : Anixter, 2013. 978-0-615-24926-1.
- [77]. *Multiphase electric machines for variable-speed applications.* **Levi, E.** s.l. : IEEE, May 2008, IEEE Transactions on Industrial Electronics, T. 55, стр. 1893-1909.
- [78]. *Model based predictive current control of an asynchronous six-phase motor drive.* **R. Gregor, F. Barrero, M. J. Duran, M. R. Arahal, S. Toral.** s.l. : availble from Internet: <http://www.icrepq.com/icrepq-08/230-gregor.pdf>.
- [79]. *Modeling and Analysis od Six-Phase Induction Machine Under Fault Condition.* **Miranda R. S., Jacobina C. B., Lima A. M. N.** 2009. Power Electronics Conference (COBEP'09). стр. 824-830.
- [80]. *Bifuration Analysis of Five-Phase Induction Motor Drives With Third Harmonic Injection.* **Duran M. J., Salas F., Arahal M. R.** 5, s.l. : IEEE, 2008, IEEE Transactions on Industrial Electronics, T. 55, стр. 2006-2014.
- [81]. *Optimal phase number of induction motor with the integrated frequency converter.* **Bugenis S. J., Vanagas J., Gečys S.** 88, s.l. : Kaunas: Technologija, 2008, Electronics and Electrical Engineering., T. 8, стр. 67-70.
- [82]. *Determination of the Spectral Properties and Harmonic Levels for Driver under the Different Load Conditions.* **Taskin S., Gokozan H.** 108, s.l. : Kaunas: Technologija, 2011, Electronics and Electrical Engineering, T. 2, стр. 75-80.
- [83]. *High Phase Order Induction Motors- Part I-Description and Theoretical Considerations.* **E.A.Klingshirn.** 1, s.l. : IEEE, January 1983, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, T. 102.
- [84]. **Срдић, Срђан.** *Анализа управљачких кола сервопојачавача DBM03.* s.l. : дипломски рад, Електротехнички факултет у Београду, 2004.
- [85]. *Elimination of dead time effects in three phase inverter.* **Victor M. Cardenas, G. Sergio Horta, M. Rodolfo Echavaria.** Mexico : s.n., 1996. Proceeding of the IEEE-CIEP 96. стр. 258-262.

- [86]. *Phase voltage estimation of PWM VSI and its application to vector-controlled induction machine parameter estimation* . **Xing Yu., W. D. Matthew, W. W. Barry.** 5, 2001, IEEE Transactions on Industry Applications, T. 41.
- [87]. *An accurate approach of nonlinearity compensation for VSI inverter output voltage.* **Hengbing Zhao, Q.M. Jonathan W., Atsuo Kawamura.** 4, s.l. : IEEE, 2004, IEEE transactions on power electronics, T. 19.
- [88]. *A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages.* **Jong-Woo Choi., Seung-Ki Sul.** 5, s.l. : IEEE, 1996, IEEE transactions on industry applications, T. 31.
- [89]. *Compensation Method Eliminating Voltage Distortions in PWM Inverter.* **H. Sediki, and S. Djennoune.** 6, s.l. : WASET, 2009, WASET, T. 3.
- [90]. *Optimized Design of High-Speed Induction Motors in Respect of the Electrical Steel Grade.* **Matthias Centner, Uwe Schäfer.** 1, January 2010, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, T. 57.



## ПРИЛОГ - Изворни код С програма за DSP TMS320 F28335 за потребе $U/f$ регулације шестофазног АМ

Изворни код управљачког С програма за DSP TMS320 F28335 за потребе шестофазног напајања мотора:

```
#include "DSP2833x_Device.h"
#include "IQmathLib.h"
#include "math.h"
#pragma DATA_SECTION(sine_table, "IQmathTables");

//definisanije konstanti
#define PI (float) 3.14159
#define THETA_CONST (float) 2*PI/10000
#define FAZA (float) 2*PI/3
#define DTOR (float) PI/180
#define KOR (float) 0.098 //proracun iz rada
#define Vmf (float) 127 // maksimalni fazni rms

// prototipi eksternih funkcija
extern void InitSysCtrl(void);
extern void InitPieCtrl(void);
extern void InitPieVectTable(void);

// Prototipi funkcija u okviru samog programa
void Gpio_select(void);
void Setup_ePWM1(void);
interrupt void ePWM1A_compare_isr(void);

// Definisanije promenljivih
float Theta_StatorF = 0;
float Temp=0;
float Amp=0;
float Sinus1=0;
float Sinus2=0;
float Sinus3=0;
float Sinus4=0;
float Sinus5=0;
float Sinus6=0;
int Probn1=0;
int Probn2=0;
int Probn3=0;
int Probn4=0;
int Probn5=0;
int Probn6=0;

float freq=20;
float As=0.2;
float flux=1;

float INCR=0;
float FI = 0;
```

```

float RASK = 40; //inicijalni raskorak izmedju 2 zvezde je
30degrees(RASK=30), RASK se menja od 0 do +60 sto znaci da raskorak
ide od 0 do 60deg
float SinD1=0;
float SinD2=0;
float SinD3=0;
float SinD4=0;
float SinD5=0;
float SinD6=0;
float kor1=0;
float kor2=0;
float kor3=0;
float kor4=0;
float kor5=0;
float kor6=0;

//#####
//                                kod glavnog programa
//#####

void main(void)
{
    InitSysCtrl();    // Basic Core Init from DSP2833x_SysCtrl.c

    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDCR= 0x00AF;           // Re-enable the watchdog
    EDIS;                               // 0x00AF to NOT disable the
Watchdog, Prescaler = 64

    DINT;                                // Disable all interrupts

    Gpio_select();                       // inicijalizacija pinova

    Setup_ePWM1();                       // inicijalizacija ePWM1A

    InitPieCtrl();                       // basic setup of PIE table; from
// DSP2833x_PieCtrl.c

    InitPieVectTable();                 // default ISR's in PIE

    EALLOW;
    PieVectTable.EPWM1_INT = &ePWM1A_compare_isr;
    EDIS;

    // Enable EPWM1A INT in the PIE: Group 3 interrupt 1
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;

    IER |=4;                            // omoguci interapt INT3 za ePWM1

    EINT;
    ERTM;

    while(1)
    {
        EALLOW;
        SysCtrlRegs.WDKEY = 0x55;       // service WD #1
        EDIS;
    }
}

```

```

}

void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0;          // GPIO15 ... GPIO0 =
                                           // General Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1;   // ePWM1A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1;   // ePWM2A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1;   // ePWM3A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO6 = 1;   // ePWM4A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO8 = 1;   // ePWM5A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO10 = 1;  // ePWM6A active

    EDIS;
}

void Setup_ePWM1(void)
{
    //Podesavanje PWM1
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;        // CLKDIV = 1
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;    // HSPCLKDIV = 1
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;      // up - down mode
    EPwm1Regs.AQCTLA.all = 0x0090;        // set ePWM1A on CMPA up
                                           // clear ePWM1A on CMPA down
    EPwm1Regs.TBPRD = 7500;                // timer period for 10 KHz
                                           // TBPRD = 1/2 ( 150 MHz/10kHz)
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm1Regs.TBPRD / 2; // 50% duty
                                           // cycle first

    //Podesavanje PWM2
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;        // CLKDIV = 1
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;    // HSPCLKDIV = 1
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;      // up - down mode
    EPwm2Regs.AQCTLA.all = 0x0090;        // set ePWM2A on CMPA up
                                           // clear ePWM2A on CMPA down
    EPwm2Regs.TBPRD = 7500;                // timer period for 10 KHz
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm2Regs.TBPRD / 2; // 50% duty
                                           // cycle first

    //Podesavanje PWM3
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;        // CLKDIV = 1
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;    // HSPCLKDIV = 1
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;      // up - down mode
    EPwm3Regs.AQCTLA.all = 0x0090;        // set ePWM3A on CMPA up
                                           // clear ePWM3A on CMPA down
    EPwm3Regs.TBPRD = 7500;                // timer period for 10 KHz
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm3Regs.TBPRD / 2; // 50% duty
                                           // cycle first

    //Podesavanje PWM4
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;        // CLKDIV = 1
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;    // HSPCLKDIV = 1
    EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;      // up - down mode

```

```

EPwm4Regs.AQCTLA.all = 0x0090;          // set ePWM3A on CMPA up
                                          // clear ePWM3A on CMPA down
EPwm4Regs.TBPRD = 7500;                 // timer period for 10 KHz
EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm4Regs.TBPRD / 2; // 50% duty
                                          // cycle first

//Podesavanje PWM5
EPwm5Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;         // CLKDIV = 1
EPwm5Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;     // HSPCLKDIV = 1
EPwm5Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;       // up - down mode
EPwm5Regs.AQCTLA.all = 0x0090;         // set ePWM3A on CMPA up
                                          // clear ePWM3A on CMPA down
EPwm5Regs.TBPRD = 7500;                 // timer period for 10 KHz
EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm5Regs.TBPRD / 2; // 50% duty
                                          // cycle first

//Podesavanje PWM6
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;         // CLKDIV = 1
EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;     // HSPCLKDIV = 1
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;       // up - down mode
EPwm6Regs.AQCTLA.all = 0x0090;         // set ePWM3A on CMPA up
                                          // clear ePWM3A on CMPA down
EPwm6Regs.TBPRD = 7500;                 // timer period for 10 KHz
EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm6Regs.TBPRD / 2; // 50% duty
                                          // cycle first

EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 1;       // generate a syncout if
                                          // CTR = 0

EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;          // enable phase shift for
                                          // ePWM2
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;       // syncin = syncout
EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;        // 1/3 phase shift

EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;          // enable phase shift for
                                          // ePWM3
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;       // syncin = syncout
EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;        // 2/3 phase shift

EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;          // enable phase shift for
                                          // ePWM4
EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;       // syncin = syncout
EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;        // 2/3 phase shift

EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;          // enable phase shift for
                                          // ePWM5
EPwm5Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;       // syncin = syncout
EPwm5Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;        // 2/3 phase shift

EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;          // enable phase shift for
                                          // ePWM6

```

```

EPwm6Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;      // 2/3 phase shift
EPwm1Regs.ETSEL.all = 0;

EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;      // interrupt enable for
// ePWM1

EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = 5;     // interrupt on CMPA down
// match

EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = 1;     // interrupt on first event
}

interrupt void ePWM1A_compare_isr(void)

//*****Interapt rutina*****

// ISR se pokrece svakih 66.7 us (PWM-frekvencija = 10 KHz)
// I triggerovana je od strane ePWM1 compare event-a
// vreme izvršavanja ISR je 630 ns

{

    // Service watchdog every interrupt
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDKEY = 0xAA;        // Service watchdog #2
    EDIS;

    // proračun ugla theta

    INCR = THETA_CONST*freq;          //inkrement ugla
    Theta_StatorF = Theta_StatorF + INCR; //ugao
    if (Theta_StatorF >= 2*PI) Theta_StatorF=0;//reset kad
//dodje do 2pi

    // Proračun sinusa ugla za svaku fazu

    Sinus1 = (float) sin((float) Theta_StatorF);
    Sinus2 = (float) sin((float) (Theta_StatorF-FAZA));
    Sinus3 = (float) sin((float) (Theta_StatorF-2*FAZA));

    Sinus4 = (float) sin((float) (Theta_StatorF+RASK*DTOR));
    Sinus5 = (float) sin((float) (Theta_StatorF-FAZA+RASK*DTOR));
    Sinus6 = (float) sin((float) (Theta_StatorF-2*FAZA+RASK*DTOR));

    // Proračun sinusa za procenu struje za komepenzaciju mrtvog
    // vremena

    SinD1 = (float) sin((float) (Theta_StatorF-FI*DTOR));
    SinD2 = (float) sin((float) (Theta_StatorF-FAZA-FI*DTOR));
    SinD3 = (float) sin((float) (Theta_StatorF-2*FAZA-FI*DTOR));

    SinD4 = (float) sin((float) (Theta_StatorF-(FI+RASK)*DTOR));
    SinD5 = (float) sin((float) (Theta_StatorF-FAZA-
(FI+RASK)*DTOR));
    SinD6 = (float) sin((float) (Theta_StatorF-2*FAZA-
(FI+RASK)*DTOR));
}

```

```

//f-ja sign za pretpostavljene f-je struje

if (SinD1>0) kor1=KOR;
else kor1=-KOR;

if (SinD2>0) kor2=KOR;
else kor2=-KOR;

if (SinD3>0) kor3=KOR;
else kor3 = -KOR;

if (SinD4>0) kor4=KOR;
else kor4 = -KOR;

if (SinD5>0) kor5=KOR;
else kor5 = -KOR;

if (SinD6>0) kor6=KOR;
else kor6 = -KOR;

//proracun referenci

Amp = (float) (As)*(EPwm1Regs.TBPRD>>1); // relativna amplituda
// relativna amplituda sa korekcijom
Temp = (float) (Amp*Sinus1 + kor1*(EPwm1Regs.TBPRD>>1));
Probni1 = (int)((EPwm1Regs.TBPRD>>1) + Temp); //nova vrednost
                                                za compare
                                                registar ePWM1

Temp = (float) (Amp*Sinus2+ kor2*(EPwm1Regs.TBPRD>>1));
Probni2 = (int)((EPwm1Regs.TBPRD>>1) + Temp);

Temp = (float) (Amp*Sinus3+ kor3*(EPwm1Regs.TBPRD>>1));
Probni3 = (int)((EPwm1Regs.TBPRD>>1) + Temp);

Temp = (float) (Amp*Sinus4+ kor4*(EPwm1Regs.TBPRD>>1));
Probni4 = (int)((EPwm1Regs.TBPRD>>1) + Temp);

Temp = (float) (Amp*Sinus5+ kor5*(EPwm1Regs.TBPRD>>1));
Probni5 = (int)((EPwm1Regs.TBPRD>>1) + Temp);

Temp = (float) (Amp*Sinus6+ kor6*(EPwm1Regs.TBPRD>>1));
Probni6 = (int)((EPwm1Regs.TBPRD>>1) + Temp);

// Promena period registra za sve ePWM

EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = Probni1;
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = Probni2;
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = Probni3;
EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = Probni4;
EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = Probni5;
EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = Probni6;

EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1; // Clear ePWM1 Interrupt flag

```

```
// Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = 4;
}
//=====
// Kraj izvornog koda
//=====
```

## БИОГРАФИЈА АУТОРА

Младен Терзић је рођен 30.11.1984. године у Ужицу, где је завршио основну школу и гимназију. Електротехнички факултет у Београду уписао је 2003. године. У току треће године студија добио је награду за најбољег студента на Енергетском одсеку. Дипломирао је 2007. године на смеру Енергетски претварачи и погони са просечном оценом 9,2, одбраном дипломског рада на тему „Дијагностика кварова трансформатора испитивањем изолационог уља“. Мастер студије на Електротехничком факултету у Београду, смер Енергетски претварачи и погони, уписао је 2007. године, положио све испите са просечном оценом 10, и 2009. године одбранио мастер тезу под насловом „Процена остарелости изолације трансформатора према историјату оптерећивања и испитивањима према стању“. Исте године уписује докторске студије на Електротехничком факултету у Београду. Успешно је положио све испите предвиђене наставним планом и програмом докторских студија са просечном оценом 10 и током 2010. године започео рад на изради докторске тезе. Септембра 2012. године прихваћена му је тема докторске дисертације под насловом „Пројектовање асинхроних машина са малом инерцијом и великом брзином обртања“.

Од 2007. године био је ангажован на Електротехничком факултету у Београду, најпре као сарадник у настави. По упису докторских студија 2009. године стекао је услов за избор у звање асистента, у коме се и тренутно налази. Учествоје у извођењу рачунских и лабораторијских вежби из бројних стручних предмета из области електричних машина.

У досадашњем раду учествовао је у реализацији бројних домаћих и међународних научноистраживачких и стручних пројеката. Аутор је два рада у међународним часописима са импакт фактором, два рада у домаћим часописима, четири рада на међународним и пет радова на домаћим конференцијама. Области интересовања кандидата су анализа и пројектовање електричних машина, трансформатора и пригушница.



Прилог 1.

## Изјава о ауторству

Потписани Младен Терзић

број индекса 5021/2009

### Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Пројектовање асинхроних машина са малом инерцијом и великом брзином

обртања

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

Потпис докторанда

У Београду, 09.04.2015.



Прилог 2.

## Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора Младен Терзић

Број индекса 5021/2009

Студијски програм Електротехника

Наслов рада Пројектовање асинхроних машина са малом инерцијом и великом брзином обртања

Ментор проф. др. Слободан Вукосавић

Потписани Младен Терзић

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла 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, 09.04.2015.



Прилог 3.

## Изјава о коришћењу

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

Пројектовање асинхроних машина са малом инерцијом и великом брзином  
обртања

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

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

Потпис докторанда

У Београду, 9.04.2015.

