УНИВЕРЗИТЕТ У ПРИШТИНИ СА ПРИВРЕМЕНИМ
СЕДИШТЕМ У КОСОВСКОЈ МИТРОВИЦИ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА

Јован С. Вукашиновић

КОМБИНОВАНИ АПРОКСИМАТИВНО-МЕТАХЕУРИСТИЧКИ ОПТИМИЗАЦИОНИ ПРИСТУП ЗА ОДРЕЂИВАЊЕ ПАРАМЕТАРА ЕКВИВАЛЕНТНЕ ШЕМЕ КАВЕЗНИХ АСИНХРОНИХ МОТОРА СА УВАЖАВАЊЕМ ПРЕЛАЗНИХ ПРОЦЕСА НА РОТОРУ

Докторска дисертација

Косовска Митровица, 2026.

UNIVERSITY OF PRIŠTINA TEMPORARY SETTLED IN KOSOVSKA MITROVICA
FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES

Jovan S. Vukašinović

A COMBINED APPROXIMATION-METAHEURISTIC OPTIMIZATION APPROACH FOR DETERMINING THE EQUIVALENT CIRCUIT PARAMETERS OF SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTORS WITH CONSIDERATION OF ROTOR TRANSIENT PHENOMENA

Doctoral Dissertation

Kosovska Mitrovica, 2026.

КОМБИНОВАНИ АПРОКСИМАТИВНО-МЕТАХЕУРИСТИЧКИ ОПТИМИЗАЦИОНИ ПРИСТУП ЗА ОДРЕЂИВАЊЕ ПАРАМЕТАРА ЕКВИВАЛЕНТНЕ ШЕМЕ КАВЕЗНИХ АСИНХРОНИХ МОТОРА СА УВАЖАВАЊЕМ ПРЕЛАЗНИХ ПРОЦЕСА НА РОТОРУ

Сажетак

Докторска дисертација истражује проблем одређивања (у даљем тексту: идентификације) параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора, уз анализу постојећих математичких модела и њихових ограничења. Полазећи од ограничене прецизности класичних једнокавезних и двокавезних модела у поступку идентификације електричних параметара и механичке карактеристике асинхроног мотора, предложен је комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ који уважава прелазне процесе на ротору. Методологија се заснива на двостепеној примени алгоритма оптимизације ројем честица, као и на апроксимацији промене роторских параметара у функцији брзине, ради формирања статичке механичке карактеристике мотора, уз уважавање површинског ефекта.

У првом степену оптимизације идентификују се параметри еквивалентне шеме мотора за називни режим рада, минимизирањем одступања између добијених величина и каталошких података који одговарају том режиму. У другом степену оптимизације врши се идентификација роторских параметара при поласку мотора, на основу каталошких података карактеристичних за тај режим. Разматране су две врсте апроксимација промене роторских параметара у функцији брзине:

линеарна апроксимација и апроксимација заснована на квадратном корену брзине. Ове апроксимације не користе се директно у поступку оптимизације, већ за формирање статичких механичких карактеристика мотора. Додатно су анализирана два случаја: први, у којем се претпоставља једнакост полазне расипне реактансе ротора и расипне реактансе статора, и други, у којем се ове величине посматрају као међусобно различите. Испитан је утицај ових претпоставки на тачност идентификације параметара еквивалентне шеме и на добијање механичке карактеристике мотора. Предложени приступ је примењен на 48 кавезних асинхроних мотора различитих називних снага и броја полова, а добијени резултати упоређени су са каталошким подацима и референтним механичким карактеристикама које наводи произвођач. Поред тога, резултати предложеног приступа упоређени су са резултатима добијеним применом алгоритма оптимизације ројем честица у комбинацији са једнокавезним и двокавезним моделима из релевантне литературе.

Приступ је додатно експериментално верификован на асинхроном мотору називне снаге 2.2 kW, при чему су резултати поређени са подацима добијеним применом AMA теста на фреквентном претварачу.

Показано је да предложени приступ обезбеђује боље слагање идентификованих параметара еквивалентне шеме и добијених механичких карактеристика мотора са каталошким и експерименталним подацима у односу на класичне моделе. Додатно је утврђено да тачност добијања механичке карактеристике мотора значајно зависи од избора апроксимације промене роторских параметара са променом брзине и

претпоставки о односу полазне расипне реактансе ротора и расипне реактансе статора.

У дисертацији је спроведена и анализа осетљивости механичке карактеристике мотора на појединачне промене електричних параметара. Овим је омогућена идентификација параметара са највећим утицајем на облик механичке карактеристике, при чему је показано да значајан утицај имају полазни роторски параметри, као и расипне реактансе статора и ротора.

Кључне речи: апроксимација роторских параметара, анализа осетљивости, двостепена оптимизација, идентификација параметара еквивалентне шеме, механичка карактеристика, полазна расипна реактанса ротора, кавезни асинхрони мотори.

Научна област: Електротехничко и рачунарско инжењерство

Ужа научна област: Електроенергетика

УДК број: 621.313.333:519.254(043.3)

A COMBINED APPROXIMATE-METAHEURISTIC OPTIMIZATION APPROACH FOR DETERMINING THE EQUIVALENT CIRCUIT PARAMETERS OF SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTORS WITH CONSIDERATION OF ROTOR TRANSIENT PHENOMENA

Abstract

The doctoral dissertation investigates the problem of parameter determination (hereinafter referred to as parameter identification) of the equivalent circuit of squirrel cage induction motors, including an analysis of existing mathematical models and their limitations. Starting from the limited accuracy of classical single cage and double cage models in the identification of electrical parameters and the torque-speed characteristic of induction motors, a combined approximate-metaheuristic optimization approach is proposed, which takes into account transient processes in the rotor. The methodology is based on a two stage application of the Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm, as well as on the approximation of rotor parameter variation as a function of speed, for the purpose of forming the motor's static torque-speed characteristic while considering the skin effect.

In the first stage of optimization, the parameters of the motor equivalent circuit are identified for the rated operating condition by minimizing the deviation between the obtained quantities and the manufacturer's catalog data corresponding to that operating regime. In the second stage, the rotor parameters at motor startup are identified based on catalog data characteristic of that regime. Two types of approximations of rotor parameter variation as a function of speed are considered: a linear approximation and an approximation

based on the square root of speed. These approximations are not used directly in the optimization process, but rather for forming the static torque-speed characteristics of the motor. Additionally, two cases are analyzed: the first assumes equality between the starting rotor leakage reactance and the stator leakage reactance, while the second treats these quantities as distinct. The influence of these assumptions on the accuracy of equivalent circuit parameter identification and on the obtained torque-speed characteristics is examined. The proposed approach is applied to a set of 48 squirrel cage induction motors of different rated powers and pole numbers, and the obtained results are compared with catalog data and reference torque-speed characteristics provided by the manufacturer.

Furthermore, the results of the proposed approach are compared with those obtained using the Particle Swarm Optimization algorithm in combination with single cage and double cage models reported in the relevant literature. The proposed approach is further experimentally validated on an induction motor with a rated power of 2.2 kW, where the results are compared with data obtained from the Automatic Motor Adaptation (AMA) test performed using a frequency converter.

It is shown that the proposed approach provides better agreement between the identified equivalent circuit parameters and the motor torque-speed characteristics with catalog and experimental data, compared to classical models. Additionally, it is established that the accuracy of the obtained torque-speed characteristic significantly depends on the selected approximation of rotor parameter variation with speed, as well as on the assumptions regarding the relationship between the starting rotor leakage reactance and the stator leakage reactance.

The dissertation also includes a sensitivity analysis of the motor's torque-speed characteristic with respect to individual variations of electrical parameters. This enabled the identification of parameters with the greatest influence on the shape of the torque-speed characteristic, showing that starting rotor parameters, as well as stator and rotor leakage reactances, have a significant impact.

Keywords: equivalent circuit parameter identification, rotor parameter approximation, sensitivity analysis, squirrel cage induction motors, starting rotor leakage reactance, torque-speed characteristic, two stage optimization.

Scientific field: Electrical and computer engineering

Specific scientific field: Electrical power engineering

UDC number: 621.313.333:519.254(043.3)

Идентификациона страница докторске дисертације

I Аутор	
Име и презиме:	Јован С. Вукашиновић
Датум и место рођења:	08.09.1993. године, Краљево
Садашње запослење:	Асистент на Катедри за електроенергетику Факултета техничких наука Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици

II Докторска дисертација	
Наслов:	Комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ за одређивање параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора са уважавањем прелазних процеса на ротору
Број страница:	234
Број слика:	62
Установа и место где је рад израђен:	Универзитет у Приштини, Факултет техничких наука у Косовској Митровици
Научна област (УДК):	621.313.333:519.254(043.3)
Ментор:	др Небојша Арсић, ред. проф. Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици

III Оцена и одбрана	
Датум пријаве теме:	02.10.2023
Број одлуке и датум прихватања докторске дисертације:	24-134/3-3 27.02.2024
Комисија за оцену подобности теме и кандидата:	1. др Небојша Арсић, ред. проф. Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици, председник 2. др Небојша Митровић, ред. проф. Универзитета у Нишу, члан 3. др Саша Штаткић, ванр. проф. Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици, члан
Комисија за оцену и одбрану докторске дисертације:	1. председник 2. члан 3. члан 4. члан 5. члан
Датум одбране:	

САДРЖАЈ

1. УВОД 1

1.1. Предмет и циљ истраживања 1

1.2. Полазне хипотезе 2

1.3. Научне методе истраживања 3

1.4. Очекивани резултати и научни допринос 5

1.5. План истраживања и структура дисертације 6

2. ПРЕГЛЕД ЛИТЕРАТУРЕ 10

2.1. Идентификација параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора 10

2.1.1. Аналитичке методе 12

2.1.2. Нумеричке методе 15

2.2. Анализа осетљивости параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора 31

2.3. Преглед докторских дисертација 35

3. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛИ КАВЕЗНОГ АСИНХРОНОГ МОТОРА 41

3.1. Једнокавезни математички модел 41

3.1.1. Предности и ограничења једнокавезног математичког модела 44

3.2. Двокавезни математички модел 44

3.2.1. Предности и ограничења двокавезног математичког модела 46

3.3. Једнокавезни математички модел са уважавањем утицаја површинског ефекта 47

3.3.1. Утицај површинског ефекта 49

3.3.2. Промена параметара ротора у функцији брзине 51

3.3.3. Анализа израза за полазну струју мотора 53

4. МЕТОДОЛОГИЈЕ ПРОРАЧУНА ПАРАМЕТАРА ЕКВИВАЛЕНТНЕ ШЕМЕ АСИНХРОНОГ МОТОРА ПРЕМА IEEE 112 СТАНДАРДУ 57

4.1. Испитивање у огледу празног хода 57

4.2. Импедансна испитивања 58

4.3. Прорачун параметара еквивалентне шеме - Метода 1 59

4.3.1. Испитивање са укоченим ротором 59
4.3.2. Математички прорачун 61
4.4. Прорачун параметара еквивалентне шеме - Метода 2 64
4.5. Прорачун параметара еквивалентне шеме - Метода 3 64
4.5.1. Импедансно испитивање при сниженом напону напајања и брзини, односно клизању које одговара жељеној сниженој фреквенцији 64
4.5.2. Математички прорачун 65
4.6. Прорачун параметара еквивалентне шеме - Метода 4 68
4.6.1. Математички прорачун 69
5. ПОСТУПАК ИДЕНТИФИКАЦИЈЕ ПАРАМЕТАРА ЕКВИВАЛЕНТНЕ ШЕМЕ КАВЕЗНИХ АСИНХРОНИХ МОТОРА 70
5.1. Математичка формулација проблема 70
5.1.1. Функција циља 71
5.1.2. Ограничења 71
5.2. Комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ са уважавањем прелазних процеса на ротору 72
5.2.1. Прва функција циља 74
5.2.2. Друга функција циља 75
5.2.3. Ограничења у оквиру првог степена оптимизације 78
5.2.4. Ограничења у оквиру другог степена оптимизације 78
5.3. Поступак заснован на једнокавезном математичком моделу мотора 80
5.3.1. Функција циља 80
5.3.2. Ограничења 83
5.4. Поступак заснован на двокавезном математичком моделу мотора 83
5.4.1. Функција циља 83
5.4.2. Ограничења 87
6. КЛАСИФИКАЦИЈА КАВЕЗНИХ АСИНХРОНИХ МОТОРА ПРЕМА NEMA MG-1-2009 СТАНДАРДУ 89
6.1. Каталошки подаци и референтне механичке карактеристике мотора 92
7. РЕЗУЛТАТИ И ДИСКУСИЈА 99

7.1. Резултати добијени применом комбинованог апроксимативно-метахеуристичког оптимизационог приступа 99

7.2. Утицај претпоставки о односу устаљене вредности расипне реактансе статора и полазне расипне реактансе ротора на тачност идентификације електричних параметара 110

7.3. Поређење резултата предложеног приступа са резултатима приступа заснованих на једнокавезном и двокавезном математичком моделу 121

8. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА РЕЗУЛТАТА 144

9. АНАЛИЗА ОСЕТЉИВОСТИ 151

9.1. Резултати анализе осетљивости механичке карактеристике мотора на варијацију електричних параметара мотора 152

9.1.1. Осетљивост називног, полазног и превалног момента мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме кавезног асинхроног мотора 154

9.1.2. Осетљивост механичке карактеристике мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора 159

10. ЗАКЉУЧАК 166

ЛИТЕРАТУРА 172

ПРИЛОГ А: ОПТИМИЗАЦИЈА РОЈЕМ ЧЕСТИЦА (PSO) 185

Основе метахеуристике 185

Основни појмови оптимизације 185

Основни концепт PSO алгоритма 186

Принцип рада PSO алгоритма 187

Иницијализација PSO алгоритма 189

Иницијализација положаја честица 189

Иницијализација брзина честица 190

Избор коефицијената c_1 и c_2 194

Популација роја 195

ПРИЛОГ Б: MONTE CARLO СИМУЛАЦИЈА 196

Дефиниције и методе 197

Основне расподеле 199

Генерисање случајних бројева и случајно узорковање 201

ПРИЛОГ В: СПИСАК СИМБОЛА И СКРАЋЕНИЦА **205**
ПРИЛОГ Г: СПИСАК ТАБЕЛА **214**
ПРИЛОГ Д: СПИСАК СЛИКА **215**
Прилог 1 219
Биографија кандидата 219
Прилог 2 220
Изјава о ауторству 220
Прилог 3 221
Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторске дисертације 221
Прилог 4 222
Изјава о коришћењу 222

1. УВОД

1.1. Предмет и циљ истраживања

Са интензивним развојем индустрије, и растућим захтевима за енергетском ефикасношћу, електромотори као једни од највећих потрошача електричне енергије у свету, добијају све већи технолошки и економски значај. Због своје робусности, ниске цене, једноставне конструкције и поузданог рада, кавезни асинхрони мотори представљају доминантан тип мотора у индустријским погонима. Они се традиционално користе у погонима са константном брзином, где су директно прикључени на мрежни напон, док је њихова примена додатно проширена у регулисаним електромоторним погонима са променљивом брзином, у којима се напајање реализује посредством фреквентних претварача. Ова широка примена и све већи захтеви за прецизним моделовањем, напредним алгоритмима управљања и већом енергетском ефикасношћу, неминовно намећу потребу за поузданијим и детаљнијим описом перформанси ових мотора. У том контексту, једна од нарочито актуелних области истраживања јесте прецизна идентификација параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора. Тачна идентификација ових параметара неопходна је за анализу режима рада мотора, пројектовање управљачких алгоритама, процену ефикасности и детекцију кварова. Како нетачни параметри могу довести до погрешног тумачења понашања мотора и нестабилности у систему управљања погона, развој поузданих и практично примењивих метода за њихову идентификацију представља један од кључних изазова у области електромоторних погона.

Традиционалне методе за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора захтевају извршавање огледа празног хода и кратког споја, што отежава њихову примену у електромоторним погонима, посебно у случају када је мотор преко вратила спрегнут са механичким оптерећењем. Зато се прибегава примени аналитичких и оптимизационих метода за решавање проблема идентификације параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора. С обзиром на то да се модел асинхроног мотора представља преко нелинеарног система једначина и

да при томе треба уважити утицаје површинског ефекта у намотају ротора и засићења магнетног кола мотора, овај проблем је релативно сложен за решавање. Поступак идентификације електричних параметара мотора базира се на упоређивању каталошких и/или измерених вредности карактеристичних величина мотора (као што су: напон, струја, момент, фактор снаге, степен искоришћења и брзина) са добијеним вредностима.

Предмет истраживања ове докторске дисертације јесте идентификација параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора применом метахеуристичких оптимизационих метода, са циљем повећања тачност идентификованих електричних параметара, добијања физички реалнијих механичких карактеристика мотора и смањења времена потребног за извршавање оптимизационог поступка. У првом делу истраживања анализирани су математички модели асинхроних мотора, уз сагледавање њихових предности и ограничења, као и развој поузданог и робусног поступка за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора, са уважавањем утицај површинског ефекта на електричне параметре ротора. Поред тога, разматране су апроксимационе функције које на физички реалнији начин описују промену роторских параметара у зависности од брзине, са циљем унапређења тачности добијених статичких механичких карактеристика. Предложени приступ је тестиран на асинхроним моторима различитих називних снага и броја полова, а његова примењивост је верификована експериментално. У другом делу истраживања извршена је анализа осетљивости механичке карактеристике мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме, са циљем идентификације утицаја електричних параметара на облик и кључне тачке механичке карактеристике.

1.2. Полазне хипотезе

У складу са предметом и циљевима истраживања формулисана је полазна хипотеза која гласи: *Тачност идентификације параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора може се значајно повећати развојем комбинованог апроксимативно-метахеуристичког оптимизационог приступа, у коме се полазни и*

називни режими рада третирају као два физички раздвојена режима. У овако дефинисаном приступу параметри називног и полазног режима идентификују се у два одвојена оптимизациона корака, док се у поступку добијања статичке механичке карактеристике њихова међусобна веза успоставља путем апроксимационих функција које описују промену роторских параметара у функцији брзине. На овај начин ће се повећати тачност идентификације параметара и добијања механичких карактеристика, уз смањену вероватноћу „заглављивања" оптимизационих метода у локалним минимумима. Постављена је и помоћна хипотеза која гласи: *На тачност идентификације параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора, као и на тачност добијене механичке карактеристике, значајно утичу претпоставке о међусобном односу полазне расипне реактансе ротора и устаљене вредности расипне реактансе статора.* У истраживању се полази од тога да ће примена претпоставке о њиховој међусобној различитости, за разлику од уобичајене претпоставке о њиховој једнакости, допринети повећању тачности идентификације параметара еквивалентне шеме и добијању механичке карактеристике мотора. Испитивањем ове хипотезе кроз нумеричке експерименте на репрезентативном узорку мотора различитих снага утврдиће се степен утицаја наведених претпоставки на квалитет коначних резултата предложеног комбинованог апроксимативно-метахеуристичког приступа.

1.3. Научне методе истраживања

Реализација истраживачких задатака ове дисертације заснива се на систематској примени следећих научних метода и поступка:

- Теоријско-аналитичка метода и преглед литературе. Спроведен је критички преглед и анализа домаће и међународне научне литературе из области електромоторних погона и електричних машина, са посебним акцентом на радове објављене у престижним часописима. Фокус је био на:
  - методима идентификације параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора;

  - техникама идентификације полазних параметара ротора;
  - развоју и примени метахеуристичких оптимизационих метода за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора.
- Нумеричко-аналитичко моделирање и оптимизација. Примењени су нумерички модели, аналитички изрази и апроксимационе функције у комбинацији са метахеуристичким оптимизационим методама ради:
  - тачније идентификације параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора и
  - добијања одговарајућих механичких карактеристика.
- Стохастичка анализа и симулација. Коришћени су статистички модели расподеле вероватноћа и методе стохастичке симулације (Monte Carlo) за спровођење анализе осетљивости механичке карактеристике мотора на варијације параметара еквивалентне шеме.
- Развој специјализованих софтверских алата. Извршен је развој два Matlab базирана програма:
  - Софтверског решења за идентификацију параметара еквивалентне шеме, усклађеног са дефинисаним оптимизационим захтевима и одабраним метахеуристичким алгоритмом;
  - Програма за анализу осетљивости механичке карактеристике, чији је циљ био идентификација параметара са највећим утицајем на механичку карактеристику мотора.
- Експериментална верификација. У овој фази истраживања извршена је експериментална провера предложеног приступа применом савремених комерцијалних алата и лабораторијске опреме. За генерисање референтних механичких карактеристика мотора коришћен је MotSize софтверски пакет, док је за идентификацију параметара еквивалентне шеме применом AMA (енг. *Automatic Motor Adaptation*) теста

употребљен Danfoss FC302 фреквентни претварач. Добијени резултати предложеног приступа упоређени су са експериментално добијеним вредностима, чиме је извршена објективна валидација тачности предложеног поступка у реалним условима.

1.4. Очекивани резултати и научни допринос

Очекивани резултати и научни допринос ове дисертације произилазе из примене мултиметодолошког приступа и обухватају неколико кључних домена унапређења поступка за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора.

Први и основни допринос је развој комбинованог апроксимативно-метахеуристичког оптимизационог приступа. Овај приступ омогућава прецизнију идентификацију параметара еквивалентне шеме искључиво на основу каталошких података, уз уважавање прелазних процеса на ротору. Посебна вредност методе лежи у одвојеној идентификацији називних електричних параметара и полазних електричних параметара ротора, што представља значајан напредак у односу на постојеће једноставније моделе.

Други значајан резултат огледа се у проналажењу и валидацији одговарајућих апроксимационих функција које на адекватан и физички реалистичан начин описују промене роторских параметара (отпорности и реактансе) у функцији брзине. Ове функције чине битну компоненту развијеног приступа, обезбеђујући физички прихватљивији опис понашања мотора у свим радним режимима.

Трећи допринос односи се на систематско испитивање утицаја уобичајене претпоставке о једнакости полазне расипне реактансе ротора и устаљене вредности расипне реактансе статора. Истраживањем ће се квантитативно одредити утицај ове претпоставке на тачност целе процедуре идентификације параметара, а посебно на облик и прецизност добијене механичке карактеристике, чиме ће се пружити основа за њену критичку ревизију у специфичним применама.

Научни допринос даље укључује и спровођење анализе осетљивости механичке карактеристике мотора. Овом анализом ће се одредити ниво утицаја сваког

појединачног параметра еквивалентне шеме на карактеристичне величине мотора (као што су називни обртни момент, полазни момент и превални момент), идентификујући параметре од кључног значаја за понашање у различитим режимима рада.

Потврда остварених научних доприноса реализована је кроз објављивање резултата у рецензираним међународним часописима и презентовање на истакнутим научним конференцијама, чиме се резултати стављају на располагање широј академској и стручној заједници. Сви релевантни радови који чине део ове дисертације наведени су у приложеној листи референци, а њихова повезаност са појединим резултатима додатно је назначена на одговарајућим местима у тексту. На тај начин укупно истраживање добија потпуност и верификује се његова научна ваљаност.

1.5. План истраживања и структура дисертације

Докторска дисертација је структурисана у десет поглавља, садржи списак коришћене литературе, као и 2 прилога.

У уводу је представљена проблематика којом се дисертација бави, дефинисани су предмет и циљ истраживања, формулисане полазне хипотезе, описане методе научног истраживања, као и очекивани резултати и научни допринос рада.

У другом поглављу извршен је систематичан и критички преглед досадашње литературе, укључујући кључна научна истраживања и релевантне докторске дисертације из сродних области, чиме се утврђује истраживачки контекст и идентификује простор за научни допринос овог рада.

У трећем поглављу разматрана је проблематика моделовања асинхроног мотора помоћу заменске еквивалентне шеме. Детаљно су анализирани једнокавезни и двокавезни математички модели мотора, као и проширени једнокавезни математички модел у којем се уважава утицај прелазних процеса на ротору. Такође, су приказане предности и ограничења сваког од ова три модела. Посебна пажња посвећена је утицају површинског ефекта у ротору и апроксимационих функција које описују промену роторских параметара у зависности од брзине.

У четвртом поглављу детаљно су разматране класичне методе за добијање параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора, засноване на стандарду IEEE 112. Представљен је комплетан поступак извођења експерименталних мерења, усвојена поједностављења, као и аналитички прорачуни неопходни за добијање параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора.

У петом поглављу изложен је комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора са уважавањем прелазних процеса на ротору. Детаљно је формулисан истраживачки проблем, дефинисане функције циља оптимизације и прецизирана ограничења. Ради обезбеђивања упоредивости добијених резултата са постојећим приступима, приказана је примена једнокавезног и двокавезног математичког модела за идентификацију параметара еквивалентне шеме, као и функције циља и ограничења која су у тим моделима усвојена.

У шестом поглављу представљена је класификација асинхроних мотора према облику механичких карактеристика и перформанси дефинисаних према NEMA MG-1-2009 стандарду. У овом поглављу приказани су каталошки подаци и механичке карактеристике за 48 мотора на којима је тестиран предложени приступ. Такође, извршено је међусобно поређење механичких карактеристика мотора истих снага а различитог броја полова, као и класификација разматраних мотора у складу са NEMA стандардом.

У седмом поглављу представљени су резултати добијени применом новог приступа у идентификацији параметара асинхроног мотора који се заснива на комбинованој апроксимативно-метахеуристичкој оптимизационој методи. Такође, у овом поглављу примењене су методе идентификације параметара асинхроног мотора које користе једнокавезни и двокавезни модел. Ради обезбеђивања валидног поређења добијених резултата, све разматране методе реализоване су у Matlab окружењу, при чему је за сваку од њих примењен алгоритам оптимизације ројем честица (PSO) (енг. *Particle Swarm Optimization*), посебно прилагођен њиховим специфичностима. Урађена је детаљна анализа поређењем нумеричких и графичких резултата, применом једног новог приступа и два већ примењивана приступа у овој

области, у односу на каталошке податке и референтне карактеристике које је дефинисао произвођач. Најпре је анализиран утицај претпоставке да је полазна расипна реактанса ротора једнака устаљеној вредности расипне реактансе статора на тачност новог приступа за идентификацију параметара еквиваленте шеме мотора. Затим је примењен предложени приступ без претходно наведеног упрошћења, узимајући у обзир да се у току прелазног процеса поласка мотора полазна расипна реактанса ротора разликује од устаљене вредности расипне реактансе статора.

У осмом поглављу приказана је експериментална верификација предложеног приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора. Верификација је спроведена кроз два међусобно комплементарна поступка примењена на истом асинхроном мотору. Прво, извршено је нумеричко поређење идентификованих параметара еквивалентне шеме и добијених вредности момента у три карактеристичне радне тачке (полазној, превалној и називној) са резултатима добијеним применом AMA теста на фреквентном претварачу Danfoss FC302 којим се испитивани мотор напајао у току експеримента. Друго, извршено је графичко поређење механичке карактеристике мотора, добијене применом предложеног приступа, са механичком карактеристиком конструисаном на основу параметара добијених AMA тестом.

У деветом поглављу спроведена је анализа осетљивости механичке карактеристике асинхроног мотора на промене параметара еквивалентне шеме. Основни циљ ове анализе јесте да се квантификује појединачни утицај сваког од електричних параметара мотора на вредности момента у карактеристичним радним тачкама, као и на сам облик механичке карактеристике у целом радном опсегу. За потребе ове анализе, примењена је метода Monte Carlo симулације, која омогућава систематско испитивање утицаја варијација улазних параметара на излазне величине модела, чиме се стиче увид у робусност предложеног приступа.

У десетом поглављу изведена су закључна разматрања дисертације којима су сумирани резултати развоја и валидације комбинованог апроксимативно-метахеуристичког оптимизационог приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора. На основу опсежног тестирања на

48 мотора различитих називних снага и броја полова, потврђено је да предложена двостепена оптимизациона структура, уз примену апроксимација промене роторских параметара у функцији брзине, обезбеђује значајно већу тачност механичких карактеристика у односу на класичне једнокавезне и двокавезне моделе. Утврђено је да избор одговарајуће апроксимационе функције и претпоставке о различитости устаљене вредности расипне реактансе статора и полазне расипне реактансе ротора имају пресудан утицај на квалитет добијених резултата. Експериментална верификација на асинхроном мотору снаге 2.2 kW, уз примену Danfoss фреквентног претварача и AMA теста, потврдила је да предложени приступ даје најмања одступања идентификованих параметара и највернију реконструкцију механичке карактеристике у односу на упоређиване методе. Анализа осетљивости, спроведена Monte Carlo симулацијама, додатно је указала на доминантан утицај расипних реактанси и полазних роторских параметара на облик механичке карактеристике, чиме су пружене смернице за даља унапређења модела и практичну инжењерску примену.

На крају рукописа дисертације наведен је преглед референтне литературе која је послужила као теоријска и методолошка основа за реализацију истраживања. У прилозима су представљени допунски материјали којима се читаоцу омогућава детаљнији увид у примењене методе и коришћене ознаке. У прилогу А дат је детаљан опис PSO алгоритма, док је у прилогу Б представљен сажет приказ методе Monte Carlo симулације. Прилог В садржи списак коришћених скраћеница, прилог Г списак симбола, док су у прилогу Д дати прегледи табела и слика приказаних у раду.

2. ПРЕГЛЕД ЛИТЕРАТУРЕ

2.1. Идентификација параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора

Идентификација параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора представља кључан аспект у анализи, моделирању и оптимизацији рада електромоторних погона. Прецизна идентификација ових параметара представља основ за поуздано добијање механичке карактеристике мотора. Ово је посебно важно у примени напредних система управљања, као што су векторска контрола и директна контрола момента. У последњих неколико деценија објављен је велики број радова који се баве овом проблематиком. Предложени су различити алгоритми и методе за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора са циљем побољшања тачности идентификованих вредности параметара мотора, уз повећање брзине извршавања прорачуна.

Подела метода за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора може се извршити на више начина, у зависности од изабраног критеријума. Ове поделе су често условљене ауторским приступом и могу се разликовати, чак и када се заснивају на истим основама. У зависности од приступа решавању проблема, методе за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора се могу поделити на аналитичке, нумеричке и оне засноване на вештачкој интелигенцији. Према врсти и пореклу података, разликују се методе које користе мерења у стационарном стању, мерења током прелазних појава, као и оне које се ослањају на податке из техничке документације произвођача. У погледу захтева за опремом, подела се може извршити на лабораторијске методе, које подразумевају директна мерења на мотору, и методе засноване на моделима који користе симулационе алате. Са становишта динамике примене, методе се могу поделити на *offline* приступе, који се примењују пре или након рада мотора, и *online* приступе, који омогућавају идентификацију параметара у току рада мотора, тј. у реалном времену.

Аутори *Lindenmeyer* и сарадници [1], као и *Amaral* и сарадници [2] су у својим радовима извршили поделу метода за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора на основу доступних и коришћених података у следећих пет група: (1) методе засноване на конструкционим подацима мотора; (2) методе засноване на моделима стационарног стања мотора; (3) методе засноване на идентификацији параметара у фреквентном домену; (4) методе засноване на идентификацији параметара у временском домену и (5) методе за идентификацију параметара у реалном времену. Сличну поделу предложили су и аутори рада [3], који су у оквиру метода заснованих на стационарном стању, додатно издвојили подгрупе које обухватају стандардизоване тестове према IEEE и IEC стандардима, оптимизационе методе, као и методе засноване на мерењима.

Према [1-3] методе из прве групе заснивају се на детаљним информацијама о геометрији машине, врсти материјала, димензијама намотаја и другим физичким параметрима машине. Ове методе обично користе софтверске алате за решавање електромагнетних поља методом коначних елемената (FEM) (енг. *Finite Element Method*), чиме обезбеђују прецизне резултате, али уз значајне рачунарске ресурсе. У другу групу спадају методе које користе податке добијене током рада машине у стабилним условима (стационарном стању). Оне могу бити базиране на каталошким подацима произвођача (називни напон, струја, фактор снаге, обртни момент, итд.) или на мерењима која се изводе директно на машини. Ове методе су често једноставније за примену и представљају добар компромис између прецизности и практичне употребљивости. Методе засноване на идентификацији параметара у фреквентном домену користе комплетну фреквенцијску карактеристику система, која обухвата како амплитудну, тако и фазну карактеристику, добијену мерењем одзива мотора на побудне сигнале различитих фреквенција. Овакав приступ омогућава тачну идентификацију параметара уз истовремено уважавање утицаја засићења магнетног кола и површинског ефекта (енг. *skin effect*). Методе засноване на идентификацији параметара у временском домену укључују анализу динамичких процеса, као што су покретање и заустављање мотора. Током ових процеса врше се мерења струје, напона и брзине ротора, а решавањем диференцијалних једначина

које описују динамику машине могу се поуздано идентификовати параметри мотора. Методе за идентификацију параметара у реалном времену укључују континуирану идентификацију и ажурирање параметара током нормалног рада машине. То се постиже помоћу савремених уређаја за мониторинг и рачунарских алгоритама, који омогућавају тренутну идентификацију нових вредности параметара у складу са променама у раду машине, као што су температурне промене, ефекти засићења и евентуална оштећења.

У научној литератури предложен је велики број метода за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора, које обухватају како аналитичке, тако и различите нумеричке приступе, укључујући итеративне и оптимизационе технике. Ове методе се у највећем броју случајева ослањају на доступне каталошке податке, односно податке са натписне плочице мотора, и користе се за прецизну идентификацију параметара еквивалентне шеме мотора. Њихов развој и примена укључују употребу различитих рачунарских алата који омогућавају ефикасну идентификацију параметара, нарочито у ситуацијама када је примена традиционалних тестова празног хода и кратког споја ограничена.

У наставку овог поглавља изложен је систематизован преглед радова који се баве идентификацијом параметара асинхроних мотора, при чему су аналитичке и нумеричке методе разматране одвојено, с нагласком на специфичности и предности сваког приступа. Термин идентификација параметара користи се у ширем смислу и обухвата аналитичке, експерименталне и оптимизационе приступе.

2.1.1. Аналитичке методе

Аналитичке методе представљају класичан приступ идентификације параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора, заснован на директном решавању једначина еквивалентног кола применом података са натписне плочице или резултата стандардних тестова. Њихова основна предност огледа се у брзини и једноставности прорачуна, будући да се параметри идентификују без употребе итеративних поступака, што их чини практично примењивим у инжењерским апликацијама са ограниченим бројем улазних података. Међутим, главни недостатак ових метода

огледа се у чињеници да често занемарују нелинеарне ефекте као што су магнетно засићење, површински ефекат и температурне промене, чиме се значајно умањује њихова прецизност приликом моделирања сложенијих радних режима мотора.

У радовима [2, 4, 5] представљене су аналитичке метода за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора засноване на подацима о снази, струји, фактору снаге и степену искоришћења при 50%, 75% и 100% оптерећења. Ради поједностављења прорачуна у овим истраживањима усвојен је фиксни однос између расипних реактанси статора и ротора, дефинисан на основу облика механичких карактеристика мотора према NEMA стандарду (енг. *National Electrical Manufacturers Association*). У [6] представљена је метода која комбинује нумерички и аналитички бездимензионални приступ, уз примену Тевененове теореме (енг. *Thevenin's theorem*), чиме се постиже синергијска интеракција оба поступка. И у овом случају је, ради поједностављења, претпостављено да су расипне реактансе статора и ротора једнаке. У радовима [2, 4, 5, 6], мотори су моделовани као једнокавезни, при чему није разматрана неравномерна расподела струје у шипкама ротора, која настаје услед површинског ефекта, нити утицај магнетног засићења језгра. Коришћена је „Т" еквивалентна шема мотора, при чему су у радовима [2, 4, 5] губици у магнетном колу узети у обзир посредством еквивалентне активне отпорности, док је у раду [6] ова отпорност занемарена.

У [7] аутори су предложили једноставну методу за идентификацију параметара еквивалентне шеме двокавезних асинхроних мотора, засновану на резултатима испитивања у празном ходу и кратком споју. Метода узима у обзир ефекат магнетног засићења ротора, код мотора са кавезним ротором, и може се применити не само на двокавезне, већ и на једнокавезне моделе мотора, што указује на њену широку примењивост. У [8] предложена је директна метода за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроног мотора на основу каталошких података. Посебна пажња посвећена је моделовању промене роторских параметара код мотора са дубоким жлебовима и двоструким кавезом, при чему су ове промене, настале као последица површинског ефекта, представљене као функција клизања. Промене роторских параметара услед површинског ефекта разматране су такође, и у раду [9].

Аутори су претпоставили да параметри ротора при нижим фреквенцијама струје роторских шипки у опсегу од (0-15) Hz имају константне вредности, а за фреквенције веће од 15 Hz промена роторских параметара представљена је као функција квадратног корена брзине.

Још један аналитички метод за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора заснован само на подацима са натписне плочице предложен је у [10]. Метод је имплементиран и верификован кроз симулације у Matlab/Simulink окружењу. У оквиру овог модела извршени су различити тестови укључујући тест напајања једносмерним напоном (за идентификацију отпорности статора), тест празног хода (за процену губитака у гвожђу магнетног кола и механичких губитака), тест кратког споја (за идентификацију расипних реактанси), тест под оптерећењем и симулација механичких карактеристика (за верификацију модела). Добијени резултати показали су добро слагање са подацима са натписне плочице, посебно за називни и превални момент. Иако метод не гарантује високу прецизност, ипак представља практичан и доступан начин за добијање корисних параметара мотора у случајевима када експериментално тестирање није изводљиво. Аутори *Averbukh* и *Lockshin* су у [11] представили комбиновану аналитичко-нумеричку методу за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора. Идентификација се заснива на резултатима лабораторијских испитивања, при чему се користи комбинација Клосове једначине (енг. *Kloss equation*) и Тевененове теореме. Мотор је током експеримента оптерећиван у више радних режима, при чему су мерене вредности обртног момента, брзине, струје и снаге. Добијени експериментални подаци коришћени су за одређивање превалног момента и превалног клизања применом Клосове једначине, уз употребу методе најмањих квадрата (LMS) (енг. *Least Mean Square Technique*). Тевененова теорема је коришћена за поједностављење еквивалентне шеме, чиме је смањен број непознатих параметара, а у модел су уведене и бездимензионе променљиве (α и β) ради лакшег решавања система једначина. Основни циљ овог рада био је превазилажење ограничења класичних метода, као што су тестови празног хода и кратког споја, који често доводе до непоузданих резултата. Ради добијања оптималних вредности параметара

еквивалентне шеме и Тевененовог напона примењена је нумеричка оптимизација у програмском окружењу Matlab, са циљем минимизације грешке у процени струје. Метода је тестирана на асинхроном мотору снаге 1 kW, а добијени резултати показали су да предложени приступ омогућава прецизнију и практичнију идентификацију параметара у поређењу са традиционалним техникама. Комбинацијом аналитичких и нумеричких елемената обезбеђена је брза конвергенција и висока поузданост, што је посебно значајно у случајевима када нису доступни комплетни подаци од произвођача.

Још једна комбинација аналитичко-нумеричке методе за идентификацију параметара асинхроног мотора у стационарном стању, уз коришћење напонског инвертора предложена је у [12]. Отпорност статора, транзијентна индуктивност статора и временска константа ротора добијени су аналитички, применом једначина заснованих на физичким принципима, док су компензација нелинеарнсти инвертора и интеграција једначина динамичког модела реализовани нумерички у програмском окружењу Matlab, коришћењем алгоритама за нумеричко решавање диференцијалних једначина. Метода узима у обзир одступања отпорности и индуктивности од пројектованих вредности услед реалних услова рада. Првенствено је намењена погонима велике снаге и верификована је на асинхроном мотору снаге 875 kW, где су добијени резултати били у складу са пројектованим параметрима. Иста метода је успешно примењена и на асинхроној машини снаге 5 hp (1 hp ≈ 0.75 kW), при чему су добијени параметри показали добро поклапање са резултатима експерименталних испитивања.

2.1.2. Нумеричке методе

Нумеричке методе представљају савремени приступ идентификације параметара асинхроних мотора, заснован на итеративном усклађивању модела са каталошким (експерименталним) резултатима. Овај приступ показује посебну ефикасност у сложеним ситуацијама, као што су мотори са двоструким кавезом на ротору или услови рада при променљивој температури, где класични аналитички модели не обезбеђују довољну прецизност. Могућност укључивања нелинеарних

ефеката и прилагођавања реалним условима рада омогућава високу тачност идентификације, али истовремено захтева значајне рачунарске ресурсе и примену специјализованих алгоритама. Због тога нумерички приступ све више потискује традиционалне методе у савременим истраживањима, нарочито у областима где је неопходна прецизна контрола или дијагностика асинхроног мотора.

Један од примера примене нумеричког приступа заснованог на нелинеарној оптимизацији представљен је у раду [1], где је развијена метода за прецизну идентификацију електричних параметара великих асинхроних мотора. Метода користи SOLNP алгоритам (енг. *Sequential Quadratic Programming using Augmented Lagrangian method*) за решавање нелинеарних оптимизационих проблема, при чему се минимизује функција циља која представља разлику између података о перформансама које обезбеђује произвођач и резултата добијених моделом. Параметри мотора идентификовани су решавањем система једначина добијеног на основу двокавезног математичког модела мотора. Приступ узима у обзир ефекте магнетног засићења кроз прилагођавање расипних реактанси статора и ротора функцијом која описује нелинеарно магнетно понашање. Метода је верификована на мотору снаге 447 kW, а добијени резултати су потврђени поређењем са подацима произвођача и карактеристичним кривама перформанси. У [13] анализирани су једнокавезни и двокавезни математички модели асинхроног мотора. За идентификацију параметара примењена је нумеричка метода заснована на решавању нелинеарног система једначина формулисаног као проблем минимизације са ограничењима, уз примену *Gauss-Newton*-ове или *Levenberg-Marquardt*-ове методе. Тестирање на 223 мотора са називним снагама у распону од 4 kW до 800 kW показало је да двокавезни модел обезбеђује већу тачност у процени полазне струје и момента.

Поред нумеричких метода у којима се параметре мотора идентификују на основу каталошких података, у раду [14] предложена је експериментално-нумеричка техника која комбинује тест без ротора (енг. *non-rotor test*) и тест са два различита оптерећења (DLT) (енг. *Dual Load Test*). Овај приступ узима у обзир утицај површинског ефекта, магнетног засићења и губитака у гвожђу магнетног кола. Параметри статора добијени су преко теста без ротора, који се спроводи довођењем

напона одређене фреквенције (25, 50 или 75 Hz) на статор, док је ротор физички уклоњен, или је мотор у посебном стању у којем ротор не генерише повратне ефекте (нпр. одспојен или блокиран). Параметри роторске гране и гране магнећења добијени су применом DLT теста заснованог на мерењу при два различита оптерећења, уз приближно константан напон на грани магнећења. Резултати експерименталне верификације на два мотора, једном са отвореним и другим са затвореним жлебовима ротора показали су да метода постиже значајно већу тачност у поређењу са традиционалним методама заснованим на DC тесту, тесту празног хода и кратког споја.

За разлику од претходно описаних метода, у [15] предложен је приступ за идентификацију отпорности и индуктивности ротора асинхроног мотора заснован на проширеном Калмановом филтру (EKF) (енг. *Extended Kalman filter*). Овај приступ елиминише потребу за класичним испитивањима у празном ходу и кратком споју. Као предуслов, захтева само мерење отпорности намотаја статора у DC тесту, као и праћење напона, струје и брзине ротора при различитим оптерећењима, у условима без магнетне засићености језгра. Тачност методе потврђена је помоћу експерименталних података добијених на реалном мотору. У [16] описана је техника за идентификацију електричних параметара асинхроног мотора која комбинује апроксимацију кривих (енг. *curve fitting*) и итеративне методе подешавања вредности отпорности и расипне реактансе ротора. Посебна пажња усмерена је на варијације роторских параметара у зависности од брзине, настале услед површинског ефекта. Предложено је моделовање роторских параметара као полинома четвртог реда у функцији брзине, на основу података из техничке документације и карактеристика момента и струје. Метод је реализован у три фазе: са фиксним параметрима, са апроксимацијом само роторске отпорности, и на крају са апроксимацијом и отпорности и расипне реактансе ротора. Верификација резултата извршена је упоређивањем добијених и каталошких механичких и струјних карактеристика, при чему је модел са апроксимацијом оба параметра показао највећу прецизност и најбоље слагање са каталошким подацима мотора.

Још један приступ који користи полиномијалну регресију за идентификацију параметара асинхроног мотора представљен је у [17], где је показано како ова техника може побољшати тачност идентификације електричних и механичких параметара у поређењу са другим техникама. Основу методе чини извођење импедансе као функције клизања, која се моделује у облику полиномског разломка. На тај начин, примењујући регресију без иницијалних вредности и без потребе за итеративним процесима, идентификују се параметри еквивалентне шеме мотора. Коришћен је стационарни „T" модел који је проширен динамичким једначинама у dq0 координатном систему ради симулације рада мотора у реалном времену, као и једначином обртног момента за одређивање момента инерције и коефицијента трења. Метода се одликује једноставним и брзим прорачуном, отпорношћу на локалне минимуме и високим степеном тачности. Добијени резултати, укључујући идентификоване електричне параметре и одређене карактеристике импедансе, показали су добру сагласност са теоријским и мерним вредностима.

Lee и сарадници [18] развили су итеративну методу која за идентификацију параметара асинхроног мотора користи искључиво податке са натписне плочице. Коришћени су подаци о називној снази, напону, степену искоришћења, фактору снаге и брзини, као и подела карактеристика мотора према NEMA стандарду. Метода обухвата четири корака: (1) прорачун снаге мотора при пуном оптерећењу и при поласку, (2) процена губитака мотора на основу података са натписне плочице и карактеристика дизајна према NEMA стандарду, (3) развијање система нелинеарних једначина које повезују снагу мотора и губитке са параметрима еквивалентне шеме, (4) решавање овог система нелинеарних једначина итеративном *Gauss-Seidel* методом.

Један од често коришћених нумеричких поступака за решавање инверзних проблема, укључујући и идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора је метода најмањих квадрата. Њена примена омогућава проналажење скупа параметара математичког модела који минимизује разлику између добијених и каталошких вредности електричних и механичких величина као што су струја, момент, фактор снаге, степен искоришћења и брзина. Захваљујући способности да

обезбеди стабилно и робусно решење и у условима када подаци о мотору нису потпуни, ова метода се примењује у различитим приступима, од анализа заснованих на каталошким подацима до експерименталних испитивања и *online* идентификације. У наставку су описани различити приступи који користе методу најмањих квадрата као основу за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора.

У [19] представљена је метода за идентификацију параметара еквивалентне шеме мотора NEMA дизајна „A” и „B” на основу каталошких података. За решавање система нелинеарних једначина једнокавезног модела са параметрима ротора зависним од клизања примењена је Matlab функција „*fsolve*”, заснована на методи најмањих квадрата (*Gauss-Newton* или *Levenberg-Marquardt* алгоритам). Прецизност је побољшана апроксимацијом промене отпорности и расипне реактансе ротора у функцији клизања. Метода је тестирана на преко 300 мотора снаге 110-750 kW, где је постигнута висока тачност у процени полазног и превалног момента у односу на традиционалне методе.

У [20] развијена је метода заснована на тесту фреквенцијског одзива у стању мировања (SSFR) (енг. *Standstill Frequency Response*), где се за идентификацију параметара такође користи метода најмањих квадрата. Током теста, две фазе статора напајане су напоном променљиве фреквенције, док је ротор у стању мировања. Анализа је обухватила мерење импеданси у широком фреквентном опсегу, идентификацију параметара и њихову валидацију у односу на лабораторијске податке. Поређењем математичких модела мотора показано је да двокавезни модел даје прецизније резултате у свим режимима рада, док је примењивост једнокавезног модела ограничена у околини синхроне брзине.

Метода најмањих квадрата нашла је примену и у [21], у оквиру анализе паразитних момента у механичким карактеристикама асинхроних мотора. Аутори су испитали више различитих модела, од класичних једнокавезних и двокавезних до ланчаних модела са и без утицаја површинског ефекта, у циљу прецизног моделирања стварног понашања мотора. Параметри су оптимизовани минимизацијом релативне грешке између добијених и каталошких (експерименталних) вредности момента и струје. Резултати су показали да класични математички модели нису

могли да репродукују паразитне моменте са довољном прецизношћу, док је највећу тачност постигао ланчани модел са уважавањем површинског ефекта.

У оквиру *online* идентификације параметара асинхроних мотора, *Zamora* и *Garcia-Cerrada* [22] су предложили алгоритме засноване на моделу линеарне регресије, где је примењена метода тоталних најмањих квадрата (TLS) (енг. *Total Least Square*). Алгоритам је заснован искључиво на мерењима напона и струје статора, прилагођеним радној тачки мотора. У зависности од оптерећења и брзине ротора идентификовани су различити параметри, попут статорске отпорности и индуктивности, као и расуте индуктивности статора. Ефикасност приступа потврђена је симулацијама и експерименталним испитивањем мотора снаге 15 kW. На сличним основама, у [23] предложена је двостепена процедура за идентификацију параметара на основу каталошких података. Почетна идентификација извршена је применом инжењерске методе (енг. *Engineering Method*), након чега је оптимизација реализована у две фазе, прво су кориговани параметри статора, а потом, по потреби, и параметри ротора. За минимизацију грешке између добијених и каталошких вредности полазног момента, превалног момента и полазне струје поново је коришћена метода најмањих квадрата. Овај приступ је показао значајно побољшање тачности у односу на самосталну примену инжењерске методе.

Последњих година метахеуристичке методе су привукле велику пажњу истраживача, пре свега због способности да ефикасно решавају сложене, нелинеарне и вишедимензионалне оптимизационе проблеме. Најзаступљеније методе у овој области укључују: оптимизацију ројем честица (PSO), генетски алгоритам (GA) (енг. *Genetic Algorithm*), диференцијалну еволуцију (DE) (енг. *Differential Evolution*), вештачке колоније пчела (ABC) (енг. *Artificial Bee Colony*), алгоритам хармонијске претраге (HSA) (енг. *Harmony Search Algorithm*), оптимизатор сивих вукова (GWO) (енг. *Grey Wolf Optimizer*), као и низ њихових хибридних варијанти. Ове методе омогућавају прецизну и ефикасну минимизацију функције циља, која се најчешће дефинише као разлика између добијених и каталошких вредности перформанси мотора, као што су полазни, називни и превални момент, фактор снаге, и степен искоришћења мотора.

У радовима [24-32] за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора коришћена је оптимизација ројем честица, као и њене хибридне верзије које комбинују предности PSO алгоритма са другим оптимизационим алгоритмима. У [24] аутори су предложили комбиновани двостепени метод за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора, заснован на примени PSO алгоритма и апроксимацији промене роторских параметара у функцији брзине, уз уважавање површинског ефекта. Метод је реализован кроз две фазе оптимизације: у првој фази извршена је идентификација параметара еквивалентне шеме мотора у називном режиму рада, док су у другој фази идентификовани роторски параметри при поласку мотора. Апроксимација роторских параметара у функцији брзине није директно укључена у оптимизациони поступак, већ је коришћена за добијање механичких карактеристика мотора. Идентификација параметара спроведена је минимизацијом одступања између добијених величина и каталошких података произвођача. Предложени метод је верификован на осам двополних асинхроних мотора различитих називних снага, класе енергетске ефикасности IE3, при чему је показано добро слагање између добијених и референтних механичких карактеристика, уз средњу апсолутну процентуалну грешку мању од 5%. У [25] исти аутори су спровели експерименталну верификацију комбинованог двостепеног PSO алгоритма за идентификацију параметара кавезног асинхроног мотора. Испитивања су реализована на мотору називне снаге 2.2 kW, при чему су параметри еквивалентне шеме најпре идентификовани применом комбинованог двостепеног PSO алгоритма, а затим независно идентификовани применом фреквентног претварача, кроз AMA тест. Поређењем параметара добијених применом обе методе утврђен је задовољавајући степен њиховог међусобног поклапања, чиме је нумерички комбиновани двостепени PSO алгоритам експериментално потврђен као поуздана техника за идентификацију параметара асинхроног мотора. У [26] аутори су додатно проширили комбиновани двостепени PSO приступ ради детаљније анализе тачности идентификације параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора. У првом степену оптимизације задржан је исти PSO алгоритам, док је у другом степену уведена проширена функција циља

ради идентификације роторских параметара при поласку мотора. Поред тога, анализирана су два случаја у погледу односа расипне реактансе статора и полазне расипне реактансе ротора: у првом случају претпостављена је једнакост ових реактанси, док су у другом случају ове величине третиране као различите. Анализа је спроведена на шеснаест асинхроних мотора различитих називних снага и броја полова, а резултати су показали да тачност идентификације параметара и добијање механичких карактеристика значајно зависе од изабраних апроксимација промене роторских параметара и односа расипних реактанси.

У [27] аутори су представили методу за идентификацију параметара еквивалентне шеме трофазног кавезног асинхроног мотора применом оптимизације роја честица. Аутори су развили модел асинхроног мотора у Matlab/Simulink окружењу, заснован на dq-трансформацији, како би поједноставили динамичке једначине и олакшали симулацију. Параметри еквивалентне шеме мотора идентификовани су минимизацијом суме квадрата грешака између каталошких (измерених) и добијених вредности фазних струја статора и брзине ротора. Упоредном анализом са генетским алгоритмом и алгоритмом симулираног каљења (SA) (енг. *Simulated Annealing*), показано је да PSO нуди прецизност и брзину у процесу идентификације параметара кавезних асинхроних мотора.

Sakthivel и сарадници су у [28] предложили методу идентификације параметара једнокавезног модела асинхроног мотора коришћењем унапређеног алгоритма роја честица, који комбинује стандардни PSO алгоритам са хаотичним низовима (IPSO) (енг. *Integrated Particle Swarm Optimization with Chaotic Sequences*). Овај приступ омогућава прецизнију оптимизацију параметара путем минимизације грешке између добијених и каталошких података мотора. У поређењу са стандардним PSO алгоритмом, предложени алгоритам побољшава глобалну претрагу, смањује вероватноћу „заглављивања” у локалне оптимуме и убрзава процес конвергенције. У каснијем раду истих аутора [29], примена PSO алгоритма проширена је на двокавезни модел асинхроног мотора. Применом вишециљне оптимизације која истовремено минимизује грешке у више параметара, постигнута је већа тачност идентификације параметара асинхроног мотора. Хибридни GA-PSO алгоритам (HGAPSO), који

комбинује предности генетског алгоритма и оптимизације рojем честица представљен је у [30]. Овај алгоритам користи селекциони механизам генетског алгоритма за одржавање разноврсности популације, док се локална претрага и прецизна оптимизација параметара изводе помоћу PSO алгоритма. Резултати истраживања показали су да HGAPSO алгоритам остварује знатно бржу конвергенцију у односу на стандардне GA и PSO алгоритме, уз мању грешку у идентификацији параметара и прецизније процене перформанси мотора. Ова хибридна стратегија омогућава бољу равнотежу између глобалне претраге GA и експлоатације најбољих решења PSO, чиме се побољшава ефикасност оптимизације. Још једна хибридна верзија PSO алгоритма за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора предложена је у [31]. Аутори су применили хибридни алгоритам фазорске оптимизације рojем честица и гравитационог претраживачког алгоритма (PPSOGSA) (енг. *Phasor Particle Swarm Optimization and Gravitational Search Algorithm*) за идентификацију параметара двокавезног асинхроног мотора. Кључне иновације алгоритма укључивале су: тригонометријску трансформацију за бољу контролу параметара који утичу на претраживачке способности алгоритма, динамичко балансирање између глобалне и локалне претраге и аутоматско подешавање тежинских фактора, чиме се побољшава адаптација алгоритма током процеса оптимизације. Резултати су показали да хибридни PPSOGSA алгоритам постиже бржу конвергенцију ка оптималном решењу у односу на стандардни хибридни алгоритам оптимизације рojем честица и гравитационог претраживачког алгоритма (PSOGSA) (енг. *Particle Swarm Optimization and Gravitational Search Algorithm*), уз прецизнију идентификацију електричних параметара мотора. Ова унапређења су постигнута уз занемарљиво повећање времена прорачуна.

У [32] идентификација параметара асинхроне машине заснована је на тесту покретања мотора уз примену стандардног U/f инвертора. Променљива фреквенција током покретања активира различите динамичке процесе у мотору, док константан однос U/f обезбеђује да магнетни флукс остане приближно константан и једнак називној вредности. Снимањем таласног облика полазне струје и применом

алгоритама оптимизације за минимизацију грешке између снимљеног таласног облика и оног добијеног моделом мотора идентификовани су параметри еквивалентне шеме. За проналажење оптималних параметара мотора коришћен је модификован PSO алгоритам, при чему је модификација обухватала формирање „клубова” роја честица, што омогућава адаптивну промену „клубова” и спречава „заглављивање” у локалном оптимуму. Перформансе модификованог PSO алгоритма упоређене су са другим методама оптимизације, укључујући алгоритам линеарне претраге (LS) (енг. *Linear Search algorithm*), стандардни PSO и генетски алгоритам.

Gomez-Gonzalez и сарадници [33] су користили елементе из оптимизације ројем честица да би побољшали прецизност и конвергенцију модификованог алгоритма мешовитих скокова жаба (MSFLA) (енг. *Modified Shuffled Frog Leaping Algorithm*). Параметри еквивалентне шеме двокавезног асинхроног мотора идентификовани су на основу података са натписне плочице, као што су називни момент, фактор снаге, полазна и називна струја, као и превални и полазни момент. Циљ је био минимизација критеријумске функције која је одређивала грешку између добијених и каталошких вредности података мотора. Предложени алгоритам упоређиван је са GA и PSO алгоритмима. У наредном истраживању [34] исти аутори проширили су примену MSFLA алгоритма на једнокавезне асинхроне моторе, и додатно га упоредили са алгоритмом диференцијалне еволуције.

Ćalasan и сарадници [3] су за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроне машине предложили хибридни оптимизациони приступ који комбинује алгоритме симулираног каљења и воденог циклуса са стопом испаравања (SA-ERWCA) (енг. *Simulated Annealing-Evaporation Rate Water Cycle Algorithm*). Метод је тестиран на подацима са типских натписних плочица, из литературе и верификован на основу експерименталних мерења, како за једнокавезни тако и за двокавезни модел. Упоређивањем са познатим методама и другим алгоритмима показано је да SA-ERWCA обезбеђује већу тачност и бољу конвергенцију.

У [35] за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора коришћен је алгоритам вештачке колоније пчела. За идентификацију параметара аутори су користили две еквивалентне шеме: једну са паралелном, а другу са редном

везом у грани магнећења. На асинхроном мотору снаге 7,5 kW извршена је идентификација параметара на основу каталошких (измерених) и добијених вредности струје статора, улазне и излазне снаге, као и фактора снаге. Експерименталном валидацијом аутори су показали да је ABC алгоритам постигао високу прецизност у идентификацији параметара, у поређењу са вредностима дефинисаним стандардом IEEE 112-2004. Међутим, основна верзија овог алгоритма поседовала је одређена ограничења, као што су: спора конвергенција, проблем „заглављивања" у локалне оптимуме, лоша ефикасност извиђачких пчела и непостојање систематског начина подешавања контролних параметара. Аутори рада [36], су превазишли ове недостатке кроз неколико кључних модификација. Уместо једног глобалног најбољег решења, примењен је приступ са више најбољих решења (EABC) (енг. *Enhanced Artificial Bee Colony*), што је истовремено унапредило експлоатацију и истраживање простора решења. Полазна једначина за генерисање новог решења у оригиналном ABC алгоритму је модификована комбиновањем информација из више референтних тачака, а фаза извиђачких пчела побољшана је генерисањем решења у близини глобалног оптимума (уз варијације од ±10%). Сложено подешавање контролних параметара, замењено је једноставним фиксним вредностима уз поделу популације у пет група. Алгоритам је тестиран на два модела кавезног асинхроног мотора: приближном у коме је занемарена реактанса магнећења, и тачном у коме је ова реактанса узета у обзир.

У радовима [37-41] примењени су савремени метахеуристички алгоритми за идентификацију параметара асинхроних мотора, са акцентом на повећање тачности и ефикасности идентификације. У свим радовима коришћени су каталошки подаци трофазног асинхроног мотора снаге 5 hp, док су у радовима [38-41] додатно обухваћени и подаци за мотор снаге 40 hp. Идентификација параметара заснована је на једнокавезном моделу мотора и на минимизацији функције циља дефинисане као суме квадрата грешака између добијених и каталошких вредности полазног, називног и превалног момента, као и фактора снаге. У [37] примењен је оптимизациони алгоритам инспирисан понашањем бактерија у потрази за храном (BFA) (енг. *Bacterial Foraging Algorithm*), који је остварио високу прецизност и брзину

конвергенције. Аутори рада [38] предложили су алгоритам заснован на физичким принципима електромагнетних сила (EMO) (енг. *Electromagnetism-Like Optimization*). Алгоритам је упоређен са стандардним метахеуристичким алгоритмима као што су PSO, GA и DE, и показао супериорне резултате у погледу тачности и стабилности. Рад [39] представља примену алгоритма оптимизације дивљих коња (WHO) (енг. *Wild Horse Optimizer*) за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора. WHO алгоритам је инспирисан понашањем дивљих коња у природи, укључујући кретање, парење и хијерархију у групама. Резултати су показали да WHO алгоритам одликују изузетна робусност и ефикасност, при чему је надмашио више референтних метода, укључујући SFLA, MSFLA и PPSOGSA. У раду [40] представљен је хибридни приступ који комбинује алгоритме сивих вукова (GWO) и кукавичје претраге (CS) (енг. *Cuckoo Search*), чиме је постигнута значајна надмоћ у односу на стандардне технике, како у погледу прецизности тако и у брзини конвергенције. У [41] представљен је приступ за идентификацију параметара асинхроних мотора заснован на вештачком имунолошком систему (AIS) (енг. *Artificial immune system*), користећи три различита математичка модела: приближни модел, тачни модел и модел са дубоким жлебовима на ротору. За приближни модел коришћени су подаци о полазном, превалном и називном моменту, док је тачни модел укључивао и називни фактор снаге. Модел са дубоким жлебовима додатно је укључивао податке о називној струји. Метод је упоређен са генетским алгоритмом, а резултати су показали да предложени приступ постиже мање девијације грешке и бржу конвергенцију у односу на GA, уз мање стандардне девијације током већег броја понављања.

Поред трофазних асинхроних мотора, неки радови усмеравају пажњу и ка идентификацији параметара вишефазних мотора, као што је приказано у [42]. Предложен је хибридни алгоритам HPJOA, који комбинује PSO и JAYA алгоритме, за идентификацију параметара вишефазних асинхроних мотора. Анализирана су два мотора: трофазни (1/3 hp) и шестофазни (3 hp), а параметри су идентификовани на основу функције циља која минимизује грешке између добијених и каталошких вредности момента и фактора снаге. У раду [43] исти аутори су предложили нови

хибридни алгоритам под називом побољшани алгоритам унутрашње претраге (IISA) (енг. *Improved Interior Search Algorithm*). Алгоритам је имао за циљ унапређење ефикасности и прецизности идентификације параметара асинхроних мотора кроз интеграцију стратегије укрштања (енг. *crossover strategy*) и концепта хаотичне претраге (енг. *chaotic search*). Параметри еквивалентне шеме мотора су идентификовани минимизацијом исте функције циља као у [42], а тестирање је извршено на истим вишефазним моторима. Резултати добијени применом IISA алгоритма упоређени су са основним алгоритмом унутрашње претраге (ISA), и другим метахеуристичким алгоритмима. Статистичка анализа и анализа стабилности показале су да IISA обезбеђује већу прецизност и бржу конвергенцију, чиме представља значајно побољшање у односу на основни ISA алгоритам.

У настојању да се избегну традиционалне методе испитивања асинхроних мотора у празном ходу и при кратком споју, у [44] предложен је приступ идентификацији параметара заснован на оптимизацији јата кокошака (CSO) (енг. *Chicken Swarm Optimization*). Примењене су две варијанте „T" еквивалентне шеме мотора, са паралелном и редном конфигурацијом гране магнећења. Ефикасност предложене методологије верификована је експериментима на мотору снаге 7.5 kW, где је постигнута висока тачност у односу на класичну методу дефинисану IEEE 112 стандардом. *Mahmoud* и сарадници у свом раду [45] предлажу две стратегије за идентификацију параметара трофазних асинхроних мотора: методу засновану на техничкој документацији произвођача (MDSM) (енг. *Manufacturer's datasheet method*) и методу идентификације параметара током рада мотора (OsM) (енг. *On-service method*), која не захтева механичко одвајање мотора од оптерећења. Коришћени су једнокавезни и двокавезни модели мотора који укључују губитке у гвожђу магнетног кола. За оптимизацију је примењен алгоритам електростатичког пражњења (ESDO) (енг. *Electrostatic Discharge Optimizer*), а тестирања на моторима снага 90 kW, 45 kW и 2.2 kW показала су боље резултате у погледу тачности и брзине у односу на генетски алгоритам и алгоритам воденог циклуса (WCA) (енг. *Water cycle algorithm*).

У [46] за идентификацију параметара асинхроних мотора у стационарном стању коришћена је стратегија еволуције са прилагођавањем матрице коваријансе (CMA-

ES) (енг. *Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy*). CMA-ES алгоритам итеративно прилагођава параметре мотора каталошким (експерименталним) подацима, узимајући у обзир утицај температуре на отпорности. Математички модел заснован је на „T” еквивалентној шеми, и обухвата губитке у гвожђу магнетног кола и отпорности које зависе од температуре. Модел је верификован помоћу експерименталних података за два асинхрона мотора снага 1.1 kW и 4 kW, са мерењима напона, струје, клизања и температуре. Предложена метода је упоређена са другим метахеуристичким приступима и показала је бржу конвергенцију и бољу тачност, посебно за параметре који зависе од температуре.

У [47] представљена је *offline* метода за идентификацију електричних параметара динамичког модела асинхроног мотора, која узима у обзир ефекат магнетног засићења и губитке у гвожђу магнетног кола. У овом моделу магнетно засићење моделовано је на два начина: преко зависности струје од флукса и преко зависности флукса од струје, док су губици у гвожђу раздвојени на хистерезне и вихорне губитке. Идентификација параметара заснована је на примени генетског алгоритма који минимизује функцију циља, дефинисану као одступање између каталошке (измерене) и добијене статорске струје. Предложена метода тестирана је на нумеричким симулацијама, и експериментално верификована на мотору снаге 2.2 kW.

Danin и сарадници [48] предложили су побољшани алгоритам оптимизације роја ноћних лептира (IMFO) (енг. *Improved Moth Flame Optimization*), ради побољшања глобалног претраживања и избегавања локалних оптимума. Параметри мотора су идентификовани минимизацијом одступања између каталошких (експерименталних) података и вредности добијених на основу Тевененовог еквивалентног модела. IMFO алгоритам је упоређен са више метахеуристичких алгоритама, при чему је показао супериорне резултате по питању тачности и брзине конвергенције.

У [49] проучавана је техника идентификације параметара асинхроних мотора заснована на оптимизацији крда слонова (EHO) (енг. *Elephant Herding Optimization*), при чему су оптимални параметри добијени методом најмањих средњих квадрата.

Испитивана је улазна импеданса мотора при различитим вредностима клизања, а развијен је модел стационарног стања кавезног асинхроног мотора који укључује нелинеарну отпорност губитака у гвожђу магнетног кола. Реални параметри мотора добијени су практичним испитивањем и коришћени су као почетне вредности у оптимизационом алгоритму. Уважавање нелинеарне отпорности губитака у гвожђу у математичком моделу допринело је повећању тачности идентификације параметара еквивалентне шеме мотора. У [50] представљене су две методе за идентификацију електричних параметара трофазног асинхроног мотора са краткоспојеним ротором. Прва метода прати стандардну IEEE 112 процедуру, која обухвата DC тест, тест празног хода и тест кратког споја, ради идентификације електричних параметара мотора. Друга метода користи технику нелинеарне оптимизације путем MATLAB/Simulink Parameter Estimation Toolbox-а. У овој методи идентификација параметара се врши минимизацијом збира квадрата грешака између измерених и добијених полазних струја статора, користећи мерења напона и струје без потребе за сензорима брзине ротора. Математички модел мотора заснован је на dq0 трансформацији, која укључује једначине за напон и флуксне везе статора и ротора у произвољном референтном координатном систему. Аутори су упоредили резултате добијене предложеном методом са резултатима стандардне IEEE 112 процедуре, и показали да предложена метода постиже ниже средње квадратне грешке у одређивању струја.

Rezaee и *Hoseini* [51] су представили методу за идентификацију параметара асинхроног мотора која користи алгоритам кооперативне коеволуције (CCEA) (енг. *Cooperative-Coevolution algorithm*) у комбинацији са нелинеарном методом заснованом на *Lyapunov*-овој стабилности. Параметри мотора идентификовани су минимизацијом грешке између измерених и добијених подужних и попречних компоненти струје. Предложени метод је упоређен са стандардним генетским алгоритмом, класичним тестовима празног ход и кратког споја, и рекурзивном методом најмањих квадрата (RLS) (енг. *Recursive Least Squares*). Резултати су потврдили тачност методе, са високим поклапањем између добијених и каталошких

вредности момента, као и бржу конвергенцију и боље решавање нелинеарних проблема у односу на упоређене методе.

Рад [52] представља систематичан приступ базиран на диференцијалној еволуцији. Уз модел у стационарном координатном систему и само струјне сигнале као улаз, постигнуте су веома ниске грешке у идентификацији параметара. Модел је обухватао једначине напона и струје за статор и ротор, једначине магнетног флукса и прорачун електромагнетног момента, све у односу на непокретни координатни систем. Поређењем методе са другим техникама аутори су показали робусност и ефикасност у идентификацији параметара, посебно када се као улаз користе само сигнали струје. У [53] испитиване су перформансе различитих оптимизационих алгоритама примењених на идентификацију параметара асинхроних мотора са намотаним и кавезним ротором. Анализирани су алгоритми: претрага наелектрисаног система (CSS) (енг. *Charged System Search*), диференцијална еволуција, оптимизација ројем честица и генетски алгоритам. На основу „T" еквивалентне шеме дефинисана је функција циља заснована на полазном, називном и превалном моменту. Анализа резултата показала је супериорност CSS и DE алгоритама у односу на PSO и GA, у погледу тачности идентификације електричних параметара и обртних момената.

Примена метода машинског учења за идентификацију параметара кавезних асинхроних мотора са једним и два кавеза на ротору анализирана је у [54], где су коришћене вештачке неуронске мреже (ANN) (енг. *Artifical neural netrork*) и адаптивни неуро-фази системи закључивања (ANFIS) (енг. *Adaptive neuro-fuzzy inference system*). За идентификацију параметара мотора коришћени су подаци 20 мотора снага од 8 kW до 500 kW, при чему су развијени модели обучавани на 80% доступних података и тестирани на преосталих 20%. Резултати су показали да ANFIS модел, са примењеним *Sugeno* типом фази система и *Gauss*-овим функцијама припадности, остварује већу тачност и бржу конвергенцију у односу на ANN, посебно код мотора са двоструким кавезом. Потпуно другачији концепт идентификације параметара мотора представљен је у [55], где се мотор користи као инструмент за мерење снаге, момента и брзине, а параметри се добијају у реалним условима рада. Примењен је алгоритам хармонијске претраге, у комбинацији са

једначинама статора и ротора у стационарном координатном систему, чиме је омогућена идентификација параметара у целом оперативном опсегу. Овај приступ представљао је значајан корак ка интеграцији мерења и управљања унутар самог мотора.

У [56] развијена је процедура за идентификацију параметара асинхроног мотора у стационарном стању, са циљем омогућавања самоподешавања без употребе сензора. За ту сврху коришћени су тестови са инјекцијом напона преко инвертора, при чему нелинеарности инвертора нису компензоване. Процедура идентификације обухватала је мерење статичке отпорности статора DC тестом, одређивање засићења индуктивности статора, као и прорачун импедансе роторског кавеза. Метод је експериментално верификован на два индустријска асинхрона мотора снаге 5.6 kW и 45 kW, где су добијени резултати показали добру сагласност са вредностима одређеним класичним методама мерења.

2.2. Анализа осетљивости параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора

Процес производње асинхроних мотора није у потпуности конзистентан, па зато вредности параметара еквивалентне шеме које наводе произвођачи често садрже одређен степен неизвесности, будући да се најчешће заснивају на типичним вредностима за моторе сличних димензија кућишта. Из тог разлога уобичајено је да постоје одступања између стварних вредности параметара и података које обезбеђује произвођач [57-59]. Такође, електрични параметри асинхроних мотора показују високу осетљивост на радне услове, услед чега могу значајно варирати са променама температуре и степена магнетног засићења [58, 59]. Тако, отпорности статора и ротора зависе од температурних услова, док индуктивности углавном зависе од засићења магнетног материјала и густине флукса. Ове варијације могу проузроковати одступања у перформансама мотора и довести до потенцијалних оперативних проблема. У том контексту, анализа осетљивости представља значајан алат, јер омогућава процену индивидуалног утицаја сваког електричног параметра на рад

мотора. Овакве анализе су од посебне важности за оптимизацију пројектовања и рада мотора, као и за детекцију и дијагностику кварова.

У литератури су се могу наћи различити приступи који комбинују идентификацију параметара еквивалентне шеме мотора са анализом осетљивости. Тако је у [57] спроведена анализа осетљивости на асинхроном мотору снаге 1000 hp, како би се идентификовао параметар који највише утиче на перформансе мотора. Анализиране су карактеристике као што су превални и називни обртни моменат, струја статора и фактор снаге, при чему су коришћени парцијални изводи у односу на релевантне електричне параметре.

Анализа осетљивости из [58] примењена је на мотору снаге 2.2 kW, уз разматрање два сценарија: занемаривање и уважавање отпорности сразмерне губицима снаге магнетног кола. Испитивање је изведено при различитим условима оптерећења, уз варијацију електричних параметара од 1%. Итеративна процедура предложена у [59] користи податке произвођача за идентификацију параметара, при чему је анализа осетљивости примењена у свакој итерацији ради прецизније идентификације параметара. Сличан приступ примењен је и у [13, 29], где је анализа осетљивости коришћена ради идентификације параметара са највећим утицајем на перформансе мотора.

Аутори рада [60] анализирали су утицај варијације параметара на рад петофазног асинхроног мотора. Варијација параметара је уведена постепеним повећањем отпорности једне фазе статора и ротора са скоком од 10%, а затим су у Matlab/Simulink окружењу симулирани различити сценарији. Испитиван је утицај ових промена на кључне показатеље перформанси: таласање момента (енг. *torque ripples*), Џулове губитке у статору и ротору и механичку брзину. Резултати су показали да повећање отпорности доводи до пораста губитака и таласања момента, као и до благог пада брзине, при чему су ефекти израженији код варијације роторске отпорности због повећаног клизања.

Истраживање из [61] бави се анализом осетљивости механичке карактеристике асинхроног мотора на појединачне варијације параметара еквивалентне шеме. Анализа осетљивости је спроведена на подацима двополног асинхроног мотора

називне снаге 75 kW применом Monte Carlo симулације. Добијени резултати показали су да највећи утицај на облик механичке карактеристике имају роторски параметри при поласку мотора, као и расипне реактансе статора и ротора. Насупрот томе, утицај отпорности статора и ротора је знатно мањи, док је утицај параметара попречне гране на механичку карактеристику практично занемарљив.

Alamir је у свом раду [62] спровео анализу осетљивости у контексту истовремене процене стања и параметара асинхроног мотора. Проблем је формулисао у облику сепарабилних најмањих квадрата (енг. *separable least squares*), како би било могуће дефинисати и израчунати критеријум осетљивости. Изведени су показатељи осетљивости који мере колико грешке у процени стања утичу на грешке у идентификацији параметара. Нумеричке симулације показале су да су поједине комбинације параметара, нарочито изрази који садрже роторску отпорност, изузетно осетљиве, односно да релативне грешке у процени стања могу довести до грешака у параметрима увећаних и за три реда величине. Такође је показано да истовремена процена стања и параметара значајно зависи од мерења, шумова и апроксимација, због чега алгоритме треба пажљиво тестирати у реалним условима.

У раду [63] примењена је анализа осетљивости заснована на сопственим вредностима (енг. *eigenvalue-based sensitivity analysis*) ради идентификације параметара еквивалентне шеме асинхроног мотора који највише утичу на перформансе и стабилност погона са векторском контролом. Добијени резултати показали су да роторска отпорност и реактанса магнећења представљају најкритичније параметре, чија нетачна идентификација може довести до деградације ефикасности, повећања таласања момента и нестабилности.

Shiri и сарадници [64] су извршили анализу осетљивости индиректног векторског управљања асинхроним мотором на варијације електричних параметара. Аутори су најпре из основних једначина извели аналитичке функције које повезују момент и роторски флукс са кључним параметрима мотора, пре свега отпорношћу ротора и међуиндуктивношћу. Дефинисали су бездимензионе коефицијенте осетљивости и формирали функције за процену одступања стварних вредности момента и флукса од каталошких. Показали су да отпорност ротора има највећи

утицај на стабилност и прецизност управљања, док промене међуиндуктивности узрокују осцилације, а варијације отпорности статора утичу на смањење момента и флукса.

У [65] испитан је утицај еквивалентних отпорности на радне перформансе трофазних асинхроних мотора. Анализиране су отпорности статора и ротора, као и отпорност сразмерна губицима снаге магнетног кола кроз реалне конструктивне измене: промену пречника проводника, пресека роторских шипки и врсте челика. Варијације параметара су испитиване моделом еквивалентног кола и FEM симулацијама, при два критеријума: једнака загрејаност и једнака излазна снага мотора. Резултати су показали да смањење отпорности статора повећава ефикасност и снагу, промене отпорности ротора утичу на брзину и момент, а избор челика са мањим губицима значајно побољшава ефикасност, али слаби полазне перформансе.

У [66] аутори су спровели анализу осетљивости перформанси асинхроног мотора у односу на параметре еквивалентног кола. Анализа осетљивости је изведена тако што је сваки параметар еквивалентне шеме мењан појединачно за ±1%, након чега је израчунат проценат промене појединих радних величинама мотора. Испитивани су утицаји на: фактор снаге, улазну/излазну снагу, клизање, степен искоришћења, превални и полазни момент, као и струје при поласку и у раду. Резултати су показали да роторска отпорност и расипна реактанса статора доминантно утичу на струју статора, улазну снагу и полазни момент, расипна реактанса и отпорност статора највише утичу на превални момент, док расипне реактансе статора и ротора утичу на полазну струју. Додатно, анализирана је и осетљивост у односу на напон и фреквенцију напајања. Показано је да су струје и моменти осетљиви на промене напона и фреквенције, док степен искоришћења и фактор снаге практично нису погођени.

Hatos и сарадници [67] спровели су анализу осетљивости у Matlab/Simulink окружењу да би извршили идентификацију кључних параметара модела асинхроног мотора. Анализирано је тринаест параметара мотора и инвертора, међу којима су отпорности, индуктивности, момент инерције и параметри пригушног и мостног кола. Утицај њихове варијације посматран је кроз одзив напона, струје, брзине и

електромагнетног момента. Резултати су показали да индуктивности статора и ротора представљају критично осетљиве параметре, док су момент инерције и отпорност статора оцењени као умерено осетљиви. Мању осетљивост показали су отпорност ротора и међуиндуктивност, док параметри мостног и пригушног кола практично нису имали значајан утицај на одзив система.

У [68] спроведена је анализа осетљивости ради процене утицаја расипне реактансе и отпорности ротора, као и реактансе магнећења на резултате одређивања момента мотора. Анализа је обухватала две методологије: (1) варирање сваког параметра појединачно и (2) фиксирање појединих параметара док се остали мењају. Резултати су показали да је најосетљивији параметар отпорност ротора, затим реактанса магнећења, док је утицај расипне реактансе занемарљив. Додатне симулације на различитим брзинама показале су да су грешке у идентификацији параметара посебно критичне при малим брзинама, где чак и релативно мала одступања могу довести до значајних прецењивања или потцењивања момента.

2.3. Преглед докторских дисертација

У релевантној литератури доступан је значајан број докторских дисертација које се баве развојем и унапређењем метода за идентификацију електричних и механичких параметара асинхроних мотора. Ове дисертације представљају широк опсег приступа, од хеуристичких оптимизационих метода и техника машинског учења, преко адаптивних и *online* алгоритама, до класичних математичких метода и интегрисаних хардверско-софтверских система. Из анализе се може уочити да све ове истраживачке линије деле заједничку тенденцију ка унапређењу тачности модела, робусности у динамичким режимима и могућности примене у реалним индустријским условима.

У оквиру прве групе дисертација посебно се истичу истраживања која примењују еволуционе алгоритме и друге хеуристичке технике за идентификацију параметара на основу ограниченог сета мерених величина, најчешће током транзијентних стања. *Kampision* [69] примењује генетски алгоритам у *offline* режиму за идентификацију параметара еквивалентне шеме, анализирајући транзијентне

одзиве у векторски контролисаном погону. Циљ је постизање високе прецизности неопходне за одвајање флукса и обртног момента мотора. Показано је добро поклапање добијених и измерених резултата, а пријављени резултати такође указују на изражен утицај радних услова (као што су оптерећење и магнетно засићење) на вредности реактансе магнећења и отпорности ротора. Сличан приступ примењује и Бајректаревић [70], која користи генетски алгоритам за идентификацију параметара на основу података при тесту слободног убрзања мотора. Добијени параметри, измерени коришћењем система за аквизицију података и *LabVIEW* софтвера, показују високу сагласност са референтним IEEE стандардним тестовима. *Abdel-Rehim* [71], развија метод који комбинује генетски алгоритам и оптимизацију ројем честица за ефикасну идентификацију електричних и механичких параметара асинхроног мотора. Аутор наглашава да овај приступ, иако припада класи слабих процедура претраге, омогућава поуздану идентификацију параметара на основу ограниченог сета улазних података (само мерења статорских напона и струја). Тестирање је изведено током слободног убрзања мотора при константној фреквенцији, а добијени параметри су показали добру сагласност са IEEE стандардним тестовима. *Rengarajan* [72], представља сложенији, вишеслојни приступ за аутоматизацију процеса подешавања параметара (енг. *Parameter Tuning*), првенствено намењен за детекцију и изолацију кварова. Овај приступ интегрише технике вештачке интелигенције као што су Quasi-Monte Carlo узорковање и генетски алгоритам са проширеним Калмановим филтером. Хеуристички методи (GA и Quasi-Monte Carlo) могу поуздано да идентификују параметре користећи *batch estimator* (на основу прикупљеног скупа података, што је рачунарски захтевно и *offline*), док проширени Калманов филтер омогућава *online* идентификацију параметара, где се ажурирање врши на основу текућих мерења. Рад потврђује могућност примене овог приступа на асинхроне моторе различитих називних снага.

Други сегмент дисертација усмерен је на развој *online* адаптивних алгоритама погодних за примене у напредним електромоторним погонима, укључујући и погонске системе у електричним и хибридним возилима. *Hasan* [73] у оквиру свог истраживања фокусираног на погонски мотор (асинхрона машина) хибридног

електричног возила, развија *Luenberger-sliding* методу са *online* прилагођавањем параметара. Ова метода омогућава стабилну и прецизну идентификацију под динамичким условима и условима брзе промене оптерећења, што је кључно за примену у електричним возилима. Валидација алгоритма извршена је коришћењем виртуелних симулација физичког система, чиме је потврђена брза конвергенција параметара и одличне карактеристике одзива погона. *Karanayil* [74], са друге стране, примењује вештачке неуронске мреже и *fuzzy* логичке системе како би омогућио веома брзу и робусну *online* идентификацију отпорности статора и ротора у системима са роторски оријентисаном контролом. Аутор је решио проблем одређивања флукса ротора развојем алтернативног синтетизатора флукса. Његови резултати демонстрирају супериорност идентификације параметара засноване на неуронским мрежама (посебно *feedforward* и *recurrent* мрежама) над *PI* и *fuzzy* методама, како у погледу динамике, тако и у условима промене температуре мотора, омогућавајући рад без сензора брзине.

Део литературе обухвата и радове који развијају класичне математичке методологије за решавање нелинеарних проблема идентификације параметара еквивалентне шеме мотора. *Wang* [75], представља *online* метод за идентификацију параметара система чији су регресиони модели нелинеарни у параметрима, као што је случај код асинхроног мотора услед немерљивих стања ротора. Аутор примењује теорију елиминације за преформулацију нелинеарног проблема најмањих квадрата у систем једначина у облику полинома. Такав систем може бити решен у коначном броју корака, чиме се избегава потреба за уобичајеним поједностављујућим претпоставкама, као што је претпоставка споро променљиве брзине, која се иначе користи при моделирању асинхроних машина. *Li* [76], развија диференцијално-алгебарски приступ којим се брзина и временска константа ротора могу одредити искључиво на основу измерених статорских напона и струја. Показано је да се брзина може изразити као решење једначина другог и трећег степена, чији коефицијенти зависе од измерених параметара. Овако одређена брзина се затим користи као улаз за адаптивну *Luenberger*-ову методу како би се добила поуздана идентификација. Овај приступ обезбеђује високу тачност чак и у режимима малих брзина (укључујући и

нулту брзину), што је традиционално представљало значајан изазов у системима векторске контроле.

У области идентификације параметара једнофазних асинхроних мотора значајан је рад *Huynh*-а [77], који представља свеобухватну, вишестепену методологију погодну за моделирање како стационарних, тако и транзијентних одзива машине. Методологија се састоји од три фазе. Почетна идентификација: коришћење *Newton-Raphson*-овог поступка за иницијално решавање система нелинеарних једначина и идентификацију параметара као што су индуктивности и отпорност ротора на основу стационарних мерења. Прецизно подешавање: примена нелинеарне оптимизације најмањих квадрата, коришћењем *Levenberg-Marquardt*-овог алгоритма, чиме се параметри фино подешавају на основу мерења прикупљених током полазних транзијената. Праћење параметара у реалном времену: употреба проширеног Калмановог филтера за праћење временски променљиве полазне капацитивности. Овај корак, у комбинацији са фазом нелинеарне оптимизације методом најмањих квадрата, захтева искључиво прикупљање података током нормалних прелазних режима. Предложена методологија има значајну практичну вредност, јер је директно примењива у *online* дијагностици и прогнози стања асинхроне машине.

Значајан допринос овој области представља дисертација Tabatabaei-Yazdi-ja [78], која описује развој нове интегрисане методе за *online* идентификацију параметара трофазних асинхроних мотора у реалном времену. Ова метода је заснована на напредном систему за аквизицију података са дигиталним процесором сигнала, који омогућава прецизно и динамично мерење свих потребних величина (струје, напона, снаге и брзине) током процеса поласка мотора. Кључна иновација лежи у коришћењу инвертора са синусоидном модулацијом за синтетичко оптерећење, чиме се у потпуности елиминише потреба за гломазним и скупим механичким динамометрима. Аутор показује да овај приступ значајно скраћује време тестирања, обезбеђује високу тачност у идентификацији параметара различитих типова ротора.

Као трећи сегмент литературе, издвајају се радови фокусирани на методологије идентификације параметара неопходних за економичне погоне, као и на примену

напредних оптимизационих алгоритама у идентификацији параметара и дијагностици кварова. *Ozyurt* [79] се фокусира на идентификацију параметара и брзине асинхроних мотора користећи каталошке податке произвођача и једноставна мерења, уз примарни циљ да се добију методе погодне за економичне погоне. Аутор истражује и предлаже више метода *offline* идентификације параметара, прилагођених скаларној контроли, елиминишући потребу за скупим стандардним тестовима (као што су тест празног хода и тест кратког споја). *Duan* [80] представља комплексну методологију за идентификацију параметара и дијагностику кварова асинхроних мотора коришћењем оптимизационих алгоритама. Кључни допринос је у примени *Sparse Grid* оптимизације (посебно *Hyperbolic Cross Point Algorithm*-HCPA) за прецизну идентификацију параметара. Тако идентификовани параметри се затим користе као основа за генеричку методу детекције кварова, укључујући и кратке спојеве на статору.

Иако међународна литература обухвата велики број дисертација које се баве различитим аспектима идентификације параметара асинхроних мотора, од хеуристичке оптимизације, преко алгебарских и диференцијално-алгебарских метода, до *online* адаптације у сложеним управљачким структурама, уочава се потреба за даљим унапређењем тачности, робусности и примењивости предложених приступа. У домаћој научној заједници овај проблем разматран је у мањем броју дисертација, које се одликују високим степеном релевантности. Увид у расположиве изворе показује да су у домаћој литератури пронађене две дисертације које се директно баве анализом параметара асинхроних машина. Њихов тематски фокус и методолошки приступ чине их значајним за компарацију са глобалним истраживачким токовима, па се у наставку даје њихов сажети преглед. Дисертација Попова [81], представља метод неинвазивног одређивања температуре ротора без коришћења додатних сензора. Метода се ослања на анализу високофреквентних компонената статорских напона и струја, које су генерисане самим енергетским претварачем (инвертором) као последица PWM комутација. Аутор показује да се на вишим фреквенцијама, услед површинског ефекта, могу поуздано одредити температурно зависни параметри као што је роторска отпорност. Експериментална валидација на више типова мотора и

различитим претварачима потврђује да метод може бити примењив у реалновременским управљачким структурама. Дисертација Кираља [82] развија проширени метод просторних вектора заснован на решавању магнетног поља методом коначних елемената. Предложени поступак омогућава прецизнију идентификацију параметара еквивалентне шеме, укључујући индуктивности и роторску отпорност, на основу фазора струја и флуксних обухвата добијених из FEM решења. Посебна вредност рада је у могућности издвајања просторних хармоника роторских струја и анализе њиховог утицаја на момент (укључујући компоненте кочионог момента). Верификација поступка на нисконапонском и високонапонском мотору потврђује његову прецизност и добру сагласност са резултатима добијеним аналитичким моделима и Максвеловим стрес-тензором (енг. *Maxwell stress tensor*).

У целини, анализиране дисертације указују на широку разноврсност приступа идентификације параметара асинхроних мотора, али и на јасну конвергенцију ка методама које обезбеђују високу тачност, могућност *online* примене и робусно понашање у реалним радним условима. Ова истраживања представљају значајну основу за даљи развој напредних метода идентификације параметара и моделирања асинхроних мотора.

3. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛИ КАВЕЗНОГ АСИНХРОНОГ МОТОРА

У овом поглављу обрађена је проблематика моделовања кавезног асинхроног мотора помоћу заменске еквивалентне шеме. Детаљно су описана три математичка модела: једнокавезни модел, двокавезни модел, као и једнокавезни модел са уважавањем прелазних процеса на ротору.

3.1. Једнокавезни математички модел

Најзаступљенији начин моделовања асинхроног мотора заснива се на употреби једнокавезног математичког модела, односно такозване „Т" еквивалентне шеме. Ова шема представљена је на Сл. 3.1, и представља поједностављени модел који омогућава анализу електромагнетног понашања мотора у стационарном стању.

Топологија еквивалентне шеме једнокавезног асинхроног мотора обухвата две основне гране: редну и паралелну. У редној грани налазе се отпорност и расипна реактанса статора (R_s и X_s), који представљају електричне губитке и расипни флукс у намотајима статора. Паралелно са овом граном налази се грана магнећења, која се састоји од реактансе магнећења (X_m) и отпорности сразмерне губицима снаге магнетног кола (R_{fe}). Ипак, пошто је вредност ове отпорности обично много већа од вредности реактансе магнећења, струја која протиче кроз ову отпорност је веома мала, па је њен утицај занемарљив. Поред тога у анализи рада асинхроног мотора у стационарном стању губици у магнетном колу се често рачунају у оквиру механичких губитака, па се отпорност (R_{fe}) у пракси најчешће занемарује. Са десне стране гране магнећења налазе се отпорност и расипна реактанса ротора (R_r и X_r), који представљају електричне губитке и расипни флукс у намотајима ротора.

Остале ознаке на еквивалентној шеми имају следећа значења:

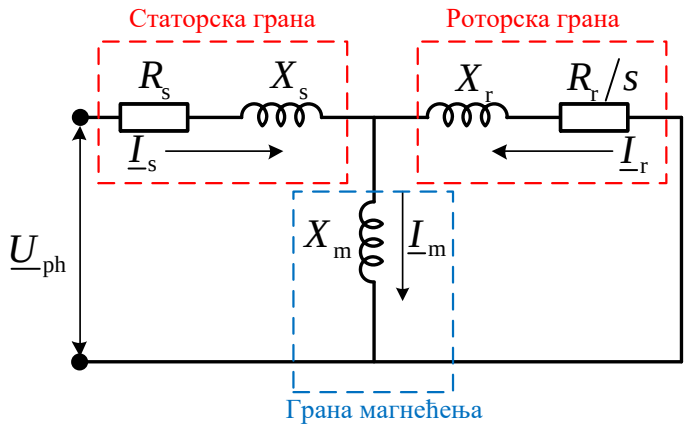
U_{ph} - фазни напон статора;

I_s - фазна струја статора;

I_r - фазна струја ротора;

I_m - струја магнећења;

s - клизање.



Сл. 3.1 Еквивалентна шема по фази једнокавезног асинхроног мотора [13, 39]

На основу еквивалентне шеме са Сл. 3.1 могу се извести изрази за струје статора и ротора као функције клизања [13, 39]:

$$\underline{I}_s(s) = \frac{\underline{U}_{ph}}{R_s + jX_s + \underline{Z}_p(s)}, \tag{3.1}$$

$$\underline{I}_r(s) = \frac{\underline{Z}_p(s) \cdot \underline{I}_s(s)}{\frac{R_r}{s} + jX_r}, \tag{3.2}$$

где је са $\underline{Z}_p(s)$ представљена еквивалентна импеданса паралелне везе гране магнећења и роторске гране, дата следећим изразом:

$$\underline{Z}_p(s) = \frac{1}{\frac{1}{jX_m} + \frac{1}{\frac{R_r}{s} + jX_r}}. \tag{3.3}$$

Електромагнетни момент мотора у функцији клизања представљен је следећим изразом:

$$M(s) = \frac{3p}{\omega_s}\left[I_r(s)\right]^2 \frac{R_r}{s}. \tag{3.4}$$

Заменом називног клизања (s_{nom}) у једначини (3.4) добија се називни момент мотора M_{nom}, при чему се називно клизање одређује на основу следећег израза:

$$s_{\mathrm{nom}} = \frac{n' - n_{\mathrm{nom}}}{n'}, \tag{3.5}$$

где су са n' и n_{nom} означене синхрона и називна брзина мотора.

Превални момент мотора (M_{pr}) добија се заменом превалног клизања (s_{pr}) у једначину (3.4). Вредност превалног клизања може се одредити према следећој формули:

$$s_{\mathrm{pr}} = \frac{R_{\mathrm{r}}}{\sqrt{R_{\mathrm{Th}}^2 + \left(X_{\mathrm{Th}} + X_{\mathrm{r}}\right)^2}}. \tag{3.6}$$

У једначини (3.6) (R_{Th}) и (X_{Th}) представљају реалан и имагинаран део Тевененове импедансе (Z_{Th}):

$$\underline{Z}_{\mathrm{Th}} = R_{\mathrm{Th}} + jX_{\mathrm{Th}} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_{\mathrm{s}} + jX_{\mathrm{s}}} + \dfrac{1}{jX_{\mathrm{m}}}}, \tag{3.7}$$

$$R_{\mathrm{Th}} = \mathrm{Re}\left\{Z_{\mathrm{Th}}\right\}, \quad X_{\mathrm{Th}} = \mathrm{Im}\left\{Z_{\mathrm{Th}}\right\}. \tag{3.8}$$

За одређивање полазног момента мотора (M_{pol}) у једначини (3.4) потребно је уврстити полазно клизање ($s_{\mathrm{pol}} = 1$).

Привидна снага мотора која се при називном оптерећењу узима из мреже, као и њена активна и реактивна компонента могу се одредити преко следећих израза:

$$\underline{S}_{\mathrm{el.nom}} = 3 \cdot \underline{U}_{\mathrm{ph}} \cdot \left[\underline{I}_{\mathrm{s}}(s_{\mathrm{nom}})\right]^*, \tag{3.9}$$

$$P_{\mathrm{el.nom}} = \mathrm{Re}\left\{\underline{S}(s_{\mathrm{nom}})\right\}, \quad Q_{\mathrm{el.nom}} = \mathrm{Im}\left\{\underline{S}(s_{\mathrm{nom}})\right\}. \tag{3.10}$$

Овако одређене вредности активне и реактивне снаге мотора користе се у изразу за називни фактор снаге мотора:

$$\cos\varphi_{\mathrm{nom}} = \cos\left[\arctan\left(\frac{Q_{\mathrm{el.nom}}}{P_{\mathrm{el.nom}}}\right)\right]. \tag{3.11}$$

3.1.1. Предности и ограничења једнокавезног математичког модела

Једнокавезни модел асинхроног мотора има неколико предности које га чине корисним за идентификацију електричних параметара. Због малог броја параметара, овај модел је једноставан за примену, лако се користи у управљачким алгоритмима и не захтева велике рачунарске ресурсе. Пружа довољну тачност за опис рада мотора у устаљеном режиму рада у близини називне брзине.

Ипак, не обухвата утицај двоструког кавеза на ротору или дубоких жлебова, што га чини непоузданим за анализу и идентификацију параметара при поласку мотора. Због тога није погодан за примене где је важно тачно одредити полазни момент и струју, посебно у условима оптерећеног поласка. Због тих ограничења, једнокавезни модел често није довољан за прецизну идентификацију параметара у целом радном опсегу мотора.

3.2. Двокавезни математички модел

Други начин моделовања асинхроног мотора је преко двокавезног модела, који је приказан на Сл. 3.2 [13, 31]. У односу на једнокавезни модел, код овог модела је на ротору додата још једна попречна грана, која представља спољашњи кавез, такозвани полазни кавез. На овај начин се постиже прецизније моделовање понашања мотора током поласка.

На Сл. 3.2, ознаке статорских параметара и параметара гране магнећења су исте као код једнокавезног модела. Роторски параметри имају следеће ознаке:

$R_{\mathrm{r_nom}}$ - омска отпорност унутрашњег кавеза ротора;

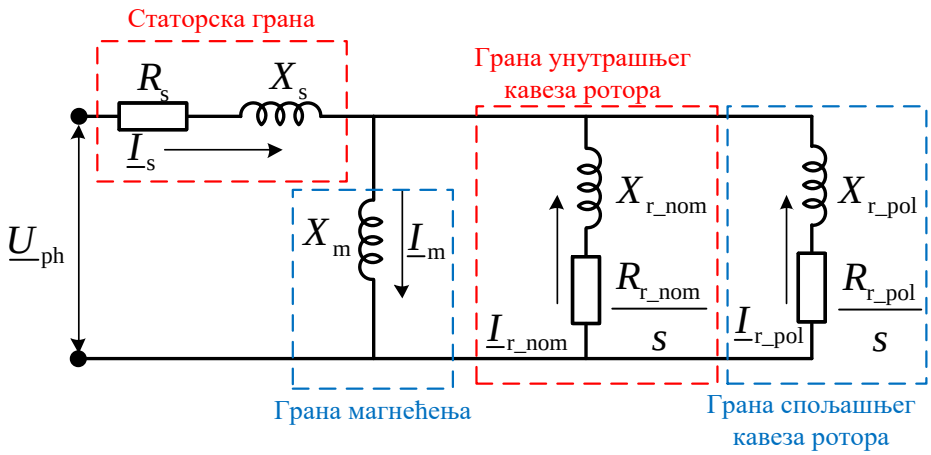
$X_{\mathrm{r_nom}}$ - расипна реактанса унутрашњег кавеза ротора;

$R_{\mathrm{r_pol}}$ - омска отпорност спољашњег кавеза ротора;

$X_{\mathrm{r_pol}}$ - расипна реактанса спољашњег кавеза ротора;

$I_{\mathrm{r_nom}}$ - фазна струја унутрашњег кавеза ротора;

$I_{\mathrm{r_pol}}$ - фазна струја спољашњег кавеза ротора.



Сл. 3.2 Еквивалентна шема по фази двокавезног асинхроног мотора [13, 31]

У двокавезном моделу асинхроног мотора преко параметара унутрашњег кавеза описује се називни радни режим мотора, док се преко параметара спољашњег кавеза описује понашање мотора при поласку.

На основу еквивалентне шеме представљене на Сл. 3.2 могу се извести аналитички изрази који омогућавају идентификацију параметара еквивалентне шеме мотора:

Струја статора у функцији клизања:

$$\underline{I}_{\mathrm{s}}(s)=\frac{\underline{U}_{\mathrm{ph}}}{R_{\mathrm{s}}+jX_{\mathrm{s}}+\underline{Z}_{\mathrm{p2}}(s)}. \tag{3.12}$$

Струја унутрашњег кавеза ротора у функцији клизања:

$$\underline{I}_{\mathrm{r_nom}}(s)=\frac{\underline{Z}_{\mathrm{p2}}(s)\cdot\underline{I}_{\mathrm{s}}(s)}{\dfrac{R_{\mathrm{r_nom}}}{s}+jX_{\mathrm{r_nom}}}. \tag{3.13}$$

Струја спољашњег кавеза ротора у функцији клизања:

$$\underline{I}_{\mathrm{r_pol}}(s)=\frac{\underline{Z}_{\mathrm{p2}}(s)\cdot\underline{I}_{\mathrm{s}}(s)}{\dfrac{R_{\mathrm{r_pol}}}{s}+jX_{\mathrm{r_pol}}}, \tag{3.14}$$

где симбол $\underline{Z}_{\mathrm{p2}}(s)$ означава еквивалентну импедансу паралелне везе гране магнећења, унутрашње и спољашње роторске гране, дефинисане на следећи начин:

$$\underline{Z}_{\mathrm{p2}}(s)=\frac{1}{\dfrac{1}{jX_{\mathrm{m}}}+\dfrac{1}{\dfrac{R_{\mathrm{r_nom}}}{s}+jX_{\mathrm{r_nom}}}+\dfrac{1}{\dfrac{R_{\mathrm{r_pol}}}{s}+jX_{\mathrm{r_pol}}}}. \tag{3.15}$$

Електомагнетни момент мотора у функцији клизања представљен је следећим изразом:

$$M(s)=\frac{3p}{\omega_{\mathrm{s}}}\left(\left[I_{\mathrm{r_nom}}(s)\right]^2\frac{R_{\mathrm{r_nom}}}{s}+\left[I_{\mathrm{r_pol}}(s)\right]^2\frac{R_{\mathrm{r_pol}}}{s}\right). \tag{3.16}$$

Као и код једнокавезног математичког модела заменом називног s_{nom}, превалног s_{pr} и полазног s_{pol} = 1 клизања у једначини (3.16) добијају се називни M_{nom}, превални M_{pr} и полазни M_{pol} момент мотора. Израз за одређивање називног клизања исти је као код једнокавезног модела, тј. израз (3.5). Полазно клизање се такође поставља на јединицу, док се превално клизање одређује решавањем следеће једначине:

$$\frac{dM(s_{\mathrm{pr}})}{ds}=0. \tag{3.17}$$

Привидна, активна и реактивна снага које мотор узима из мреже, као и називни фактор снаге мотора одређују се на исти начин као и код једнокавезног модела, односно преко једначина (3.9) до (3.11).

3.2.1. Предности и ограничења двокавезног математичког модела

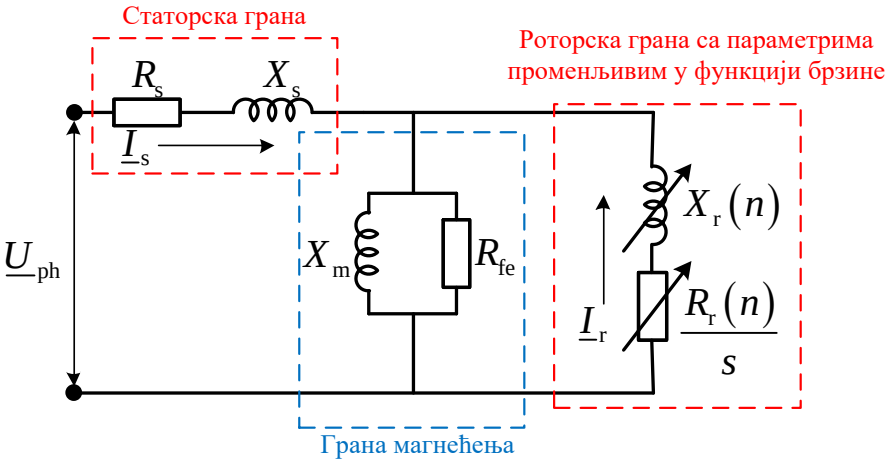
Двокавезни математички модел асинхроног мотора омогућава прецизније описивање понашања мотора у ширем опсегу рада, укључујући полазак под оптерећењем. Захваљујући додатним параметрима који моделују унутрашњи и спољашњи кавез на ротору, овај модел омогућава реалистичну симулацију полазних струја и момента, што га чини погодним за моторе са двоструким кавезом и дубоким жлебовима. Поред тога, примењив је у динамичким анализама и у развоју напредних управљачких алгоритама. Међутим, услед већег броја параметара,

идентификација је сложенија, и захтева веће рачунарске ресурсе у поређењу са једноставнијим моделима. Због тога се двокавезни модел користи када је потребна већа тачност и детаљнија анализа понашања мотора у различитим режимима рада.

3.3. Једнокавезни математички модел са уважавањем утицаја површинског ефекта

На Сл. 3.3 приказана је еквивалентна шема по фази асинхроног мотора са уважавањем промене роторских параметара услед површинског ефекта. Ова еквивалентна шема на први поглед изгледа идентично као код класичног једнокавезног модела асинхроног мотора. Међутим, кључна разлика се огледа у томе што роторски параметри, односно отпорност и расипна реактанса ротора, више нису константне величине, већ су функције брзине обртања. На тај начин модел уважава утицај површинског ефекта, који је изражен посебно у условима поласка и великих струја, мењајући расподелу струја у шипкама ротора и тиме ефективне вредности роторских параметара [8, 24].

Ознаке на Сл. 3.3 имају исто значење као код једнокавезног математичког модела, с тим што је потребно додати још два параметара који описују понашање ротора при поласку мотора: полазну активну отпорност ротора $R_{r_pol} = R_r(n = 0)$ и полазну расипну реактансу ротора $X_{r_pol} = X_r(n = 0)$.



Сл. 3.3 Еквивалентна шема по фази асинхроног мотора са уважавањем промене параметара на ротору услед површинског ефекта [8, 24]

На основу еквивалентне шеме могу се извести изрази за струје статора и ротора, момент мотора и фактор снаге:

$$\underline{I}_{\mathrm{s}}(s)=\frac{\underline{U}_{\mathrm{ph}}}{R_{\mathrm{s}}+jX_{\mathrm{s}}+\underline{Z}_{\mathrm{p}}(s)}, \tag{3.18}$$

$$\underline{I}_{\mathrm{r}}(s)=\frac{\underline{Z}_{\mathrm{p}}(s)\cdot\underline{I}_{\mathrm{s}}(s)}{\frac{R_{\mathrm{r}}(n)}{s}+jX_{\mathrm{r}}(n)}, \tag{3.19}$$

где је са $\underline{Z}_{\mathrm{p}}(s)$ представљена еквивалентна импеданса паралелне везе магнетизационе и роторске гране, дата следећим изразом:

$$\underline{Z}_{\mathrm{p}}(s)=\frac{1}{\frac{1}{\frac{R_{\mathrm{fe}}\cdot jX_{\mathrm{m}}}{R_{\mathrm{fe}}+jX_{\mathrm{m}}}}+\frac{1}{\frac{R_{\mathrm{r}}(n)}{s}+jX_{\mathrm{r}}(n)}}. \tag{3.20}$$

Електромагнетни момент мотора у функцији клизања представљен је следећим изразом:

$$M(s)=\frac{3p}{\omega_{\mathrm{s}}}\left[I_{\mathrm{r}}(s)\right]^{2}\frac{R_{\mathrm{r}}(n)}{s}. \tag{3.21}$$

Заменом називног клизања s_{nom} у једначинама (3.18) до (3.21) добијају се изрази за називне струје статора и ротора, као и називни момент мотора. Називно клизање одређује се исто као и код претходна два модела на основу израза (3.5). Изрази за полазне струје статора и ротора, као и за полазни момент мотора добијају се заменом полазног клизања $s_{\mathrm{pol}}=1$ у једначинама (3.18) до (3.21). Превални момент мотора M_{pr} добија се уношењем превалног клизања s_{pr} у једначину (3.21). Вредност превалног клизања може се одредити према следећој формули:

$$s_{\mathrm{pr}}=\frac{R_{\mathrm{r_nom}}}{\sqrt{R_{\mathrm{Th}}^{2}+\left(X_{\mathrm{Th}}+X_{\mathrm{r_nom}}\right)^{2}}}, \tag{3.22}$$

где су R_{Th} и X_{Th} реалан и имагинаран део Тевененове импедансе Z_{Th}:

$$\underline{Z}_{\mathrm{Th}} = R_{\mathrm{Th}} + jX_{\mathrm{Th}} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_{\mathrm{s}} + jX_{\mathrm{s}}} + \dfrac{1}{\dfrac{R_{\mathrm{fe}} \cdot jX_{\mathrm{m}}}{R_{\mathrm{fe}} + jX_{\mathrm{m}}}}}, \tag{3.23}$$

$$R_{\mathrm{Th}} = \mathrm{Re}\left\{Z_{\mathrm{Th}}\right\}, \quad X_{\mathrm{Th}} = \mathrm{Im}\left\{Z_{\mathrm{Th}}\right\}. \tag{3.24}$$

Привидна снага мотора која се при називном оптерећењу узима из мреже, као и њена активна и реактивна компонента одређују се применом израза (3.9) и (3.10). Привидна ($S_{\mathrm{el.pol}}$), активна ($P_{\mathrm{el.pol}}$) и реактивна ($Q_{\mathrm{el.pol}}$) снага које мотор при старту узима из мреже одређују се заменом полазног клизања ($s_{\mathrm{pol}} = 1$) у једначинама (3.9) и (3.10).

На основу ових снага могу се одредити називни фактор снаге $\cos\varphi_{\mathrm{nom}}$ и полазни фактор снаге $\cos\varphi_{\mathrm{pol}}$ мотора:

$$\cos\varphi_{\mathrm{nom}} = \frac{P_{\mathrm{el.nom}}}{\sqrt{P_{\mathrm{el.nom}}{}^{2} + Q_{\mathrm{el.nom}}{}^{2}}}, \tag{3.25}$$

$$\cos\varphi_{\mathrm{pol}} = \frac{P_{\mathrm{el.pol}}}{\sqrt{P_{\mathrm{el.pol}}{}^{2} + Q_{\mathrm{el.pol}}{}^{2}}}. \tag{3.26}$$

Називни степен искоришћења мотора добија се помоћу следеће једначине:

$$\eta_{\mathrm{nom}} = \frac{P_{\mathrm{nom}}}{P_{\mathrm{el.nom}}}, \tag{3.27}$$

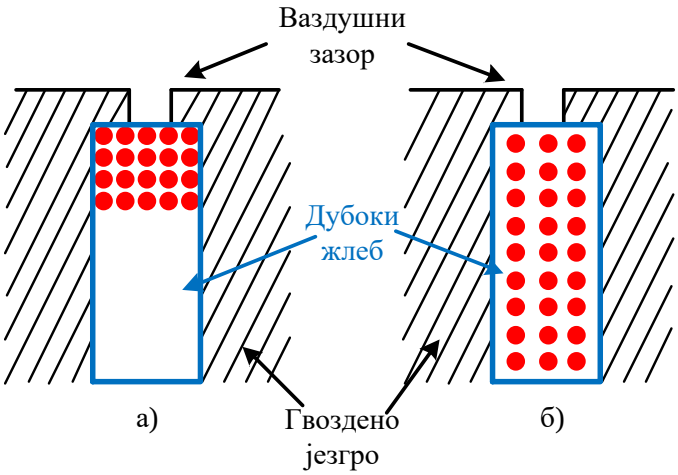
где је P_{nom} механичка снага мотора при називном оптерећењу, која се даје као каталошки податак (називна снага мотора).

3.3.1. Утицај површинског ефекта

Да би се динамичко понашање асинхроног мотора приказало на физички реалистичан начин, у математичким моделима мотора неопходно је уважити утицај површинског ефекта. Ова појава нарочито је изражена код двокавезних мотора и мотора са дубоким жлебовима на ротору, јер значајно утиче на расподелу струје у роторским проводницима. На Сл. 3.4 приказан је попречни пресек дела ротора са

дубоким жлебовима у два карактеристична режима: а) при поласку мотора и б) у називном режиму рада.

Када је асинхрони мотор директно прикључен на мрежу, а ротор укочен, фреквенција напона индукованог у роторским проводницима једнака је фреквенцији наизменичног напона на статору. У зони ваздушног зазора изнад роторског намотаја релуктанса је већа од релуктансе гвожђа ротора. Пошто је индуктивност намотаја обрнуто пропорционална релуктанси, а реактанса се добија као производ индуктивности и фреквенције, произилази да је реактанса на врху жлеба мања од реактансе у унутрашњости жлеба [8, 83]. Због тога ће густина струје бити већа на врху жлеба него у унутрашњем делу жлеба Сл. 3.4 а). Повећана густина струје у смањеном попречном пресеку доводи до веће отпорности ротора и високог полазног момента [8, 83].



Сл. 3.4 Утицај површинског ефекта на дубоке жлебове ротора [8]

Током називног режима рада мотора са малим клизањем, фреквенција напона индукованог у ротору тежи нули, па се реактанса може занемарити. При томе долази до боље расподеле струје по целој површини попречног пресека проводника, и смањења роторске отпорности Сл. 3.4 б). Магнетно поље ротора се тада шири кроз зону са ниском релуктансом (кроз гвоздено језгро), што доводи до повећане индуктивности роторског намотаја. Дакле, док је роторска отпорност пропорционална клизању, индуктивност расте са смањењем клизања. Прелаз из стања (а) у стање (б) одвија се постепено и континуирано. Да би се у моделу

асинхроног мотора адекватно уважио утицај површинског ефекта, параметре ротора при поласку мотора треба одредити тако да обезбеде одговарајуће вредности полазне струје и полазног момента мотора. С друге стране, параметре ротора при називном режиму рада треба одредити тако да одговарају називним радним условима. Зато је током симулација рада мотора, а посебно при одређивању механичке карактеристике мотора, потребно параметре ротора мењати од почетних до називних вредности, пресликавајући стварни рад мотора, тако да је површински ефекат обухваћен законом промене параметара у зависности од брзине [8].

3.3.2. Промена параметара ротора у функцији брзине

Према литератури [9, 24, 25], промена роторских параметара може се описати као функција квадратног корена брзине. Та зависност може се математички изразити следећим једначинама:

$$R_{\mathrm{r}}(n) = R_{\mathrm{r_pol}} - \frac{R_{\mathrm{r_pol}} - R_{\mathrm{r_nom}}}{\sqrt{n_{\mathrm{nom}}}}\sqrt{n}\,, \tag{3.28}$$

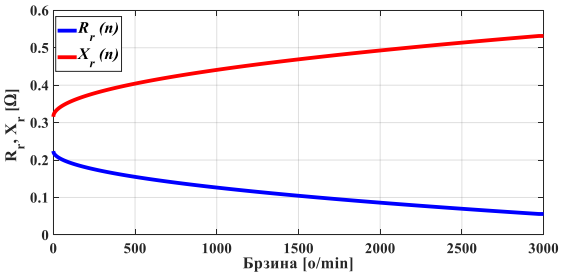
$$X_{\mathrm{r}}(n) = X_{\mathrm{r_pol}} + \frac{X_{\mathrm{r_nom}} - X_{\mathrm{r_pol}}}{\sqrt{n_{\mathrm{nom}}}}\sqrt{n}\,. \tag{3.29}$$

Промена роторских параметара може се представити и као линеарна функција брзине, што се може изразити следећим једначинама [7, 24, 25]:

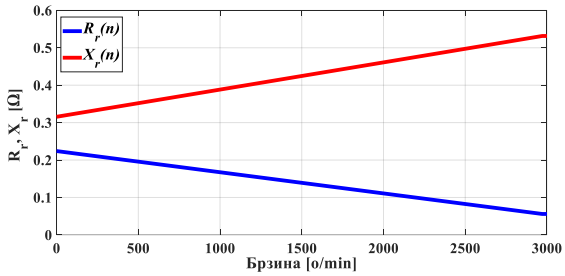
$$R_{\mathrm{r}}(n) = R_{\mathrm{r_pol}} - \frac{R_{\mathrm{r_pol}} - R_{\mathrm{r_nom}}}{n_{\mathrm{nom}}}n\,, \tag{3.30}$$

$$X_{\mathrm{r}}(n) = X_{\mathrm{r_pol}} + \frac{X_{\mathrm{r_nom}} - X_{\mathrm{r_pol}}}{n_{\mathrm{nom}}}n\,. \tag{2.31}$$

На Сл. 3.5 приказана је промена роторских параметара у функцији квадратног корена брзине, док је на Сл. 3.6 приказана промена роторских параметара као линеарна функција брзине. Приказане зависности су одређене за двополни мотор снаге 75 kW.



Сл. 3.5 Промена роторских параметара у функцији квадратног корена брзине



Сл. 3.6 Промена роторских параметара као линеарна функција брзине

У литератури се могу наћи и друге апроксимације промене роторских параметара. У раду [8], аутори су претпоставили да се параметри ротора мењају као функција квадратног корена клизања и приказали промене отпорности и расипне реактансе ротора кроз следеће монотонске нелинеарне функције клизања:

$$R_{\mathrm{r}}(s) = R_{\mathrm{r_pol}} e^{\left\langle g_{\mathrm{r}} \sqrt{1-s} \right\rangle}, \tag{3.32}$$

$$X_{\mathrm{r}}(s) = X_{\mathrm{r_pol}} e^{\left\langle g_{\mathrm{x}} \sqrt{1-s} \right\rangle}, \tag{3.33}$$

$$R_{\mathrm{r}}(s) = R_{\mathrm{r_pol}} \left[0.5 + 0.5 \sqrt{\frac{s}{s_{\mathrm{k}}}} \right], \tag{3.34}$$

$$X_{\mathrm{r}}(s) = X_{\mathrm{r_pol}} \left[0.4 + 0.6 \sqrt{\frac{s_{\mathrm{k}}}{s}} \right], \tag{3.35}$$

где су: g_{r} - фактор варијације отпорности ротора, представљен следећим изразом:

$$g_{\mathrm{r}} = \frac{\ln\left(R_{\mathrm{r_pol}} / R_{\mathrm{r_nom}} \right)}{\sqrt{1 - s_{\mathrm{nom}}}}, \tag{3.36}$$

s - клизање при било којем оптерећењу од празног хода до називног оптерећења, и одређује се следећим изразом:

$$s = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{1 - 4 s_{\mathrm{nom}} \left(1 - s_{\mathrm{nom}} \right) P_{\mathrm{opt}} / P_{\mathrm{nom}}} \right]. \tag{3.37}$$

У претходном изразу s_{nom} представља називно клизање мотора, P_{opt} је механичка снага оптерећења, док је P_{nom} називна снага мотора.

g_x - фактор варијације расипних реактанси ротора, представљен следећим изразом:

$$g_x = \frac{\ln\left(X_{r_pol} / X_{pr}\right)}{\sqrt{1-s_k}}, \tag{3.38}$$

s_k - клизање при минималном моменту:

$$s_k = s_{nom}\left(m_{pol} + \sqrt{m_{pol}^2 - 1}\right), \tag{3.39}$$

m_{pol} - однос полазног момента према називном моменту мотора,

X_{pr} - расипна реактанса ротора при превалном моменту мотора:

$$X_{pr} = \frac{R_{pr}}{s_k}, \tag{3.40}$$

R_{pr} - отпорност ротора при превалном моменту мотора:

$$R_{pr} = R_{r_pol} e^{\left(g_r \sqrt{1-s_k}\right)}. \tag{3.41}$$

3.3.3. Анализа израза за полазну струју мотора

Према референци [84], током транзијентних процеса као што је директно прикључење асинхроног мотора на мрежу или током промена оптерећења, однос расипних реактанси статора и ротора није константан. Поред тога, вредности расипних реактанси мењају се током ових прелазних процеса. Ови налази из референце [84] довели су до претпоставке да код асинхроних мотора са двоструким кавезом полазна расипна реактанса ротора није једнака устаљеној вредности расипне реактансе статора.

Претпоставка да се полазна расипна реактанса ротора разликује од устаљене вредности расипне реактансе статора код асинхроних мотора са дубоким шипкама и двоструким кавезом на ротору заснива се на анализи израза за полазну струју мотора, при чему посебан значај има уважавање промене роторских параметара у функцији брзине. При поласку мотора, услед површинског ефекта густина струје концентрисана је на површини проводника ротора (односно у спољашњем кавезу код ротора са двоструким кавезом) што ствара различите електромагнетне услове у односу на

статорске намотаје и доводи до тога да се полазна расипна реактанса ротора и устаљена вредност расипне реактансе статора разликују.

У овој анализи разматра се директна грана еквивалентне шеме, док је грана магнећења занемарена, ради поједностављења поступка извођења. Наведено поједностављење примењује се искључиво ради извођења аналитичког израза, и не примењује се у самом алгоритму за идентификацију параметара.

Општи израз за статорску струју:

$$\underline{I}_{\mathrm{s}}(s)=\frac{\underline{U}_{\mathrm{ph}}}{R_{\mathrm{s}}+\dfrac{R_{\mathrm{r}}}{s}+j\left(X_{\mathrm{s}}+X_{\mathrm{r}}\right)}. \tag{3.42}$$

Струја статора у функцији клизања (брзине), са уважавањем промене роторских параметара:

$$\underline{I}_{\mathrm{s}}(s)=\frac{\underline{U}_{\mathrm{ph}}}{R_{\mathrm{s}}+\dfrac{R_{\mathrm{r}}(s)}{s}+j\left(X_{\mathrm{s}}+X_{\mathrm{r}}(s)\right)}. \tag{3.43}$$

Статорска струја при поласку мотора (s = 1):

$$\underline{I}_{\mathrm{pol}}(1)=\frac{\underline{U}_{\mathrm{ph}}}{R_{\mathrm{s}}+\dfrac{R_{\mathrm{r_pol}}}{1}+j\left(X_{\mathrm{s}}+X_{\mathrm{r_pol}}\right)}, \tag{3.44}$$

$$I_{\mathrm{pol}}(1)=\frac{U_{\mathrm{ph}}^{2}}{\sqrt{\left[R_{\mathrm{s}}+\dfrac{R_{\mathrm{r_pol}}}{1}\right]^{2}+j\left[X_{\mathrm{s}}+X_{\mathrm{r_pol}}\right]^{2}}}. \tag{3.45}$$

Промене роторских параметара у функцији брзине представљене су изразима (3.28) и (3.29), тј. у овом конкретном извођењу као промене у функцији квадратног корена брзине. При поласку мотора брзина обртања је једнака нули (клизање је једнако јединици):

$$R_{\mathrm{r}}(0)=R_{\mathrm{r_pol}}-\frac{R_{\mathrm{r_pol}}-R_{\mathrm{r_nom}}}{\sqrt{n_{\mathrm{nom}}}}\sqrt{0}=R_{\mathrm{r_pol}}, \tag{3.46}$$

$$X_{\mathrm{r}}(0) = X_{\mathrm{r_pol}} + \frac{X_{\mathrm{r_non}} - X_{\mathrm{r_pol}}}{\sqrt{n_{\mathrm{nom}}}}\sqrt{0} = X_{\mathrm{r_pol}}\,. \tag{3.47}$$

Статорска струја при поласку мотора (s = 1):

$$I_{\mathrm{pol}}(1) = \frac{U_{\mathrm{ph}}}{\sqrt{\left[R_{\mathrm{s}} + \frac{R_{\mathrm{r_pol}}}{1}\right]^2 + \left[X_{\mathrm{s}} + X_{\mathrm{r_pol}}\right]^2}}\,. \tag{3.48}$$

Статорска струја при поласку мотора (n = 0):

$$I_{\mathrm{pol}}(0) = \frac{U_{\mathrm{ph}}}{\sqrt{\left[R_{\mathrm{s}} + R_{\mathrm{r}}(0)\right]^2 + \left[X_{\mathrm{s}} + X_{\mathrm{r}}(0)\right]^2}}\,, \tag{3.49}$$

$$I_{\mathrm{pol}} = \frac{U_{\mathrm{ph}}}{\sqrt{\left[R_{\mathrm{s}} + R_{\mathrm{r_pol}}\right]^2 + \left[X_{\mathrm{s}} + X_{\mathrm{r_pol}}\right]^2}}\,, \tag{3.50}$$

$$I_{\mathrm{pol}} \cdot \frac{1}{I_{\mathrm{nom}}} = \frac{U_{\mathrm{ph}}}{\sqrt{\left[R_{\mathrm{s}} + R_{\mathrm{r_pol}}\right]^2 + \left[X_{\mathrm{s}} + X_{\mathrm{r_pol}}\right]^2}} \frac{1}{I_{\mathrm{nom}}}\,, \tag{3.51}$$

$$\frac{I_{\mathrm{pol}}}{I_{\mathrm{nom}}} = \frac{\frac{U_{\mathrm{ph}}}{I_{\mathrm{nom}}}}{\sqrt{\left[R_{\mathrm{s}} + R_{\mathrm{r_pol}}\right]^2 + \left[X_{\mathrm{s}} + X_{\mathrm{r_pol}}\right]^2}}\,, \tag{3.52}$$

$$\sqrt{\left[R_{\mathrm{s}} + R_{\mathrm{r_pol}}\right]^2 + \left[X_{\mathrm{s}} + X_{\mathrm{r_pol}}\right]^2} = \frac{U_{\mathrm{ph}}}{I_{\mathrm{nom}}} \frac{1}{\frac{I_{\mathrm{pol}}}{I_{\mathrm{nom}}}}\,, \tag{3.53}$$

$$\left[R_{\mathrm{s}} + R_{\mathrm{r_pol}}\right]^2 + \left[X_{\mathrm{s}} + X_{\mathrm{r_pol}}\right]^2 = \left(\frac{\frac{U_{\mathrm{ph}}}{I_{\mathrm{nom}}}}{\frac{I_{\mathrm{pol}}}{I_{\mathrm{nom}}}}\right)^2\,, \tag{3.54}$$

$$\left[X_{\mathrm{s}}+X_{\mathrm{r_pol}}\right]^2=\left(\frac{\dfrac{U_{\mathrm{ph}}}{I_{\mathrm{nom}}}}{\dfrac{I_{\mathrm{pol}}}{I_{\mathrm{nom}}}}\right)^2-\left[R_{\mathrm{s}}+R_{\mathrm{r_pol}}\right]^2, \tag{3.55}$$

$$X_{\mathrm{s}}+X_{\mathrm{r_pol}}=\sqrt{\left(\frac{\dfrac{U_{\mathrm{ph}}}{I_{\mathrm{nom}}}}{\dfrac{I_{\mathrm{pol}}}{I_{\mathrm{nom}}}}\right)^2-\left[R_{\mathrm{s}}+R_{\mathrm{r_pol}}\right]^2}, \tag{3.56}$$

$$X_{\mathrm{s}}=\sqrt{\left(\frac{\dfrac{U_{\mathrm{ph}}}{I_{\mathrm{nom}}}}{\dfrac{I_{\mathrm{pol}}}{I_{\mathrm{nom}}}}\right)^2-\left[R_{\mathrm{s}}+R_{\mathrm{r_pol}}\right]^2}-X_{\mathrm{r_pol}}. \tag{3.57}$$

Претходно изведени израз у потпуности је сагласан са референцом [8] (једначина (28)). Ово показује да постоји зависност устаљене вредности расипне реактансе статора од полазне расипне реактансе ротора.

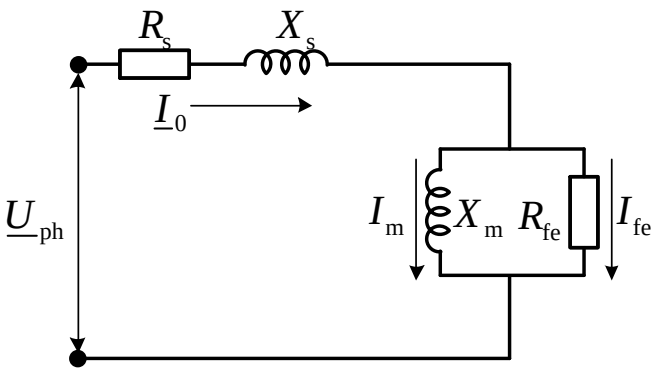
.

4. МЕТОДОЛОГИЈЕ ПРОРАЧУНА ПАРАМЕТАРА ЕКВИВАЛЕНТНЕ ШЕМЕ АСИНХРОНОГ МОТОРА ПРЕМА IEEE 112 СТАНДАРДУ

IEEE 112 стандард [85] дефинише четири методе за прорачун параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора, засноване на подацима измереним током испитивања у огледу празног хода и једним од импедансних испитивања. У наставку овог поглавља представљен је детаљан опис ових испитивања, укључујући услове под којима се врше мерења и методологију прорачуна параметара еквивалентне шеме.

4.1. Испитивање у огледу празног хода

Ово испитивање се изводи тако да се асинхрони мотор покреће без механичког оптерећења на осовини, при називном напону и називној фреквенцији. Пошто је ротор неоптерећен, његова брзина ће бити блиска синхроној брзини, а клизање и фреквенција на ротору блиски нули, па ће губици снаге у гвожђу и бакру ротора бити једнаки нули. При овом испитивању мере се фазни напон, фазна струја и укупна активна снага по фази коју мотор узима из мреже. Струја ротора је занемарљиво мала јер нема оптерећења, па се улазна снага углавном троши на покривање губитака у гвожђу, механичких губитака (губитака услед трења и вентилације) и губитака у бакру статора. Пошто су губици у бакру статора мали због ниске струје, може се претпоставити да се већи део улазне снаге троши на покривање механичких губитака и губитака у гвожђу. На основу измерених вредности могу се прорачунати параметри попречне гране еквивалентне шеме мотора, као што су реактанса магнећења и отпорност која је сразмерна губицима снаге магнетног кола. Еквивалентна шема испитивања асинхроног мотора при празном ходу приказана је на Сл. 4.1.



Сл. 4.1 Еквивалентна шема при испитивању асинхроног мотора у огледу празног хода [85]

4.2. Импедансна испитивања

Импедансно испитивање подразумева мерење фазног напона, фазне струје, укупне активне снаге по фази коју мотор узима из мреже, као и отпорности статора или температуре намотаја статора, при једној или више различитих вредности фреквенције, напона и/или нивоа оптерећења. Ови подаци, познати као импедансни подаци користе се у методама за прорачун параметара еквивалентне шеме асинхроног мотора.

Импедансна испитивања треба извршити при називној струји оптерећења, како би се обезбедило да измерена вредност реактансе представља стварни ниво магнетног засићења и утицаја ефекта дубоких жлебова у ротору. У супротном може доћи до погрешног одређивања вредности фактора снаге.

Приликом прорачуна реактансе и импедансе, мерења треба обавити на температури коју машина има у тренутку испитивања. С друге стране, измерене отпорности морају се кориговати на прописану референтну температуру пре него што се усвоје као параметри еквивалентне шеме. Ако се испитује машина са намотаним ротором, током импедансног испитивања ротор мора бити кратко спојен како би се обезбедила тачност резултата. За одређивање импедансних података могу се користити следеће методе:

Метода 1 - Импедансно испитивање са укоченим ротором при називној струји и фреквенцији која не прелази 25% називне фреквенције.

Метода 2 - Импедансно испитивање са укоченим ротором на три фреквенције: при називној фреквенцији, при приближно 50% називне фреквенције и при 25% називне фреквенције. Сва три испитивања изводе се при називној струји. На основу ових мерења формирају се криве које се користе за добијање укупне реактансе и отпорности ротора на траженој сниженој фреквенцији.

Метода 3 - Импедансно испитивање при брзини односно клизању које приближно одговара жељеној сниженој фреквенцији ротора. У оквиру ове методе, мотор се покреће без оптерећења или са смањеним оптерећењем, а напон се смањује тако да се приближно постигне радна тачка која одговара брзини односно клизању при пуном оптерећењу. Вредности брзине и клизања морају се пажљиво измерити како би се обезбедила тачност резултата.

Метода 4 - У случају да ниједна од претходних метода није изводљива, могу се применити следећа испитивања: импедансно испитивање са укоченим ротором, и испитивање под оптерећењем. Импедансно испитивање са укоченим ротором изводи се при сниженом напону и називној фреквенцији, тако да се добије приближно називна струја.

4.3. Прорачун параметара еквивалентне шеме - Метода 1

4.3.1. Испитивање са укоченим ротором

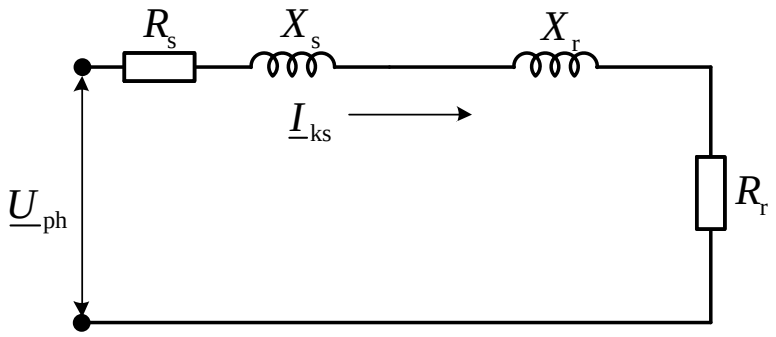
Код мотора са кавезним ротором, конструкција ротора је симетрична, што резултира готово константном вредношћу импедансе без обзира на положај ротора у односу на статор. Међутим, код мотора са намотаним ротором, импеданса ротора зависи од угла ротације ротора у односу на статор. Због тога је, приликом извођења испитивања са укоченим ротором, неопходно прецизно одредити положај ротора који даје просечну вредност импедансе.

Пре почетка испитивања, намотаји ротора морају бити кратко спојени. Да би се одредила угаона удаљеност кроз коју треба посматрати промену струје, ротор се окреће полако, а струја у статору се непрекидно прати. Бележи се угао који ротор мора прећи да би струја у статору прошла кроз један цео период промене. За

трофазне машине код којих је број жлебова по полу и по фази цео број, ова угаона удаљеност износи две трећине полног корака. Код машина код којих број жлебова по полу и по фази није цео број, ова угаона удаљеност може достићи цео полни корак. Ротор се затим фиксира тако да не може слободно да ротира, али да се може ручно окретати.

Испитивање почиње постепеним повећавањем напона све док се не постигне струја приближно једнака називној. При томе се мере и бележе напон и струја у свим фазама, водећи рачуна да напони у свим фазама буду симетрични. Задржавајући исту вредност напона, ротор треба полако окретати, и бележити минималне и максималне вредности струје током целокупног циклуса. Након тога, ротор се блокира у положају који даје струју једнаку средњој вредности између регистрованих минималних и максималних вредности струје.

Током испитивања са укоченим ротором потребно је истовремено вршити мерења напона и струје у свим фазама, као и улазне снаге, и то на више нивоа напона. Посебну пажњу треба посветити опсегу струја у близини називне вредности, јер се у том домену добијају најрелевантнији подаци за прорачун параметара еквивалентне шеме. Такође, неопходно је измерити температуру намотаја статора или отпорност намотаја, као индикатор температурног стања. Ради спречавања прегревања намотаја, препоручује се да се мерење отпочне при највишим вредностима напона, а затим настави са постепеним смањењем. Оваквим приступом ублажавају се температурне разлике током испитивања. Еквивалентна шема испитивања асинхроног мотора са укоченим ротором приказана је на Сл. 4.2.



Сл. 4.2 Еквивалентна шема испитивања асинхроног мотора при укоченом ротору [85]

4.3.2. Математички прорачун

На основу измерених вредности фазног напона, фазне струје и укупне активне снаге узете из мреже могу се одредити отпорност ротора (R_r) и укупна расипна реактанса (X_s+X_r), применом израза (4.1) до (4.11). Прорачун започиње претпоставком односа између расипних реактанси статора и ротора. Ако су познати конструкциони подаци мотора користи се тачно одређен однос ових реактанси. У супротном користе се односи дефинисани NEMA стандардом [86], који одговарају карактеристичним облицима механичких карактеристика асинхроних мотора:

$\frac{X_s}{X_r} = 1$, за моторе чије механичке карактеристике по облику одговарају типу „A”, или типу „D” према NEMA класификацији, као и за асинхроне моторе са намотаним ротором;

$\frac{X_s}{X_r} = 0.67$, за моторе чије механичке карактеристике по облику одговарају типу „B”;

$\frac{X_s}{X_r} = 0.43$, за моторе чије механичке карактеристике по облику одговарају типу „C”.

Прорачун реактивне снаге мотора при празном ходу, и при условима импедансног испитивања:

$$Q_0 = \sqrt{(mU_0 I_0)^2 - P_0^2}\,, \tag{4.1}$$

$$Q_L = \sqrt{(mU_L I_L)^2 - P_L^2}\,. \tag{4.2}$$

У горњим изразима ознаке имају следећа значења: m - број фаза, U_0 - напон празног хода, I_0 - струја празног хода, P_0 - активна снага празног хода, U_L - напон при импедансном испитивању, I_L - струја при импедансном испитивању, P_L - активна снага при импедансном испитивању.

Прорачун реактансе магнећења:

$$X_{\mathrm{m}} = \frac{mU_0^2}{Q_0 - \left(mI_0^2 X_{\mathrm{s}}\right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{X_{\mathrm{s}}}{X_{\mathrm{m}}}\right)^2}. \tag{4.3}$$

Прорачун расипне реактансе статора при испитној фреквенцији:

$$X_{\mathrm{s_L}} = \frac{Q_{\mathrm{L}}}{mI_{\mathrm{L}}^2 \cdot \left[1 + \left(\frac{X_{\mathrm{s}}}{X_{\mathrm{r}}}\right) + \frac{X_{\mathrm{s}}}{X_{\mathrm{m}}}\right]} \cdot \left[\left(\frac{X_{\mathrm{s}}}{X_{\mathrm{r}}}\right) + \frac{X_{\mathrm{s}}}{X_{\mathrm{m}}}\right]. \tag{4.4}$$

Прорачун расипне реактансе статора при називној фреквенцији:

$$X_{\mathrm{s}} = \frac{f}{f_{\mathrm{L}}} \cdot X_{\mathrm{s_L}}, \tag{4.5}$$

где је f_{L} испитна фреквенција.

Једначине (4.3), (4.4) и (4.5), могу се решити следећим поступком:

Претпоставити вредност за (X_{s}), као и однос ($X_{\mathrm{s}}/X_{\mathrm{m}}$), и на основу једначине (4.3) израчунати (X_{m});

Коришћењем истог односа ($X_{\mathrm{s}}/X_{\mathrm{m}}$), из једначине (4.4) израчунати ($X_{\mathrm{s_L}}$);

Из једначине (4.5) израчунати (X_{s});

Поново из једначине (4.3) израчунати (X_{m}) користећи вредност за (X_{s}) из једначине (4.5), и претходни однос ($X_{\mathrm{s}}/X_{\mathrm{m}}$);

Поступак се понавља итеративно све док се вредности (X_{s}) и (X_{m}) не стабилизују унутар задате толеранције од 0.1%.

Прорачун сусцептансе гране магнећења:

$$B_{\mathrm{m}} = \frac{1}{X_{\mathrm{m}}}. \tag{4.6}$$

Прорачун расипне реактансе ротора при испитној фреквенцији:

$$X_{\mathrm{r_L}} = \frac{X_{\mathrm{s_L}}}{\left(\frac{X_{\mathrm{s}}}{X_{\mathrm{r}}}\right)}. \tag{4.7}$$

Прорачун расипне реактансе ротора при називној фреквенцији:

$$X_{\mathrm{r}} = \frac{f_{\mathrm{nom}}}{f_{\mathrm{L}}} \cdot X_{\mathrm{r_L}} . \tag{4.8}$$

Кондуктанса сразмерна губицима снаге магнетног кола:

$$G_{\mathrm{fe}} = \frac{P_{\mathrm{h}}}{mU_0^2} \times \left(1 + \frac{X_{\mathrm{s}}}{X_{\mathrm{m}}}\right)^2 , \tag{4.9}$$

где су (P_{h}) укупни губици у гвожђу изражени у [W].

Отпорност сразмерна губицима снаге магнетног кола:

$$R_{\mathrm{fe}} = \frac{1}{G_{\mathrm{fe}}} . \tag{4.10}$$

Отпорност ротора прорачуната при температури забележеној током испитивања:

$$R_{\mathrm{r_L}} = \left(\frac{P_{\mathrm{L}}}{m \cdot I_{\mathrm{L}}^2} - R_{\mathrm{s_L}}\right) \cdot \left(1 + \frac{X_{\mathrm{r}}}{X_{\mathrm{m}}}\right)^2 - \left(\frac{X_{\mathrm{r}}}{X_{\mathrm{s}}}\right)^2 \times \left(X_{\mathrm{s_L}}^2 G_{\mathrm{fe}}\right). \tag{4.11}$$

Отпорност ($R_{\mathrm{s_L}}$) једнака је половини измерене вредности отпорности статора између две фазе, на температури забележеној током испитивања.

Отпорности ($R_{\mathrm{s_L}}$) и ($R_{\mathrm{r_L}}$) коригују се на задату температуру помоћу следећих израза, и означавају се са (R_{s}) и (R_{r}):

$$R_{\mathrm{s}} = \frac{R_{\mathrm{s_L}}(t_{\mathrm{b}} + k_1)}{t_{\mathrm{a}} + k_1} , \tag{4.12}$$

$$R_{\mathrm{r}} = \frac{R_{\mathrm{r_L}}(t_{\mathrm{b}} + k_1)}{t_{\mathrm{a}} + k_1} , \tag{4.13}$$

где су: t_{a} - температура у [˚C] при којој су измерене отпорности ($R_{\mathrm{s_L}}$) и ($R_{\mathrm{r_L}}$); t_{b} - температура у [˚C] на коју треба кориговати ове отпорности; k_1 - температурна константа проводника: за бакар износи 234,5, за алуминијум 225.

4.4. Прорачун параметара еквивалентне шеме - Метода 2

Ова метода подразумева испитивања при укоченом ротору асинхроног мотора, са три различите фреквенције: називној фреквенцији; фреквенцији која одговара приближно 50% називне фреквенције и фреквенцији која одговара приближно 25% називне фреквенције. Сва три испитивања изводе се при струји која одговара називној вредности. На основу измерених вредности фазног напона, фазне струје, укупне активне снаге по фази коју мотор узима из мреже, за сваку од испитиваних фреквенција израчунавају се роторска отпорност (R_{r_L}) и укупна расипна реактанса (X_{s_L} + X_{r_L}), користећи претходно дефинисан математички прорачун. Након тога, конструишу се криве које приказују зависност отпорности и укупне расипне реактансе од фреквенције. Те криве омогућавају интерполацију параметара при жељеној сниженој радној фреквенцији. Добијене вредности роторске отпорности и расипних реактанси статора и ротора, кориговане на жељену фреквенцију, уносе се у еквивалентну шему асинхроног мотора и користе се за даљу анализу радних перформанси мотора.

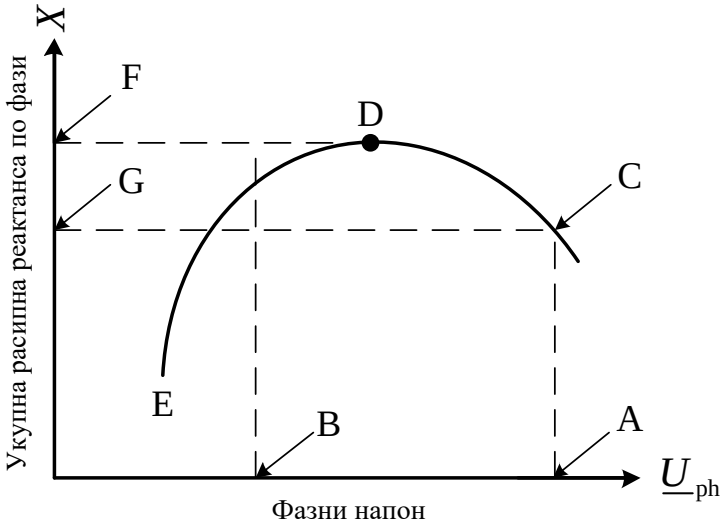
4.5. Прорачун параметара еквивалентне шеме - Метода 3

4.5.1. Импедансно испитивање при сниженом напону напајања и брзини, односно клизању које одговара жељеној сниженој фреквенцији

Отпорност ротора (R_r) и расипна реактанса ротора (X_r) при сниженој фреквенцији могу се одредити на основу измерених вредности: фазног напона, фазне струје, укупне активне снаге узете из мреже, клизања, температуре намотаја статора или отпорности намотаја статора при брзини, односно клизању које приближно одговара жељеној сниженој фреквенцији ротора. У оквиру ове методе, машина ради без механичког оптерећења или са сниженим оптерећењем, при напону који обезбеђује жељену брзину обртања.

4.5.2. Математички прорачун

На основу резултата испитивања у огледу празног хода, може се израчунати укупна реактанса по фази за сваку тачку мерења. Након тога конструише се крива укупне реактансе по фази у зависности од фазног напона у огледу празног хода. Пример такве криве приказан је на Сл. 4.3. Највиша тачка на овој кривој узима се као укупна реактанса по фази при празном ходу (X_s + X_m), и користи се у прорачунима приликом импедансног испитивања при сниженом напону напајања и брзини, односно клизању које одговара жељеној сниженој фреквенцији ротора.



Сл. 4.3 Зависност укупне реактансе од фазног напона у огледу празног хода [85]

Ознаке на слици имају следеће значење:

A - називни напон напајања;

B - снижени напон напајања који се користи при импедансном испитивању и клизању које приближно одговара жељеној сниженој фреквенцији ротора;

CDE - крива укупне реактансе добијена из испитивања у огледу празног хода;

F - реактанса која одговара највишој тачки D на кривој CDE. Ова вредност се користи као укупна реактанса (X_s + X_m) у импедансном испитивању при клизању које приближно одговара жељеној сниженој фреквенцији ротора;

G - је укупна реактанса (X_s + X_m), која се користи за добијање реактансе магнећења (X_m), након што се из испитивања при сниженом напону израчунају X_s, X_r и R_r.

На основу података добијених из импедансног испитивања при сниженом напону напајања и клизању које одговара жељеној сниженој фреквенцији израчунавају се следећи параметри: укупна импеданса по фази (Z) и фактор снаге ($\cos\varphi$).

Фазни угао улазне струје (θ_1), укупна привидна отпорност по фази (R), и укупна привидна реактанса по фази (X), могу се израчунати помоћу следећих израза:

$$\theta_1 = -\arccos(\cos\varphi)\,, \tag{4.14}$$

$$R = Z \cdot \cos(-\theta_1)\,, \tag{4.15}$$

$$X = Z \cdot \sin(-\theta_1)\,. \tag{4.16}$$

Вредност (X) добијена из једначине (4.16), и користи се као почетна процена збира (X_s + X_r), док се однос (X_s/X_r) одређује на основу пројектних података, или се усваја на основу NEMA стандарда. Коришћењем добијеног збира и одговарајућег односа почетна процена вредности (X_s) може се добити помоћу следећем изразу:

$$X_s = X \frac{\left(\dfrac{X_s}{X_r}\right)}{1+\left(\dfrac{X_s}{X_r}\right)}. \tag{4.17}$$

Користећи вредност укупне реактансе при празном ходу (X_s + X_m), добијену из тачке D са Сл. 4.3, приближна вредност реактансе магнећења (X_m) може се израчунати на основу израза:

$$X_m = \left(X_s + X_m\right) - X_s\,. \tag{4.18}$$

На основу података добијених из импедансног испитивања при сниженом напону напајања, потребно је израчунати следеће:

$$U_r = \sqrt{[U_{ph} - I_s(R_s\cos\theta_1 - X_s\sin\theta_1)]^2 + [I_s(R_s\sin\theta_1 + X_s\cos\theta_1)]^2}\,, \tag{4.19}$$

где (R_s) представља отпорност статора сведену на температуру измерену током испитивања.

Након израчунавања фазног угла укупне статорске струје у односу на напон напајања (θ_2), знак резултата зависи од знакова чланова у бројиоцу и имениоцу, што одређује у ком ће квадранту угао бити смештен.

$$\theta_2 = \arctan \frac{-I_s(R_s \sin\theta_1 - X_s \cos\theta_1)}{U_{ph} - I_s(R_s \cos\theta_1 - X_s \sin\theta_1)} \quad . \tag{4.20}$$

Струја магнећења:

$$I_m = \frac{U_r}{X_m} . \tag{4.21}$$

Отпорност сразмерна губицима снаге магнетног кола:

$$R_{fe} = \frac{U_r^2}{\left(\frac{P_h}{m}\right)} . \tag{4.22}$$

Кондуктанса сразмерна губицима снаге магнетног кола:

$$G_{fe} = \frac{1}{R_{fe}} . \tag{4.23}$$

Струја магнетног кола:

$$I_{fe} = \frac{U_r}{R_{fe}} . \tag{4.24}$$

Струја ротора:

$$I_r = \sqrt{[I_s \cos\theta_1 - I_m \sin\theta_2 - I_{fe} \cos\theta_2]^2 + [-I_s \sin\theta_1 + I_m \cos\theta_2 + I_{fe} \sin\theta_2]^2} \ . \tag{4.25}$$

Расипна реактанса ротора:

$$X_r = \frac{-U_{ph} I_s \sin\theta_1 - I_s^2 X_s - I_m^2 X_m}{I_r^2} . \tag{4.26}$$

Укупна расипна реактанса:

$$X = X_s + X_r . \tag{4.27}$$

У даљем поступку потребно је поновити прорачуне од једначине (4.17) до (4.27), користећи почетни однос (X_s/X_r) из једначине (4.17) и нову вредност (X) добијену из једначине (4.27). Процес се наставља итеративно док се не добију стабилне вредности за (X_s) и (X_r), тј. док разлика између вредности у две узастопне итерације не буде мања од 0.1%.

Импеданса ротора:

$$Z_r = \frac{U_r}{I_r}. \tag{4.28}$$

Отпорност ротора:

$$R_r = s\sqrt{Z_r^2 - X_r^2}. \tag{4.29}$$

Користећи вредност укупне реактансе (X_s + X_m) из тачке C са Сл. 4.3, која одговара називном напону при тесту празног хода, могу се израчунати следеће величине:

- реактанса магнећења:

$$X_m = \left(X_s + X_m\right) - X_s, \tag{4.30}$$

- сусцептанса гране магнећења:

$$B_m = \frac{1}{X_m}, \tag{4.31}$$

- фазни напон на ротору:

$$U_r = \sqrt{\left[U_{ph} - I_s(R_s\cos\theta_1 + X_s\sin\theta_1)\right]^2 + \left[I_s(R_s\sin\theta_1 + X_s\cos\theta_1)\right]^2}, \tag{4.32}$$

- кондуктанса сразмерна губицима снаге магнетног кола:

$$G_{fe} = \frac{P_h}{mU_r^2}. \tag{4.33}$$

4.6. Прорачун параметара еквивалентне шеме - Метода 4

За добијање података неопходних за прорачун параметара еквивалентне шеме асинхроног мотора, потребно је извршити следећа испитивања при називној фреквенцији:

- испитивање при празном ходу;
- испитивање са укоченим ротором, при сниженом напону, тако да струја статора достигне називну вредност;
- испитивање рада мотора без оптерећења или са смањеним оптерећењем, при сниженом напону, тако да је клизање приближно једнако називном клизању. При овом испитивању клизање мора бити прецизно одређено.

Током свих наведених испитивања потребно је забележити следеће параметре: фазни напон, фазну струју, укупну активну снагу по фази коју мотор узима из мреже, клизање, као и отпорност или температуру намотаја статора.

4.6.1. Математички прорачун

Вредности параметара (X_s, X_r, X_m и R_{fe}) добијају се на основу резултата испитивања у огледу празног хода и испитивања са укоченим ротором при називној фреквенцији. Отпорност ротора (R_r) при сниженој фреквенцији израчунава се на основу података добијених током испитивања рада мотора при сниженом оптерећењу и напону напајања, тако да је клизање приближно једнако називном клизању.

Након што се расипна реактанса статора (X_s) израчуна из импедансног испитивања са укоченим ротором, отпорност ротора (R_r) се израчунава на основу података добијених током испитивања при пуном оптерећењу, кроз следеће кораке:

- израчунати напон на ротору (U_r) помоћу израза (4.19);
- израчунати струје у грани магнећења (I_m и I_{fe}) помоћу израза (4.21) и (4.24);
- израчунати струју ротора (I_r) помоћу израза (4.25);
- израчунати импедансу ротора (Z_r) помоћу израза (4.28);
- израчунати отпорност ротора (R_r) према једначини (4.29) и кориговати је на референтну температуру.

5. ПОСТУПАК ИДЕНТИФИКАЦИЈЕ ПАРАМЕТАРА ЕКВИВАЛЕНТНЕ ШЕМЕ КАВЕЗНИХ АСИНХРОНИХ МОТОРА

У овом поглављу детаљно је описан предложени комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора са уважавањем прелазних процеса на ротору (у даљем тексту: КМ приступ). Поред тога, представљен је и свеобухватан опис примене приступа заснованог на класичном једнокавезном моделу (у даљем тексту: ЈК приступ) и приступа заснованог на двокавезном математичком моделу (у даљем тексту: DK приступ) у поступку идентификације параметара еквивалентне шеме мотора, са циљем омогућавања упоредне анализе и верификације тачности предложене методе.

За идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроних мотора коришћен је PSO алгоритам, који је изабран због своје једноставности, стабилности и високе ефикасности у решавању проблема оптимизације. Имплементација PSO алгоритма прилагођена је специфичностима сваког од три примењена приступа. На тај начин обезбеђено је директно и коректно поређење добијених резултата, тако да на њихову тачност утиче искључиво избор математичког модела, а не карактеристике оптимизационог алгоритма. Детаљан опис PSO алгоритма дат у прилогу А.

5.1. Математичка формулација проблема

Примена метахеуристичких оптимизационих метода на проблем идентификације параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора своди се на представљање овог проблема као оптимизационог проблема. Циљ оптимизације је проналажење вредности параметара за које излазне величине модела (нпр. момент мотора, струја статора, фактор снаге, степен искоришћења) имају минимално одступање у односу на расположиве каталошке (измерене) податке. То одступање се мери функцијом циља, чија минимизација представља суштину процеса оптимизације.

5.1.1. Функција циља

Функција циља (критеријумска функција) представља кључни део оптимизационог задатка. Њена сврха је да квантификује разлику између идентификованих и каталошких података, односно да омогући алгоритму да процени квалитет сваке потенцијалне комбинације параметара $\vec{x}$. У општем облику, функција циља може бити дефинисана као сума квадрата грешака између каталошких и идентификованих вредности:

$$f\left(\vec{x}\right)=\sum_{i=1}^{N}\left(y_i^{\text{каталошко}}-y_i^{\text{идентификовано}}\left(\vec{x}\right)\right)^2, \tag{5.1}$$

где је:

$\vec{x}$ - вектор параметара еквивалентне шеме;

$y_i^{\text{каталошко}}$ - каталошке вредности одговарајућих излазних величина (нпр. момент мотора, снага, струја) у различитим режимима рада;

$y_i^{\text{идентификовано}}\left(\vec{x}\right)$ - излазне величине добијене на основу идентификованих параметара еквивалентне шеме $\vec{x}$;

N - укупан број података (тачака) који се користе за евалуацију.

Циљ оптимизације је минимизовати функцију циља $f\left(\vec{x}\right)$, тј. пронаћи онај скуп параметара који доводи до најмањег могућег одступања модела у односу на каталошке податке.

5.1.2. Ограничења

Ограничења представљају скуп услова које свако решење мора да испуни да би било прихватљиво, јер дефинишу дозвољени простор претраге и онемогућавају разматрање физички, технички или математички неизводљивих решења. Она могу бити физичке или техничке природе (нпр. захтев да параметри мотора буду позитивни или у оквиру реалних граница), математички дефинисана (у облику једнакости или неједнакости), или могу представљати једноставна ограничења

варијабилних параметара у виду доњих и горњих граница. Успостављање ових ограничења омогућава очување физичке валидности решења, повећава ефикасност и стабилност процеса претраге и доприноси добијању реалних и примењивих оптималних резултата.

5.2. Комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ са уважавањем прелазних процеса на ротору

Овај приступ заснива се на двостепеној примени PSO алгоритма и апроксимацијама промене роторских параметара у зависности од брзине. Поступак идентификације параметара еквивалентне шеме подељен је на два оптимизациона степена:

Први степен оптимизације: Идентификују се параметри еквивалентне шеме који одговарају називном режиму рада мотора: отпорност статорског намотаја R_s, расипна реактанса статорског намотаја X_s, називна отпорност ротора и називна расипна реактанса ротора R_{r_nom} и X_{r_nom}, реактанса магнећења X_m, као и отпорност R_{fe} која је сразмерна губицима снаге магнетног кола. Оптимизација се врши минимизирањем разлике између добијених вредности и каталошких података за називни режим рада, као што су називни момент, називна струја, фактор снаге и степен искоришћења.

Други степен оптимизације: Идентификују се роторски параметри при поласку мотора: полазна отпорност ротора R_{r_pol} и полазна расипна реактанса ротора X_{r_pol}. Оптимизација се врши минимизирањем одступања између добијених вредности и каталошких података за полазак мотора, као што су полазни момент и полазни фактор снаге.

На овај начин се полазни и називни режим рада мотора посматрају као два одвојена режима. Да би се у моделу уважио утицај прелазних процеса у ротору и њихов одраз на статичку механичку карактеристику мотора, користе се апроксимације промене роторских параметара у функцији брзине. Примењена су два типа апроксимација: линеарна функција брзине и функција квадратног корена брзине. Ове апроксимације описују промену роторских параметара од вредности

карактеристичних за полазни режим до вредности које одговарају називном режиму рада. Наведене апроксимације не користе се директно у поступку идентификације параметара еквивалентне шеме мотора, већ служе за формирање статичке механичке карактеристике, чиме се реалније описује утицај динамике ротора. Ради једноставности израза, у даљем тексту ова карактеристика ће се означавати као механичка карактеристика мотора.

У оквиру КМ приступа представљена су два случаја идентификације параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора. У првом случају, претпоставља се да су устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора једнаке. Ова претпоставка се често користи при моделовању двокавезних асинхроних мотора и мотора са дубоким жлебовима на ротору, јер смањује број непознатих параметара и тиме поједностављује и убрзава поступак њихове идентификације. У другом случају, устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора се третирају као одвојени параметри, што омогућава њихову прецизнију идентификацију. Поређењем ова два случаја анализиран је утицај наведене претпоставке на поступак идентификације параметара еквивалентне шеме и на облик механичке карактеристике мотора.

Као што је речено на почетку овог потпоглавља, идентификација параметара еквивалентне шеме мотора врши се применом двостепене оптимизације. Из тог разлога потребно је дефинисати две функције циља: једну за називни режим рада и другу за полазак мотора. С обзиром на различиту природу транзијентних процеса у ова два режима, предложени КМ приступ је прилагођен природи рада мотора. Прва функција циља односи се на стационарно стање мотора, док је друга усмерена на полазак мотора.

Промене роторских параметара, а тиме и облика механичке карактеристике мотора између ове две радне тачке, узете су у обзир применом одговарајућих апроксимација. На тај начин избегава се погрешан приступ оптимизационим методама, који би у оквиру једне функције циља повезали променљиве карактеристичне за називни и полазни режим рада мотора.

5.2.1. Прва функција циља

У првом степену оптимизације идентификују се параметри еквивалентне шеме за називни режим рада мотора. Сходно томе, вектор параметара еквивалентне шеме има облик:

$$\vec{x} = \left[R_{\mathrm{s}}, X_{\mathrm{s}}, R_{\mathrm{r_nom}}, X_{\mathrm{r_nom}}, R_{\mathrm{fe}}, X_{\mathrm{m}} \right]. \tag{5.2}$$

Да би се идентификовале вредности ових параметара потребно је минимизирати вредност функције циља OF_1:

$$OF_1 = F_1^2 + F_2^2 + F_3^2 + F_4^2, \tag{5.3}$$

где прва два члана F_1 и F_2 представљају релативна одступања добијених вредности називног и превалног момента од каталошких вредности:

$$F_1 = \frac{\frac{3p}{\omega_{\mathrm{s}}} \left| I_{\mathrm{r}}(s_{\mathrm{nom}}) \right|^2 \frac{R_{\mathrm{r_nom}}}{s_{\mathrm{nom}}} - M_{\mathrm{nom_kat}}}{M_{\mathrm{nom_kat}}}, \tag{5.4}$$

$$F_2 = \frac{\frac{3p}{\omega_{\mathrm{s}}} \left| I_{\mathrm{r}}(s_{\mathrm{pr}}) \right|^2 \frac{R_{\mathrm{r_nom}}}{s_{\mathrm{pr}}} - M_{\mathrm{pr_kat}}}{M_{\mathrm{pr_kat}}}. \tag{5.5}$$

Трећи члан функције циља F_3 представља релативно одступање добијене вредности називног степена искоришћења од каталошке вредности:

$$F_3 = \frac{\frac{P_{\mathrm{nom}}}{P_{\mathrm{el.nom}}} - \eta_{\mathrm{nom_kat}}}{\eta_{\mathrm{nom_kat}}}. \tag{5.6}$$

Четврти члан функције циља F_4 представља релативно одступање добијене вредности називног фактора снаге мотора од каталошке вредности:

$$F_4 = \frac{\cos\left[\arctan\left(\frac{Q_{\text{el.nom}}}{P_{\text{el.nom}}}\right)\right] - \cos\varphi_{\text{nom_kat}}}{\cos\varphi_{\text{nom_kat}}}, \tag{5.7}$$

Прва функција циља има исти облик и у случају када се усвоји претпоставка да су устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора једнаке, и када се те две реактансе посматрају као два различита параметра.

5.2.2. Друга функција циља

У другом степену оптимизације идентификују се роторски параметри при поласку мотора минимизирањем вредности друге функције циља. Претпоставка о томе да ли су устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора једнаке или различите директно утиче на форму ове функције циља, па ће се и њен облик разликовати за ова два случаја.

5.2.2.1. Први случај - устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора су једнаке

Вектор параметра који се идентификује у другом степену оптимизације за први случај има облик:

$$\vec{x} = \left[R_{\text{r_pol}}\right]. \tag{5.9}$$

У оквиру првог случаја функција циља $OF_{2.1}$ има следећи облик.

$$OF_{2.1} = F_5^2, \tag{5.10}$$

где F_5 представља релативно одступање добијене вредности полазног момента од каталошке вредности:

$$F_5 = \frac{\frac{3p}{\omega_{\text{s}}}\left|I_{\text{r}}(s_{\text{pol}})\right|^2 \frac{R_{\text{r_pol}}}{s_{\text{pol}}} - M_{\text{pol_kat}}}{M_{\text{pol_kat}}}. \tag{5.11}$$

Минимизацијом вредности функције циља $OF_{2.1}$ идентификује се вредност полазне роторске отпорности, док се полазна расипна реактанса ротора узима да је једнака устаљеној вредности расипне реактансе статора идентификоване у првом степену оптимизације.

5.2.2.2. Други случај - устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора су различите

У другом случају поред полазне роторске отпорности потребно је идентификовати и полазну расипну реактансу ротора, па вектор параметара који се идентификују има облик:

$$\vec{x} = \left[R_{\text{r_pol}}, X_{\text{r_pol}} \right]. \tag{5.12}$$

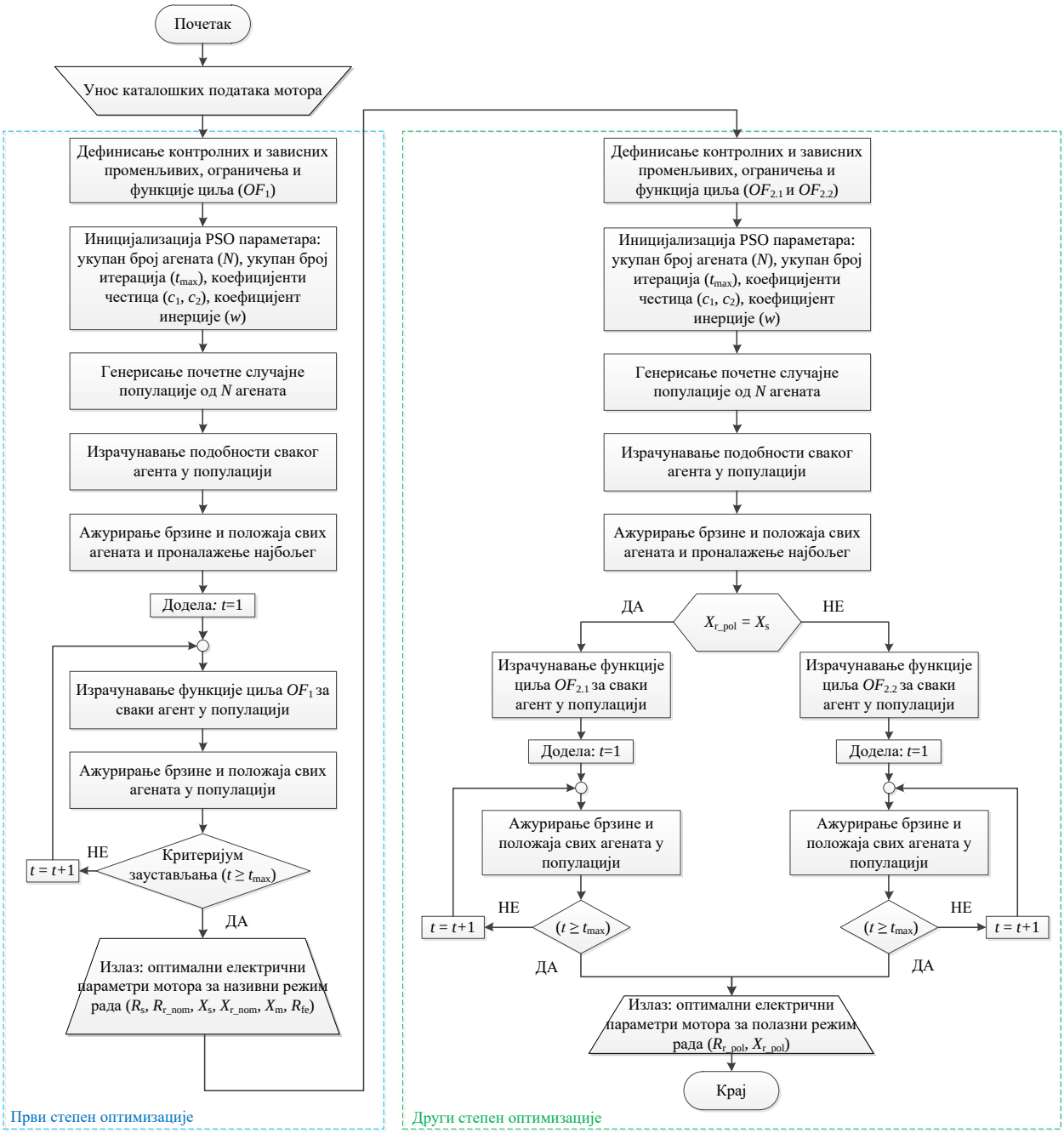
Због тога се претходна функција циља проширује додатним чланом и добија следећи облик:

$$OF_{2.2} = F_5^2 + F_6^2 . \tag{5.13}$$

При томе F_5 представља релативно одступање добијене вредности полазног момента у односу на каталошку вредности и добија се помоћу израза (5.11), док F_6 представља релативно одступање добијене вредности полазног фактора снаге у односу на каталошку вредност и добија се на следећи начин:

$$F_6 = \frac{\cos\left[\arctan\left(\dfrac{Q_{\text{el.pol}}}{P_{\text{el.pol}}}\right)\right] - \cos\varphi_{\text{pol_kat}}}{\cos\varphi_{\text{pol_kat}}} . \tag{5.14}$$

Блок дијаграм КМ приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора са уважавањем прелазних процеса на ротору, који обухвата разматране случајеве (1 и 2) дат је на следећој слици.



Сл. 5.1. Блок дијаграм комбинованог апроксимативно-метахеуристичког оптимизационог приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора са уважавањем прелазних процеса на ротору

5.2.3. Ограничења у оквиру првог степена оптимизације

За први степен идентификације параметара, тј. за прву функцију циља примењују се следећа ограничења:

1. Позитивност свих параметара еквивалентне шеме асинхроног мотора. Увођење овог ограничења у оптимизационим моделима је неопходно за добијање физички смислених и примењљивих резултата. Наиме, активне и реактивне отпорности у електричном колу одражавају реалне електромагнетске и топлотне процесе, као што су дисипација снаге (активне отпорности), и акумулација магнетне енергије (реактивне отпорности).

$$R_{\mathrm{s}}, R_{\mathrm{r_nom}}, R_{\mathrm{fe}}, X_{\mathrm{s}}, X_{\mathrm{r_nom}}, X_{\mathrm{m}} > 0 . \tag{5.15}$$

2. Већа вредност расипне реактансе ротора при називном режиму рада у односу на вредност расипне реактансе статора. Ово ограничење произилази из електромагнетних особина мотора при називном раду. При називном раду мотора расипна магнетна поља у ротору су интензивнија услед смањеног утицаја површинског ефекта и равномерне расподеле струје по површини попречног пресека проводника ротора, што доводи до веће укупне расипне индуктивности ротора у односу на статор.

$$X_{\mathrm{r_nom}} > X_{\mathrm{s}} . \tag{5.16}$$

5.2.4. Ограничења у оквиру другог степена оптимизације

За други степен идентификације параметара, тј. за другу функцију циља примењују се следећа ограничења:

1. Већа вредност полазне роторске отпорности у односу на називну вредност роторске отпорности. Током поласка мотора, због већег утицаја површинског ефекта при високим фреквенцијама, струја је концентрисана у спољашњим деловима роторских проводника

(спољашњи кавез код двокавезних ротора) што смањује ефективну проводну површину роторских проводника. Ова појава доводи до повећања отпорности ротора при поласку мотора у односу на називну вредност, када струја продире дубље у проводнике ротора и користи већи попречни пресек.

$$R_{\mathrm{r_pol}} > R_{\mathrm{r_nom}}. \tag{5.17}$$

Први случај

2. Једнакост полазне расипне реактансе ротора и устаљене вредности расипне реактансе статора. При поласку асинхроног мотора, због другачије расподеле струје у роторским проводницима и утицаја површинског ефекта, расипна реактанса ротора је мања од вредности коју ова реактанса има у називном режиму рада мотора. У бројним радовима који се баве идентификацијом параметара еквивалентне шеме двокавезних асинхроних мотора, ради поједностављења математичког модела, често се претпоставља да су полазна расипна реактанса ротора и устаљена вредност расипне реактансе статора једнаке. Ова претпоставка произилази из једнакости расипних реактанси статора и ротора код асинхроних мотора са намотаним ротором, која важи због симетрије у трофазним намотајима статора и ротора. На основу те симетрије, добијање параметара серијске гране еквивалентне шеме мотора кроз испитивање кратког споја аналогно је испитивању кратког споја код трофазних трансформатора.

$$X_{\mathrm{r_pol}} = X_{\mathrm{s}}. \tag{5.18}$$

На овај начин се поједностављује поступак идентификације параметара еквивалентне шеме мотора, тј. број параметара који се идентификује у другом степену оптимизације се смањује за један.

Други случај

3. Различитост полазне расипне реактансе ротора и устаљене вредности расипне реактансе статора, као и мања вредност полазне расипне реактансе ротора од називне расипне реактансе ротора. Код асинхроних мотора са кавезним ротором, чија конструкција знатно одступа од конструкције мотора са намотаним ротором, посебно у случају плитких и дубоких жлебова као и код двокавезних ротора, симетрија између статора и ротора не постоји. Зато полазна расипна реактанса ротора и расипна реактанса статора нису једнаке. Поред тога, корисници обично немају податке о геометрији жлебова ротора и статора, чак и када су каталошки подаци мотора доступни. Управо та геометрија има значајан утицај на вредности расипних реактанси, што додатно усложњава идентификацију параметара еквивалентне шеме мотора.

$$X_{\mathrm{r_pol}} \neq X_{\mathrm{s}} \wedge X_{\mathrm{r_pol}} < X_{\mathrm{r_nom}} . \tag{5.19}$$

5.3. Поступак заснован на једнокавезном математичком моделу мотора

Применом класичног једнокавезног математичког модела за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроног мотора, врши се једностепена оптимизација, тј. у једном оптимизационом кораку се идентификују сви параметри еквивалентне шеме мотора. За разлику од КМ приступа, у овом приступу се параметри еквивалентне шеме мотора у полазном и називном режиму рада не разликују, тј. користи се јединствени скуп електричних параметара за све радне режиме мотора.

5.3.1. Функција циља

С обзиром на то да се једнокавезни математички модел асинхроног мотора састоји од пет параметара, вектор параметара еквивалентне шеме који треба идентификовати имаће седећи облик:

$$\vec{x} = \left[R_{\mathrm{s}}, X_{\mathrm{s}}, R_{\mathrm{r}}, X_{\mathrm{r}}, X_{\mathrm{m}}\right]. \tag{5.20}$$

За идентификацију вредности ових параметара применом PSO алгоритма користи се следећа функција циља:

$$OF_3 = F_{1.1}^2 + F_{2.1}^2 + F_{3.1}^2 + F_{4.1}^2, \tag{5.21}$$

где компоненте функције циља $F_{1.1}$ до $F_{4.1}$ представљају следећа релативна одступања:

$F_{1.1}$ - релативно одступање добијене вредности називног момента мотора у односу на каталошку вредност:

$$F_{1.1} = \frac{\frac{3p}{\omega_{\mathrm{s}}}\left|I_{\mathrm{r}}(s_{\mathrm{nom}})\right|^2 \frac{R_{\mathrm{r}}}{s_{\mathrm{nom}}} - M_{\mathrm{nom_kat}}}{M_{\mathrm{nom_kat}}}, \tag{5.22}$$

$F_{2.1}$ - релативно одступање добијене вредности полазног момента мотора у односу на каталошку вредност:

$$F_{2.1} = \frac{\frac{3p}{\omega_{\mathrm{s}}}\left|I_{\mathrm{r}}(s_{\mathrm{pol}})\right|^2 \frac{R_{\mathrm{r}}}{s_{\mathrm{pol}}} - M_{\mathrm{pol_kat}}}{M_{\mathrm{pol_kat}}}, \tag{5.23}$$

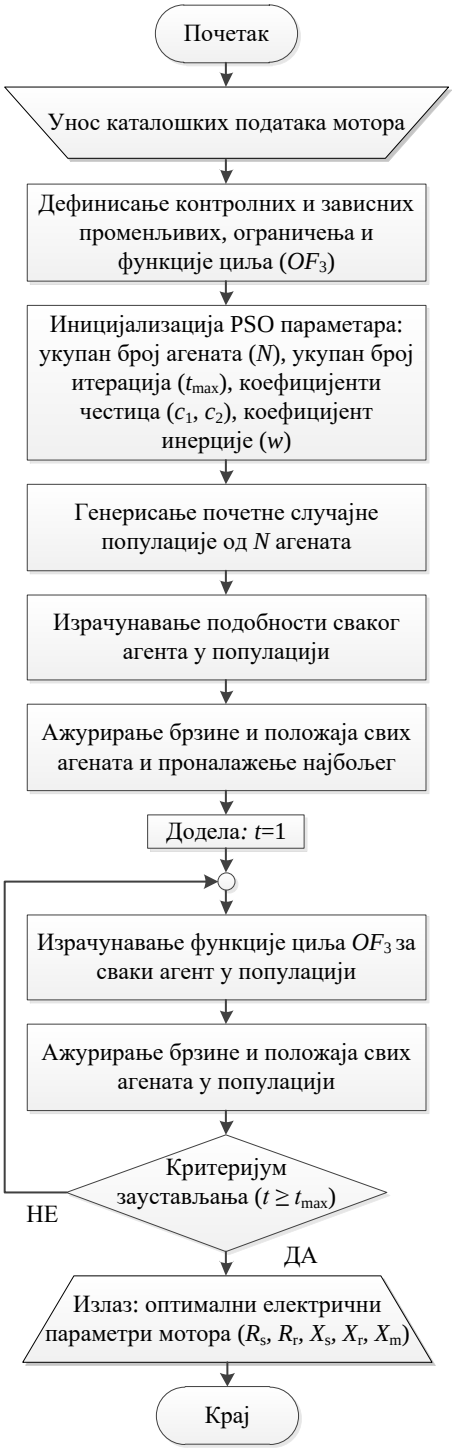
$F_{3.1}$ - релативно одступање добијене вредности превалног момента мотора у односу на каталошку вредност:

$$F_{3.1} = \frac{\frac{3p}{\omega_{\mathrm{s}}}\left|I_{\mathrm{r}}(s_{\mathrm{pr}})\right|^2 \frac{R_{\mathrm{r}}}{s_{\mathrm{pr}}} - M_{\mathrm{pr_kat}}}{M_{\mathrm{pr_kat}}}, \tag{5.24}$$

$F_{4.1}$ - релативно одступање добијене вредности фактора снаге при називном оптерећењу мотора у односу на каталошку вредност:

$$F_{4.1} = \frac{\cos\left[\arctan\left(\frac{Q_{\mathrm{el.nom}}}{P_{\mathrm{el.nom}}}\right)\right] - \cos\varphi_{\mathrm{nom_kat}}}{\cos\varphi_{\mathrm{nom_kat}}}. \tag{5.25}$$

Блок дијаграм JK приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора приказан је на Сл. 5.2.



Сл. 5.2 Блок дијаграм приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора заснованог на једнокавезном математичком моделу

5.3.2. Ограничења

Код ЈК приступа примењују се следећа ограничења:

1. Позитивност свих параметара - активне и реактивне отпорности морају бити веће од нуле јер представљају стварне физичке величине у електричном колу:

$$R_s, R_r, X_s, X_r, X_m > 0 . \tag{5.26}$$

2. Већа вредност расипне реактансе ротора у односу на вредност расипне реактансе статора:

$$X_r > X_s . \tag{5.27}$$

5.4. Поступак заснован на двокавезном математичком моделу мотора

Код DK приступа као и код ЈК приступа, идентификација параметара еквивалентне шеме врши се једностепеном оптимизацијом, при чему се у једном оптимизационом кораку истовремено идентификују параметри који одговарају спољашњем и унутрашњем кавезу ротора. За разлику од једнокавезног модела, који користи јединствени скуп електричних параметара за све радне режиме, код двокавезног модела узета је у обзир чињеница да се електрични параметри ротора при поласку мотора разликују од параметара ротора при називном режиму рада. На тај начин постиже се боље слагање са каталошким подацима и добијање реалнијих карактеристика мотора. Овај модел је нарочито погодан за двокавезне моторе код којих је изражен површински ефекат, јер уважава различите струјне расподеле у унутрашњем и спољашњем кавезу ротора, што значајно утиче на тачност идентификације полазних и називних перформанси мотора.

5.4.1. Функција циља

Код DK приступа вектор параметара еквивалентне шеме мотора обухвата осам електричних параметара које је потребно идентификовати:

$$\vec{x} = \left[R_{\mathrm{s}}, X_{\mathrm{s}}, R_{\mathrm{r_nom}}, X_{\mathrm{r_nom}}, X_{\mathrm{m}}, R_{\mathrm{r_pol}}, X_{\mathrm{r_pol}} \right]. \tag{5.28}$$

Функција циља на основу које се врши идентификација вредности ових параметара дефинисана је следећим изразом:

$$OF_4 = F_{1.2}^2 + F_{2.2}^2 + F_{3.2}^2 + F_{4.2}^2 + F_{5.2}^2 + F_{6.2}^2 . \tag{5.29}$$

Компоненте функције циља $F_{1.2}$ до $F_{6.2}$ представљају следећа релативна одступања:

$F_{1.2}$ - релативно одступање добијене вредности називног момента мотора у односу на каталошку вредност:

$$F_{1.2} = \frac{\frac{3p}{\omega_{\mathrm{s}}}\left(\left[I_{\mathrm{r_nom}}(s_{\mathrm{nom}}) \right]^2 \frac{R_{\mathrm{r_nom}}}{s_{\mathrm{nom}}} + \left[I_{\mathrm{r_pol}}(s_{\mathrm{nom}}) \right]^2 \frac{R_{\mathrm{r_pol}}}{s_{\mathrm{nom}}} \right) - M_{\mathrm{nom_kat}}}{M_{\mathrm{nom_kat}}}, \tag{5.30}$$

$F_{2.2}$ - релативно одступање добијене вредности полазног момента мотора у односу на каталошку вредност:

$$F_{2.2} = \frac{\frac{3p}{\omega_{\mathrm{s}}}\left(\left[I_{\mathrm{r_nom}}(s_{\mathrm{pol}}) \right]^2 \frac{R_{\mathrm{r_nom}}}{s_{\mathrm{pol}}} + \left[I_{\mathrm{r_pol}}(s_{\mathrm{pol}}) \right]^2 \frac{R_{\mathrm{r_pol}}}{s_{\mathrm{pol}}} \right) - M_{\mathrm{pol_kat}}}{M_{\mathrm{pol_kat}}}, \tag{5.31}$$

$F_{3.2}$ - релативно одступање добијене вредности превалног момента мотора у односу на каталошку вредност:

$$F_{3.2} = \frac{\frac{3p}{\omega_{\mathrm{s}}}\left(\left[I_{\mathrm{r_nom}}(s_{\mathrm{pr}}) \right]^2 \frac{R_{\mathrm{r_nom}}}{s_{\mathrm{pr}}} + \left[I_{\mathrm{r_pol}}(s_{\mathrm{pr}}) \right]^2 \frac{R_{\mathrm{r_pol}}}{s_{\mathrm{pr}}} \right) - M_{\mathrm{pr_kat}}}{M_{\mathrm{pr_kat}}}, \tag{5.32}$$

$F_{4.2}$ - релативно одступање добијене вредности фактора снаге при називном оптерећењу мотора у односу на каталошку вредност:

$$F_{4.2} = \frac{\cos\left[\arctan\left(\frac{Q_{\text{el.nom}}}{P_{\text{el.nom}}}\right)\right] - \cos\varphi_{\text{nom_kat}}}{\cos\varphi_{\text{nom_kat}}}, \tag{5.33}$$

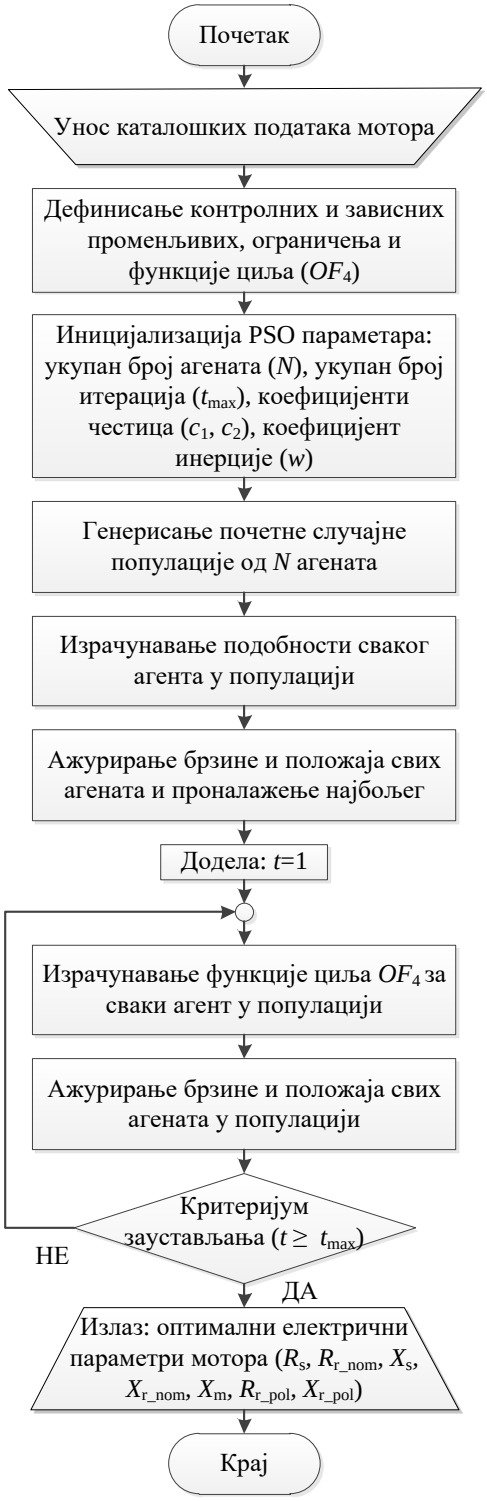
$F_{5.2}$ - релативно одступање добијене вредности полазне струје мотора у односу на каталошку вредност:

$$F_{5.2} = \frac{\dfrac{\underline{U}_{\text{ph}}}{R_{\text{s}} + jX_{\text{s}} + \dfrac{1}{\dfrac{1}{jX_{\text{m}}} + \dfrac{1}{\dfrac{R_{\text{r_nom}}}{s_{\text{pol}}} + jX_{\text{r_nom}}} + \dfrac{1}{\dfrac{R_{\text{r_pol}}}{s_{\text{pol}}} + jX_{\text{r_pol}}}}} - \underline{I}_{\text{s_pol_kat}}}{\underline{I}_{\text{s_pol_kat}}}, \tag{5.34}$$

$F_{6.2}$ - релативно одступање добијене вредности називне струје мотора у односу на каталошку вредност:

$$F_{6.2} = \frac{\dfrac{\underline{U}_{\text{ph}}}{R_{\text{s}} + jX_{\text{s}} + \dfrac{1}{\dfrac{1}{jX_{\text{m}}} + \dfrac{1}{\dfrac{R_{\text{r_nom}}}{s_{\text{nom}}} + jX_{\text{r_nom}}} + \dfrac{1}{\dfrac{R_{\text{r_pol}}}{s_{\text{pol}}} + jX_{\text{r_pol}}}}} - \underline{I}_{\text{s_nom_kat}}}{\underline{I}_{\text{s_nom_kat}}}, \tag{5.35}$$

Блок дијаграм DK приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора, приказан је на Сл. 5.3.



Сл. 5.3 Блок дијаграм приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора заснованог на двокавезном математичком моделу

5.4.2. Ограничења

Код DK приступа примењују се следећа ограничења:

1. Позитивност свих параметара - активне и реактивне отпорности морају бити веће од нуле:

$$R_{\mathrm{s}}, R_{\mathrm{r_nom}}, X_{\mathrm{s}}, X_{\mathrm{r_nom}}, X_{\mathrm{m}}, R_{\mathrm{r_pol}}, X_{\mathrm{r_pol}} > 0. \tag{5.36}$$

2. Већа вредност отпорности спољашњег кавеза ротора од отпорности унутрашњег кавеза ротора. Овај услов представља једну од основних претпоставки двокавезног математичког модела, јер одражава реалну конструктивну разлику између два кавеза. Проводници спољашњег кавеза имају мањи попречни пресек и подложнији су утицају површинског ефекта, што резултује већом ефективном отпорношћу. Са друге стране, проводници унутрашњег кавеза су масивнији и мање осетљиви на површински ефекат, па самим тим имају мању отпорност. Ова разлика је од кључног значаја за правилну идентификацију полазних и називних карактеристика мотора у оквиру двокавезног модела:

$$R_{\mathrm{r_pol}} > R_{\mathrm{r_nom}}. \tag{5.37}$$

3. Већа вредност расипне реактансе унутрашњег кавеза ротора од расипне реактансе спољашњег кавеза ротора. Овај услов проистиче из положаја унутрашњег кавеза у односу на магнетно поље, будући да је он смештен даље од ваздушног зазора и самим тим изложен већем расипању магнетног флукса. Спољашњи кавез, као ближи ваздушном зазору, има мању расипну реактансу јер је изложен мањем расипном магнетном флуксу. Разлика у вредностима расипних реактанси унутрашњег и спољашњег кавеза омогућава двокавезном моделу да верније прикаже динамичко понашање мотора:

$$X_{\mathrm{r_nom}} > X_{\mathrm{r_pol}}. \tag{5.38}$$

4. Претпоставка да је расипна реактанса ротора при поласку мотора једнака устаљеној расипној реактанси статора. Ово поједностављење омогућава смањење сложености прорачуна у поступку идентификације параметара еквивалентне шеме мотора у оквиру DK приступа:

$$X_{\mathrm{r_pol}} = X_{\mathrm{s}} . \tag{5.39}$$

6. КЛАСИФИКАЦИЈА КАВЕЗНИХ АСИНХРОНИХ МОТОРА ПРЕМА NEMA MG-1-2009 СТАНДАРДУ

Према стандарду NEMA MG-1-2009 [86], у случајевима када је конструкција мотора непозната (конструкција ротора), мотори се могу класификовати на основу облика њихових механичких карактеристика. За асинхроне моторе снаге у опсегу од 0.367 kW до 367 kW стандард дефинише четири класе (A, B, C и D) и за сваку од њих прописује односе расипних реактанси статора и ротора. Ова класификација омогућава препознавање типа мотора и процену његових перформанси, чак и када нису доступни детаљни подаци о конструкцији.

Према [87], мотори типа „A” и „B” имају сличне перформансе и најчешће се користе у системима где се не захтева високи полазни момент. Разликују се, међутим, у захтевима за полазном струјом: мотори класе „A” немају ограничење максималне полазне струје и примењују се у системима где се захтева већа вредност превалног момента и већа ефикасност у односу на „B” тип. Мотори типа „A” се обично конструишу са једноставним обликом жлебова на ротору, док се мотори типа „B” изводе са двоструким кавезом на ротору или са дубоким жлебовима.

Мотори типа „B” су најраспрострањенији и најчешће се користе као универзални мотори, будући да комбинују средњи полазни момент са ниском полазном струјом. У зависности од снаге и брзине, минимални полазни момент креће се у опсегу од 150 до 200% називног момента. Најчешће примене су у вентилаторима, центрифугалним пумпама, компресорима и мотор-генераторским склоповима, где се не захтевају високи полазни моменти.

Мотори типа „C” развијају већи полазни момент у односу на моторе типа „A” и „B”, при истим ограничењима полазне струје. Међутим, то се постиже по цени нижег превалног и називног момента, већег називног клизања и смањене ефикасности. Конструктивно се изводе са двоструким кавезом на ротору и већом роторском отпорношћу у поређењу са моторима типа „B”. Користе се у системима где је неопходан поуздан полазак при високим оптерећењу, као што су: транспортери, дробилице и клипни компресори.

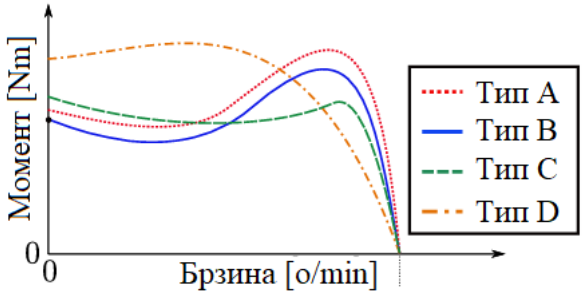
Мотори типа „D” се најчешће изводе са једноставним кавезним ротором, и примењују се у системима где је потребан веома висок полазни момент. Одликују се веома малом полазном струјом, али великим називним клизањем због чега им је ефикасност најнижа у односу на остале типове. Примењују се за покретање оптерећења велике инерције и повременог рада, као што су ексцентарске пресе, дизалице, витла и лифтови.

У Таб. 6.1 приказани су типични опсези електромагнетних перформанси кавезних асинхроних мотора по NEMA класификацији, док су на Сл. 6.1 приказане механичке карактеристике кавезних асинхроних мотора класификованих по NEMA стандарду.

Таб. 6.1 Класификација кавезних асинхроних мотора према NEMA стандарду [87]

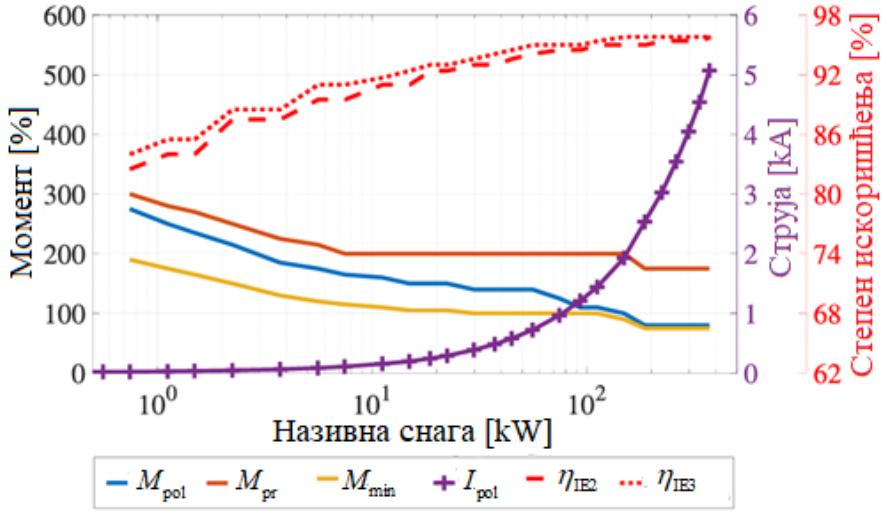
	Тип A	Тип B	Тип C	Тип D
Полазна струја (I_{pol}) [%]	Није дефинисано	600-800	600-800	600-800
Полазни момент (M_{pol}) [%]	70-275	70-275	200-285	275
Превални момент (M_{pr}) [%]	175-300	175-300	190-225	275
Минимални момент (M_{min}) [%]	65-190	65-190	140-195	Није дефинисано
Називно клизање (s_{nom}) [%]	0.5-5	0.5-5	1-5	>5
Називни степен искоришћења (η_{nom})	висок	средњи	средњи	низак

Полазна струја, као и полазни, превални и минимални момент у Таб. 6.1 приказани су као процентуалне вредности у односу на називне величине мотора, што омогућава лакше упоређивање различитих типова мотора. Називно клизање такође је изражено у процентима, док је степен искоришћења представљен квалитативно као висок, средњи или низак, без конкретних бројчаних података.



Сл. 6.1 Класификација механичких карактеристика мотора према NEMA MG-1-2009 стандарду [87]

На следећој слици приказани су захтеви прописани према NEMA стандарду за четворополне моторе класе енергетске ефикасности IE3, снаге у опсегу од 0.367 kW до 367 kW. Представљене су три групе величина: момент, струја и степен искоришћења у функцији називне снаге мотора [87].



Сл. 6.2 Захтеви прописани према NEMA стандарду за четворополне моторе класе енергетске ефикасности IE2 и IE3 у опсегу снага од 0.367 kW до 367 kW [87]

Слика јасно илуструје компромисе у конструкцији мотора: мали мотори имају висок полазни и превални момент али нижи степен искоришћења, док већи мотори имају знатно већи степен искоришћења али нижу способност покретања (у процентима називног момента) и знатно веће полазне струје. Ови подаци су кључни

при избору мотора у зависности од намене (да ли је важнија способност покретања, енергетска ефикасност или ограничење полазне струје).

Треба напоменути да наведене NEMA класе дефинишу минималне захтеве, али произвођачи често конструишу моторе који их премашују. Тако мотори класе „B” у пракси могу имати полазни момент сличан моторима класе „C”. Због тога је током класификације мотора важно пажљиво анализирати све карактеристике мотора.

6.1. Каталошки подаци и референтне механичке карактеристике мотора

Каталошки подаци кавезних асинхроних мотора, као и њихове механичке карактеристике, преузети су из ABB-овог софтверског пакета Motsize [88], који је коришћен као база за тестирање метода за идентификацију параметара еквивалентне шеме. Разматрано је укупно 48 кавезних асинхроних мотора, чији су каталошки подаци приказани у Таб. 6.2.

Мотори су одабрани тако да покривају опсег снага од 2.2 kW до 110 kW, при чему је за сваку снагу изабрано по четири мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8). На овај начин формиран је репрезентативан скуп података који омогућава свеобухватну анализу и верификацију примењивости предложене методе за идентификацију параметара еквивалентне шеме, како на моторима различитих снага, тако и на моторима различитих конструктивних изведби.

Таб. 6.2 Каталошки подаци кавезних асинхроних мотора [88]

Каталошка ознака	P_{nom} [kW]	Бр. пол.	U_{ph} [kV]	f_{nom} [Hz]	n_{nom} [o/min]	I_{nom} [A]	I_{pol}/I_{nom}	M_{nom} [Nm]	M_{pol}/M_{nom}	M_{pr}/M_{nom}	$\cos\varphi_{nom}$	$\cos\varphi_{pol}$	η_{nom}
3GBP 091 530-ASK	2.2	2	231	50	2900	7	8.3	7.2	2.9	3.5	0.89	0.48	0.859
3GBP 102 810-ASK		4	231	50	1454	7.45	8.9	14.4	3.1	4.1	0.83	0.45	0.867
3GBP 113 390-ASK		6	231	50	967	9	6.5	21.7	2.4	3.5	0.69	0.49	0.843
3GBP 134 210-ASK		8	231	50	725	10.05	5.2	29	2	3	0.64	0.48	0.819
3GBP 101 810-ADK	3	2	231	50	2896	9.4	8.4	9.9	3.2	3.9	0.89	0.56	0.871
3GBP 102 820-ADK		4	231	50	1452	10.2	9	19.7	3.5	4.2	0.83	0.45	0.877
3GBP 133 321-ADB		6	231	50	975	13.84	5.1	29.4	3	3.9	0.63	0.34	0.853
3GBP 134 270-ADK		8	231	50	723	13	4.8	40	1.8	2.8	0.66	0.43	0.835
3GBP 131 260-ADK	5.5	2	231	50	2901	16.8	7.9	18.1	2.3	3.4	0.91	0.39	0.892
3GAA 132 300-ADJ		4	231	50	1460	19.05	6.6	36	2.2	3.3	0.82	0.39	0.896
3GBP 133 280-ADK		6	231	50	966	20.96	5	54	1.83	2.7	0.73	0.31	0.88
3GBP 164 420-ADK		8	231	50	732	22.52	5	72	2	2.4	0.69	0.5	0.862
3GBP 131 230-ASM	7.5	2	231	50	2933	22	9.3	24.4	2.4	4	0.92	0.34	0.917
3GBP 132 270-ASK		4	231	50	1464	26	7.7	49	2.5	3.6	0.81	0.37	0.904
3GBP 163 410-ADM		6	231	50	984	23.27	7.1	73	1.8	3.6	0.75	0.34	0.913
3GAA 164 430-ASK		8	231	50	733	31	5.1	98	2	2.4	0.69	0.49	0.0873

Таб. 6.2 Каталошки подаци кавезних асинхроних мотора [88] (наставак)

Каталошка ознака	P_{nom} [kW]	Бр. пол.	U_{ph} [kV]	f_{nom} [Hz]	n_{nom} [o/min]	I_{nom} [A]	I_{pol}/I_{nom}	M_{nom} [Nm]	M_{pol} / M_{nom}	M_{pr} / M_{nom}	$\cos\varphi_{nom}$	$\cos\varphi_{pol}$	η_{nom}
3GBP 161 410-ASK	11	2	231	50	2943	33	8	36	2.6	3.6	0.91	0.43	0.912
3GBP 162 410-ASK		4	231	50	1477	37	7.6	71	2.6	3.3	0.82	0.28	0.914
3GAA 163 420-ASG		6	231	50	972	40	7.5	108	1.9	2.9	0.79	0.5	0.893
3GBP 184 410-ADK		8	400	50	731	25.3	5	144	2.1	2.19	0.7	0.46	0.886
3GAA 161 420-ASK	15	2	231	50	2947	46.5	8.2	49	3.2	4.2	0.88	0.42	0.919
3GBP 162 420-ASK		4	231	50	1474	49.6	8.2	97	3	3.7	0.81	0.41	0.921
3GBP 183 410-ASG		6	231	50	977	54.9	5.8	147	1.8	2.7	0.76	0.49	0.897
3GBP 204 410-ASK		8	231	50	737	56.3	5.2	194	2.1	2.4	0.74	0.43	0.896
3GBP 201 410-ADK	22	2	231	50	2956	65.6	6.4	71	2	2.6	0.9	0.35	0.927
3GAA 182 420-ADG		4	400	50	1475	40.9	7.3	142	2.6	3	0.84	0.46	0.923
3GBP 203 420-ASG		6	231	50	987	73.5	6.6	213	2.2	2.8	0.82	0.48	0.92
3GBP 224 220-ADK		8	400	50	736	27.4	5.3	285	2.3	2.5	0.73	0.41	0.906
3GAA 221 210-ASL	45	2	231	50	2956	135	8	145	2.9	3.3	0.89	0.38	0.94
3GBP 252 210-ADK		4	231	50	1477	135.5	5.6	291	1.9	2.3	0.88	0.4	0.942
3GBP 283 220-ADL		6	231	50	990	141.7	6.4	434	2.2	2.6	0.84	0.37	0.937
3GBP 284 220-ADL		8	400	50	741	51.7	7.6	580	1.8	3.1	0.78	0.29	0.922
3GBP 251 210-ADK	55	2	400	50	2963	94.57	5.9	177	2.1	2.5	0.89	0.35	0.943
3GBP 252 210-ADK		4	400	50	1485	98.21	7.9	354	3	3.3	0.85	0.42	0.946
3GBP 283 230-ADK		6	400	50	990	99.59	6.8	531	2.4	2.6	0.85	0.37	0.941
3GBP 314 210-ADK		8	400	50	742	106.69	7.1	708	1.6	2.7	0.8	0.27	0.925
3GBP 251 220-ADK	75	2	400	50	2971	127	7.9	241	2.8	3.3	0.9	0.39	0.947
3GBP 282 220-ADL		4	400	50	1485	133	6.4	482	2.3	2.8	0.86	0.35	0.95
3GBP 313 230-ADK		6	400	50	994	138	7	720	2.2	2.8	0.83	0.32	0.94
3GBP 314 220-ADK		8	400	50	741	146	7.1	966	1.7	2.7	0.82	0.27	0.931
3GBP 281 230-ADL	90	2	400	50	2976	155.02	7.4	289	2.1	2.9	0.89	0.32	0.95
3GBP 282 230-ADL		4	400	50	1485	159.35	7	579	2.5	2.9	0.86	0.37	0.952
3GBP 313 240-ADK		6	400	50	994	169.74	7.2	865	2.4	2.9	0.81	0.33	0.949
3GBP 314 230-ADK		8	400	50	741	171.13	7.4	1160	1.8	2.7	0.82	0.27	0.934
3GBP 281 240-ADL	110	2	400	50	2977	190	7.5	353	2.4	3.1	0.88	0.28	0.952
3GBP 312 240-AEK		4	400	50	1486	189	6.2	707	1.9	2.4	0.87	0.31	0.959
3GBP 313 420-ADK		6	400	50	994	202	6.9	1057	2.3	2.7	0.83	0.34	0.951
3GBP 314 410-ADG		8	400	50	740	211	7.3	1419	1.8	2.7	0.93	0.29	0.937

Објашњење значења каталошке ознаке асинхроних мотора дато је на примеру шестополног мотора називне снаге 90 kW.

Таб. 6.3 Структура каталошке ознаке мотора

3	**G**	**B**	**P**	**3**	**1**	**3**	**2**	**4**	**0**	**-**	**A**	**D**	**K**
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	-	11	12	13

Значење појединачних симбола према редном броју [89, 90]:

1-2 (3G) - Тип мотора

Ова два симбола означавају да се ради о нисконапонским трофазним асинхроним моторима.

3 - Симбол кућишта

Трећи симбол дефинише врсту и материјал кућишта:

V, A - потпуно затворени мотор са кућиштем од алуминијума,

Q, B - потпуно затворени мотор са кућиштем од ливеног гвожђа,

C - потпуно затворени мотор са кућиштем од челика.

4 - Тип ротора

Четврти симбол одређује тип ротора:

A - кавезни ротор,

P - „*Process Performance Motor*" односно мотор пројектован за стабилне перформансе у индустријским процесима.

5-6 Величина рама (IEC висина осовине)

Пети и шести симбол представљају стандардизовану IEC величину рама мотора (висину осовине у милиметрима), у складу са стандардом IEC 60072 [91].

Таб. 6.4 IEC висина осовине према симболима [89, 91]

симбол	IEC висина осовине [mm]
09	90
10	100
11	112
13	132
16	160
18	180
20	200
22	225
25	250
28	280
31	315

7 - Број пари полова

Седми симбол означава број пари полова мотора:

1- један пара полова (2 пола),

2 - два пара полова (4 пола),

3 - три пара полова (6 полова),

4 - четири пара полова (8 полова).

8-10 Серијски број

Ови симболи представљају интерни серијски број мотора.

11 - Начин монтаже

Једанаести симбол дефинише начин монтаже мотора:

A - хоризонтална монтажа,

B - фланшна монтажа, велики фланш,

C - фланшна монтажа, мали фланш,

F, **H, J** - комбинована монтажа (монтажа на стопе + фланш).

12 - Код напона и фреквенције

Дванаести симбол представља код напона и фреквенције. Конкретне вредности напона и фреквенције према симболу наведене су у Таб. 6.5.

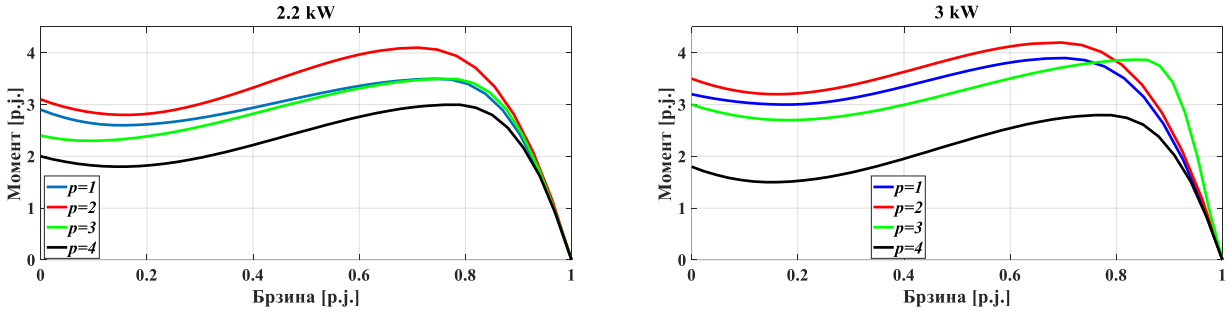
Таб. 6.5 Вредности напона и фреквенција и тип спреге према симболу [89, 90]

Ознака	U_{nom} [V]	Спрега	f_{nom} [Hz]	Ознака	U_{nom} [V]	Спрега	f_{nom} [Hz]
A	380	VY	50	**P**	200	VD	60
B	380	VD	50	**Q**	440/480	VY/VY	50/60
D	400	VD	50	**R**	380/220	VY/ VD	60
E	500	VD	50	**S**	400	VY	50
F	500	VY	50	**T**	660	VD	50
G	415	VY	50	**U**	690	VD	50
H	415	VD	50	**V**	220/440	VDD/VD	50
J	690	VY	60	**W**	660	VY	60
K	440	VD	50	**X**	остало	/	/
M	230/460	VYY/VY	60	**Y**	600	VD	60
N	460/230	VY/VD	60	**Z**	575	VD	60

13 - Генерацијски код

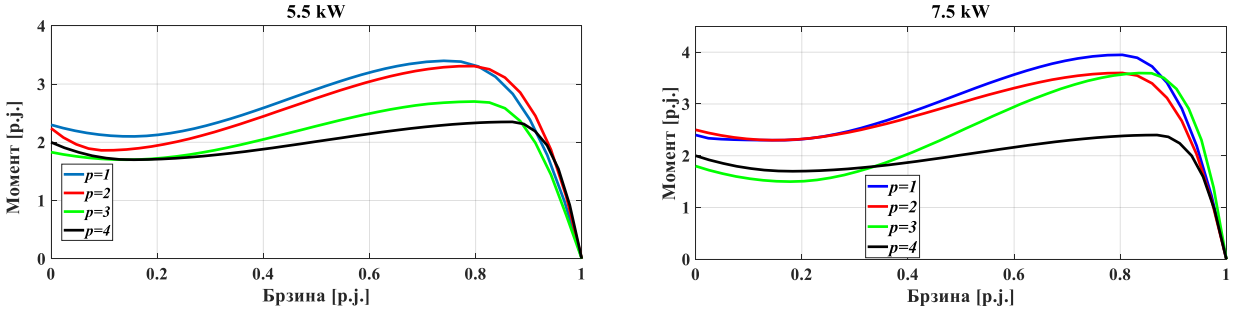
Тринаести симбол означава генерацијски код, који дефинише варијанту/генерацију конструкције мотора.

Класификација 48 анализираних мотора извршена је на основу облика механичких карактеристика мотора преузетих из Motsize програма. Механичке карактеристике мотора исте називне снаге, али различитог броја полова, графички су упоређиване, након чега је облик тих карактеристика упоређен са обликом карактеристика дефинисаних NEMA стандардом. Добијени резултати приказани су на сликама Сл. 6.4 до Сл. 6.8. Да би се олакшало поређење механичких карактеристика мотора исте називне снаге али различитог броја полова, тј. да би се јасније уочиле сличности или разлике механичких карактеристика, на дијаграмима су брзина и момент приказани у релативним јединицама.



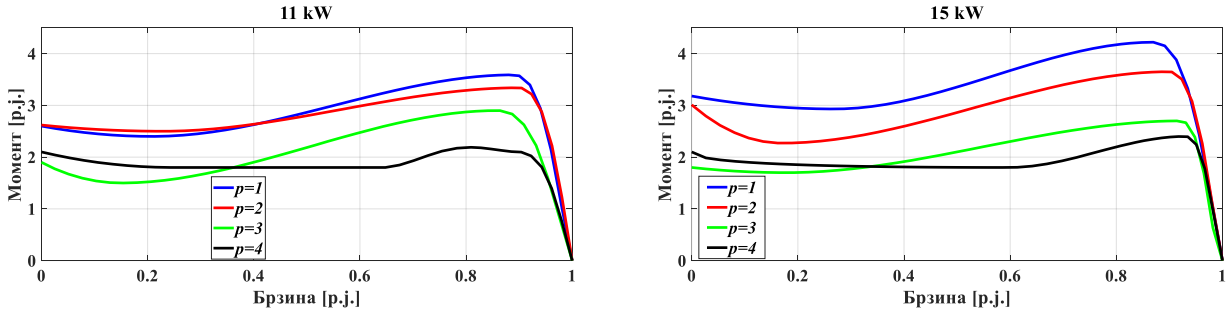
(а) (б)

Сл. 6.3 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (а) називна снага 2.2 kW; (б) називна снага 3 kW



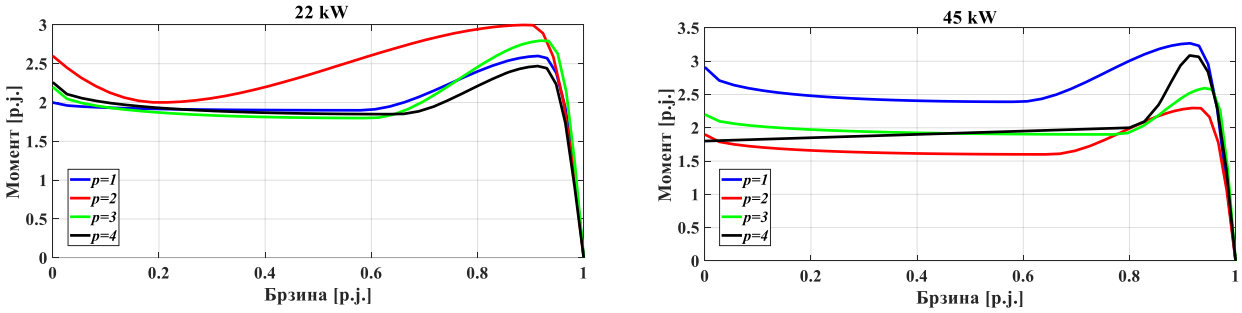
(**a**) (**b**)

Сл. 6.4 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (a) називна снага 5.5 kW; (b) називна снага 7.5 kW



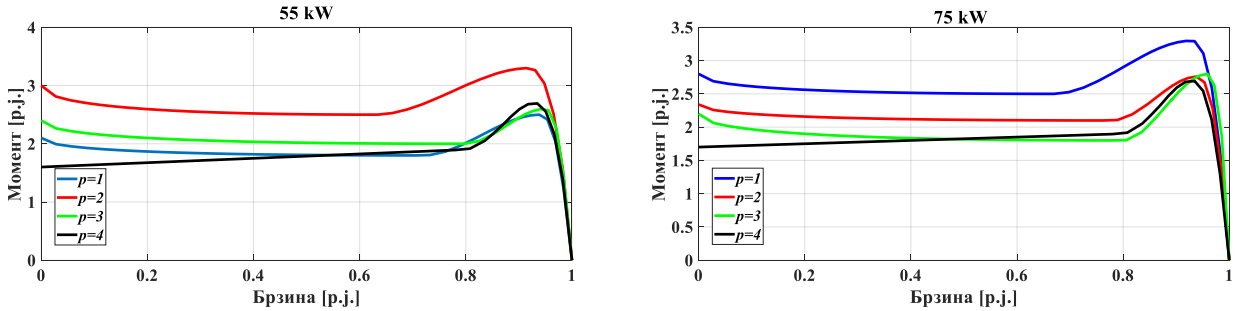
(а) (б)

Сл. 6.5 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (а) називна снага 11 kW; (б) називна снага 15 kW



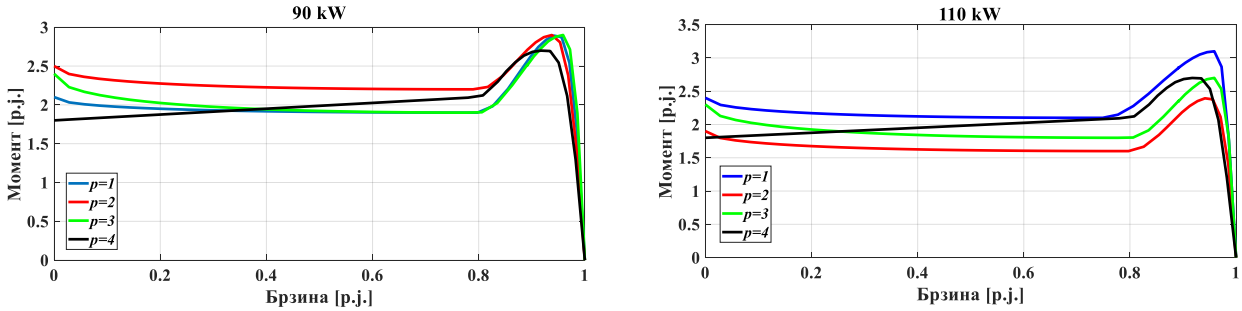
(а) (б)

Сл. 6.6 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (а) називна снага 22 kW; (б) називна снага 45 kW



(а) (б)

Сл. 6.7 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (а) називна снага 55 kW; (б) називна снага 75 kW



(а) (б)

Сл. 6.8 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (а) називна снага 90 kW; (б) називна снага 110 kW

Анализом је уочено да механичке карактеристике мотора снаге од 2.2 kW до 15 kW имају сличан облик. Њихов облик је најближи карактеристикама класа „A” и „B” дефинисаним стандардом NEMA MG-1-2009 (Сл. 6.1). Изузетак чине осмополни мотори снаге 11 kW и 15 kW, чије карактеристике по облику више одговарају класи „C”. За моторе снаге од 22 kW до 110 kW такође је уочена међусобна сличност, а њихове карактеристике углавном одговарају класи „C”. Једини изузетак у овом опсегу је четворополни мотор снаге 22 kW, чија карактеристика по облику више личи на карактеристике класе „A” и „B”.

7. РЕЗУЛТАТИ И ДИСКУСИЈА

За идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора примењена су три различита приступа: комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ (КМ приступ), приступ заснован на двокавезном математичком моделу (DK приступ) и приступ заснован на једнокавезном математичком моделу асинхроног мотора (JK приступ), који су детаљно описани у петом поглављу. У свим случајевима као оптимизациони алгоритам коришћена је оптимизација ројем честица (PSO), посебно прилагођена специфичностима сваког приступа. Сви приступи развијени су у Matlab R2017b окружењу и извршавани на рачунару са AMD Ryzen 7 3700U процесором и 12 GB RAM меморије. Параметри PSO алгоритма били су подешени на следећи начин: коефицијенти когнитивног и социјалног убрзања c_1 и c_2 постављени су на вредност 2, док су максимална и минимална тежина инерције $w_{\max}$, $w_{\min}$ износиле 0.9 и 0.4. Величина популације и максималан број итерација били су подешени на 100. Део резултата представљен у овом поглављу објављен је у радовима [24] и [26].

7.1. Резултати добијени применом комбинованог апроксимативно-метахеуристичког оптимизационог приступа

У поступку идентификације параметара еквивалентне шеме мотора применом оптимизационих метода, увођење доњих и горњих граничних вредности параметара је од суштинског значаја, јер омогућава ограничавање простора претраге на физички изводљиве области, и доприноси стабилности и ефикасности оптимизационог поступка. Међутим, за широк опсег разматраних мотора различитих називних снага и броја полова, усвајање јединственог опсега граничних вредности довело би до превише великог простора претраге, што може негативно утицати на конвергенцију и поузданост добијених резултата.

Из тог разлога мотори су груписани према називној снази, тако да се мотори сличних снага налазе у истој групи, за коју су затим дефинисани одговарајући опсези граничних вредности параметара. Ова подела је заснована на чињеници да параметри

еквивалентне шеме у највећој мери зависе од називне снаге мотора, с друге стране, иако број полова утиче на радне карактеристике мотора, његов утицај на вредности параметара је мање изражен у односу на утицај називне снаге. Због тога, у циљу поједностављења поступка и смањења броја различитих скупова граничних вредности, мотори нису додатно груписани према броју полова. Овако дефинисана групација омогућава ефикаснију оптимизацију, уз очување физичког смисла идентификованих параметара, који одговарају реалним величинама мотора. На основу формираних група, у Таб. 7.1 приказани су опсези граничних вредности параметара еквивалентне шеме.

Таб. 7.1 Граничне вредности параметара еквивалентне шеме

P_{nom} [kW]	R_s [Ω]		R_{r_nom} [Ω]		X_s [Ω]		X_{r_nom} [Ω]		X_m [Ω]		R_{fe} [Ω]		R_{r_pol} [Ω]		X_{r_pol} [Ω]	
	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max
2.2, 3	0.3	8	0.3	8	0.3	10	0.3	10	20	150	300	1500	0.5	15	0.5	10
5.5, 7.5	0.1	5	0.1	5	0.1	7	0.1	7	10	100	100	1000	0.3	10	0.1	7
11, 15, 22	0.05	3	0.05	3	0.05	3	0.05	3	5	50	70	700	0.1	7	0.06	3
45, 55	0.01	1	0.01	1	0.05	2	0.05	2	4	30	50	500	0.03	4	0.01	1
75, 90, 110	0.001	0.8	0.001	0.8	0.01	1.5	0.01	1.5	1	20	40	400	0.01	3	0.01	0.5

У оквиру КМ приступа анализиран је утицај претпоставки о односу расипних реактанси статора и ротора. Разматране су две могућности: једнакост устаљене расипне реактансе статора и полазне расипне реактансе ротора, као и њихова различитост. Циљ анализе је да се утврди како ове претпоставке утичу на тачност идентификације електричних параметара мотора и на прецизност добијања њихових механичких карактеристика. На основу тога, идентификација параметара еквивалентне шеме извршена је у два посебна случаја:

Случај 1 - устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора су једнаке (детаљан опис у потпоглављу 5.2.2.1.);

Случај 2 - устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора су различите (детаљан опис у потпоглављу 5.2.2.2.).

Поступак идентификације електричних параметара мотора извршен је на следећи начин: у првом степену оптимизације идентификовани су електрични

параметри мотора за називни режим рада, док су у другом степену оптимизације идентификовани роторски параметри при поласку мотора за оба наведена случаја. За оба случаја, вредности електричних параметара идентификоване у првом степену оптимизације задржане су као константне, са циљем да се изолује и прецизније анализира утицај разматраних претпоставки на тачност идентификације параметара еквивалентне шеме и на облик механичке карактеристике мотора.

Вредности параметара еквивалентне шеме за разматраних 48 кавезних асинхроних мотора идентификоване применом КМ приступа приказане су у Таб. 7.2. У левом делу табеле дати су идентификовани електрични параметри мотора за називни режим рада, док су у десном делу дате идентификоване вредности роторских параметара при поласку мотора за оба разматрана случаја.

Таб. 7.2 Параметри еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора идентификовани применом предложеног приступа

P_{nom} [kW]	Бр. полова	R_s [Ω]	R_{r_nom} [Ω]	X_s [Ω]	X_{r_nom} [Ω]	X_m [Ω]	R_{fe} [Ω]	($X_{r_pol} = X_s$)		($X_{r_pol} \neq X_s$)	
								R_{r_pol} [Ω]	X_{r_pol} [Ω]	R_{r_pol} [Ω]	X_{r_pol} [Ω]
2.2	2	1.5360	2.0958	3.0940	4.9012	138.10	636.63	2.2720	3.0940	1.8050	2.5204
	4	0.7802	1.9430	3.3560	4.0753	110.65	693.71	2.5748	3.3560	1.8074	2.3938
	6	1.7062	1.8940	3.4572	3.8029	59.05	994.75	2.3437	3.4572	2.1179	3.1433
	8	1.9746	1.8239	3.8181	4.5281	49.80	1397.93	2.4026	3.8181	2.1540	3.4407
3	2	0.8867	1.6133	2.4876	2.9534	125.43	644.59	2.2102	2.4876	1.5634	1.8319
	4	0.7194	1.5008	2.3201	2.8786	83.11	829.94	2.0401	2.3201	1.5005	1.7623
	6	0.7253	1.1591	2.2289	3.3111	66.27	785.19	1.4793	2.2289	1.3672	2.0746
	8	1.3284	1.4398	3.2414	3.5052	41.79	875.28	2.0405	3.2414	1.5253	2.4332
5.5	2	0.4505	0.8328	1.5887	1.9339	82.46	528.03	1.0357	1.5887	0.9219	1.4251
	4	0.4060	0.6705	1.5179	2.0897	45.30	513.30	0.9039	1.5179	1.4974	0.8905
	6	0.7310	0.8098	1.8172	2.3041	45.01	651.70	1.1365	1.8172	1.1399	1.8246
	8	2.1123	0.5355	0.7149	2.1092	42.21	741.25	0.7423	0.7149	1.0316	1.3215
7.5	2	0.3019	0.4329	0.9122	1.3218	58.00	404.12	0.4562	0.9122	0.5190	1.0277
	4	0.2771	0.4577	0.8994	1.5900	45.98	717.26	0.4642	0.8994	0.8226	1.4386
	6	0.5376	0.2983	1.0625	1.1645	46.12	763.58	0.4904	1.0625	0.3203	0.6475
	8	0.8524	0.3647	1.3021	1.6739	17.82	683.96	1.0952	1.3021	1.2418	1.4470

Таб. 7.2 Параметри еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора идентификовани применом предложеног приступа (наставак)

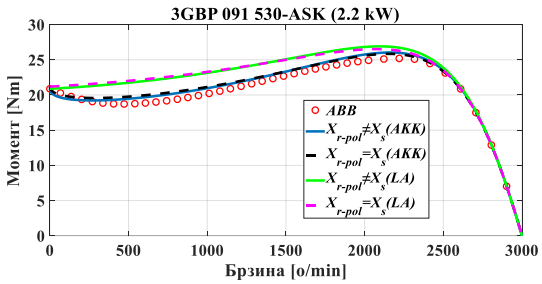
P_{nom} [kW]	Бр. полова	R_s [Ω]	R_{r_nom} [Ω]	X_s [Ω]	X_{r_nom} [Ω]	X_m [Ω]	R_{fe} [Ω]	($X_{r_pol} = X_s$)		($X_{r_pol} \neq X_s$)	
								R_{r_pol} [Ω]	X_{r_pol} [Ω]	R_{r_pol} [Ω]	X_{r_pol} [Ω]
11	2	0.4627	0.2363	0.6789	0.6800	28.51	436.46	0.5343	0.6789	0.4997	0.6362
	4	0.6784	0.1884	0.5259	0.6761	18.33	574.73	0.4404	0.5259	0.5080	0.6170
	6	0.2397	0.3463	0.7620	1.2830	19.58	204.69	0.3780	0.7620	0.3670	0.7411
	8	0.4352	0.2753	1.1525	1.2618	13.91	420.10	1.4350	1.1525	1.2804	1.0731
15	2	0.1927	0.1658	0.4545	0.5248	20.70	285.48	0.3494	0.4545	0.3087	0.3950
	4	0.2904	0.1587	0.4623	0.5489	14.99	339.92	0.3952	0.4623	0.2031	0.2066
	6	0.5040	0.1976	0.4260	0.8054	12.40	530.95	0.2261	0.4260	0.3417	0.6566
	8	0.1922	0.1480	0.7789	1.0279	12.68	302.04	0.6681	0.7789	0.8644	0.9256
22	2	0.1599	0.0942	0.4016	0.7977	38.66	408.75	0.2210	0.4016	0.3787	0.6235
	4	0.2408	0.3251	1.3442	1.8050	45.22	529.75	1.1416	1.3442	1.2925	1.4804
	6	0.1575	0.0807	0.4700	0.5752	13.74	252.22	0.3687	0.4700	0.3920	0.4942
	8	0.3134	0.3476	1.0186	2.6928	28.26	425.00	0.5462	1.0186	0.4396	0.8247
45	2	0.0427	0.0477	0.1333	0.3458	8.51	75.93	0.0695	0.1333	0.0642	0.1224
	4	0.0698	0.0474	0.1872	0.4707	9.43	192.32	0.0922	0.1872	0.1159	0.2304
	6	0.0361	0.0314	0.2355	0.3774	9.31	173.05	0.1696	0.2355	0.1429	0.2016
	8	0.0931	0.1141	0.5888	0.9616	22.61	488.38	0.2659	0.5888	0.3358	0.7244
55	2	0.1209	0.0960	0.4445	1.1041	24.43	260.35	0.2258	0.4445	0.2816	0.5412
	4	0.0663	0.0768	0.4256	0.7464	11.71	376.43	0.3143	0.4256	0.2758	0.3794
	6	0.0862	0.0769	0.4670	1.0227	16.61	218.59	0.2906	0.4670	0.3570	0.5560
	8	0.0417	0.0807	0.6142	0.8197	13.52	116.08	0.3188	0.6142	0.3965	0.7411
75	2	0.0669	0.0557	0.3936	0.4653	16.99	301.08	0.3657	0.3936	0.1989	0.2157
	4	0.0443	0.0571	0.4243	0.6054	13.86	152.57	0.3201	0.4243	0.2509	0.3397
	6	0.0682	0.0287	0.4372	0.4588	3.59	344.60	0.3806	0.4372	0.1853	0.2163
	8	0.0097	0.0673	0.4879	0.6042	12.38	121.41	0.2929	0.4870	0.2667	0.4480
90	2	0.0578	0.0380	0.3657	0.4516	13.97	250.28	0.2588	0.3657	0.1806	0.2567
	4	0.0520	0.0483	0.2670	0.5602	11.43	128.89	0.1604	0.2670	0.1861	0.3039
	6	0.0553	0.0285	0.2555	0.5509	8.54	119.85	0.1399	0.2555	0.1723	0.3066
	8	0.0608	0.0551	0.3650	0.4990	9.52	169.57	0.2171	0.3650	0.2853	0.4588
110	2	0.0058	0.0307	0.2704	0.3914	9.93	60.99	0.1334	0.1933	0.1891	0.2704
	4	0.0386	0.0355	0.3629	0.4614	11.31	184.61	0.2879	0.3629	0.1885	0.2414
	6	0.0629	0.0229	0.2609	0.4366	7.89	174.67	0.1827	0.2609	0.1646	0.2375
	8	0.0042	0.0514	0.2778	0.4752	8.20	84.17	0.1434	0.2778	0.2074	0.3788

На основу вредности параметара из Таб. 7.2 применом израза (3.21) и одговарајућих апроксимација промене роторских параметара у функцији брзине (3.28) до (3.31), добијене су механичке карактеристике мотора, приказане на Сл. 7.1 до Сл. 7.12. На овим сликама дато је поређење механичких карактеристика добијених применом линеарне апроксимације и апроксимације квадратним кореном брзине, за оба разматрана случаја.

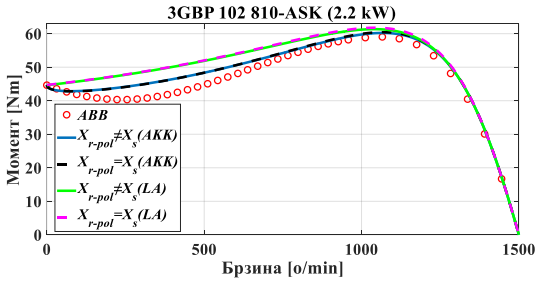
Поред тога, извршено је и поређење са референтним механичким карактеристикама. Референтне карактеристике преузете су из ABB-овог софтвера Motsize [88], где их произвођач даје као експериментално измерене вредности момента и брзине у 42 тачке. Оне представљају поуздан критеријум за проверу тачности добијених резултата и оцену квалитета примењених приступа.

На овим сликама ознака „AKK” означава примену апроксимације квадратним кореном, док ознака „LA” означава примену линеарне апроксимације промене роторских параметара у функцији брзине.

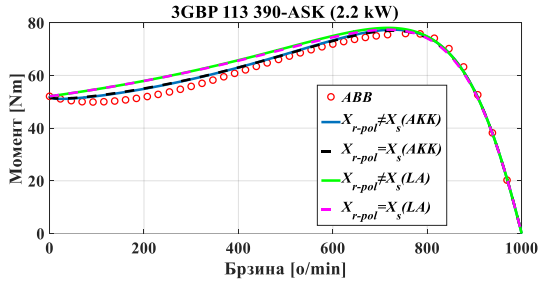
Карактеристике представљене пуном плавом линијом добијене су применом апроксимације квадратним кореном уз претпоставку да су устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора различите. Испрекиданом црном линијом приказане су карактеристике добијене истом апроксимацијом, али уз претпоставку једнакости наведених реактанси. Пуном зеленом линијом приказане су карактеристике добијене линеарном апроксимацијом уз претпоставку да су устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора различите, а испрекиданом розе линијом карактеристике добијене линеарном апроксимацијом уз претпоставку једнакости ових реактанси. Референтне механичке карактеристике означене су црвеним круговима.



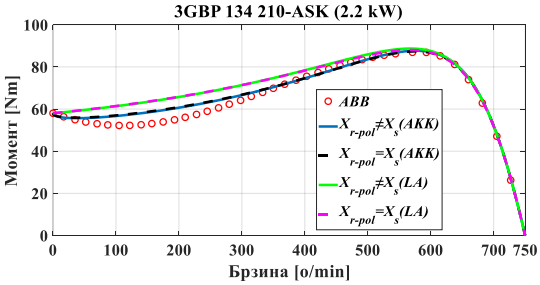
(а)



(б)

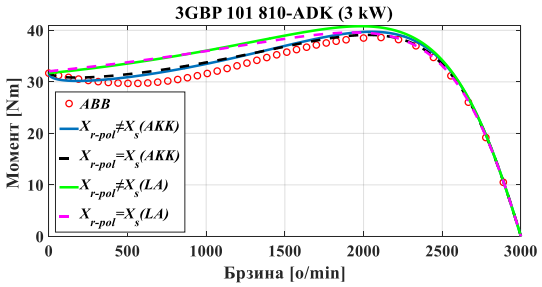


(в)

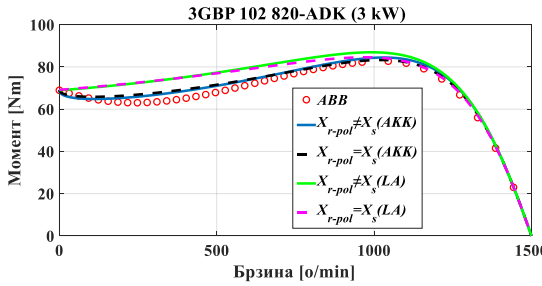


(г)

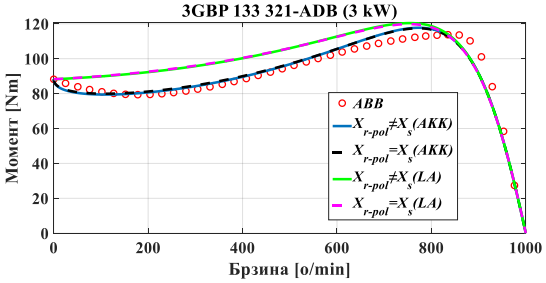
Сл. 7.1 Механичке карактеристике мотора снаге 2.2 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



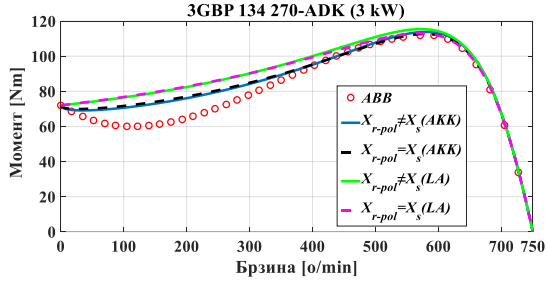
(а)



(б)

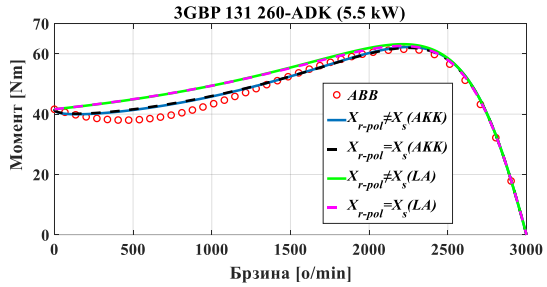


(в)

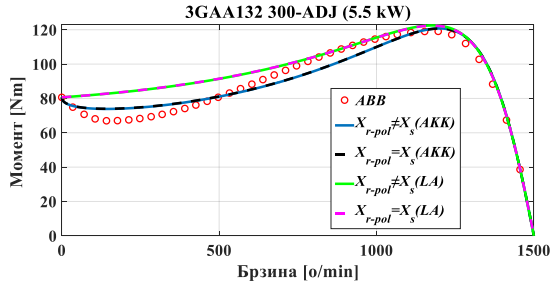


(г)

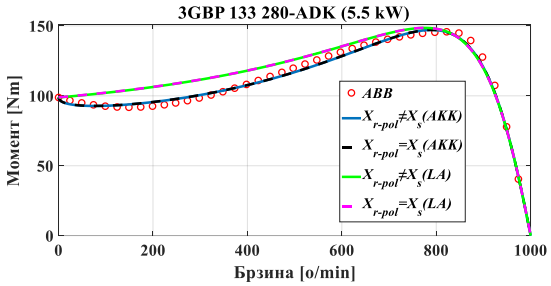
Сл. 7.2 Механичке карактеристике мотора снаге 3 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



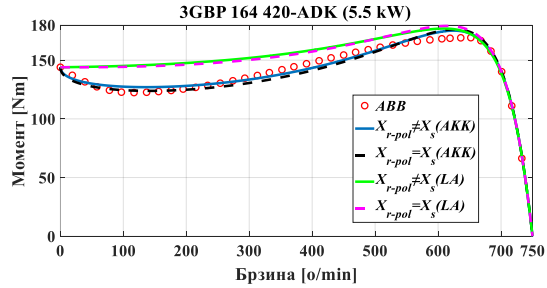
(а)



(б)

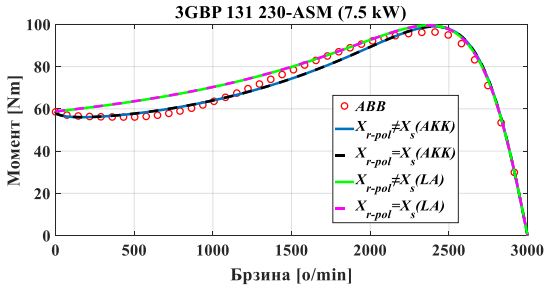


(в)

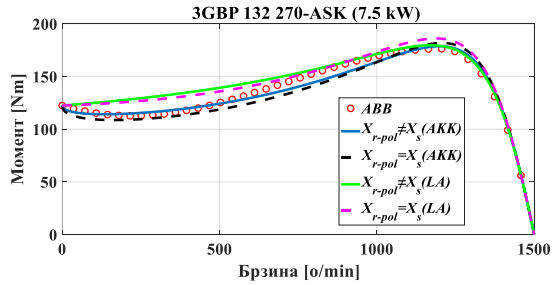


(г)

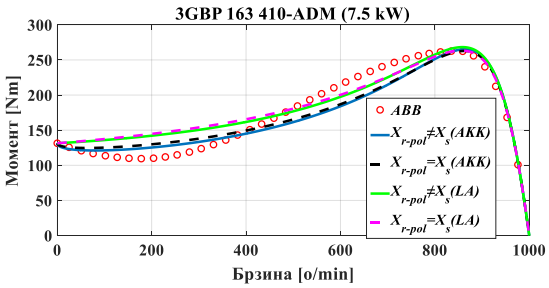
Сл. 7.3 Механичке карактеристике мотора снаге 5.5 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



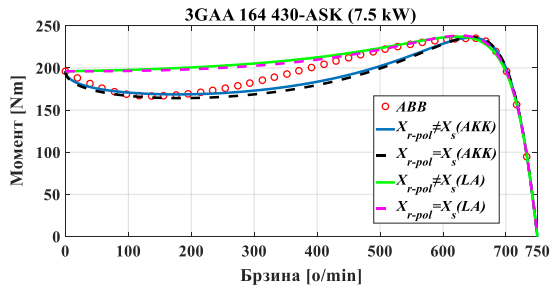
(а)



(б)

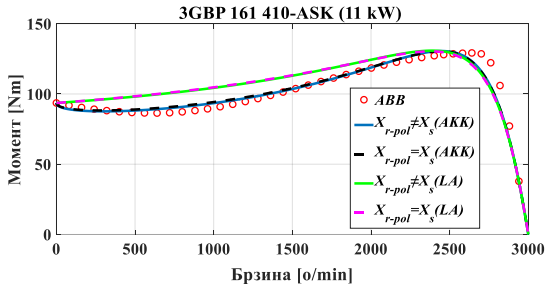


(в)

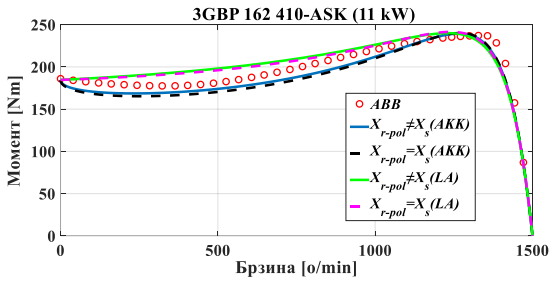


(г)

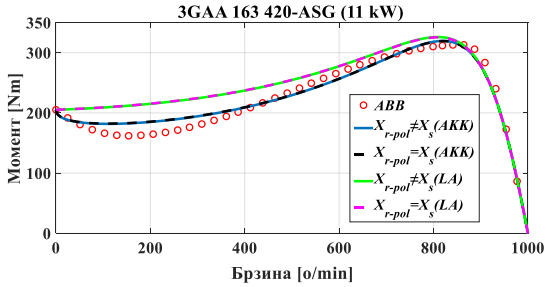
Сл. 7.4 Механичке карактеристике мотора снаге 7.5 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



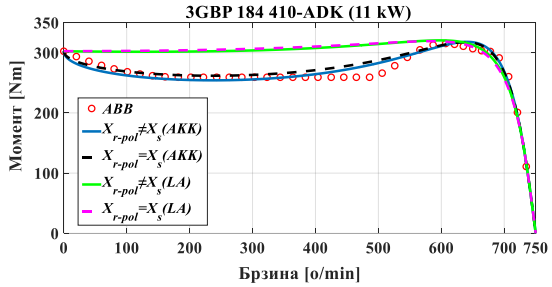
(а)



(б)

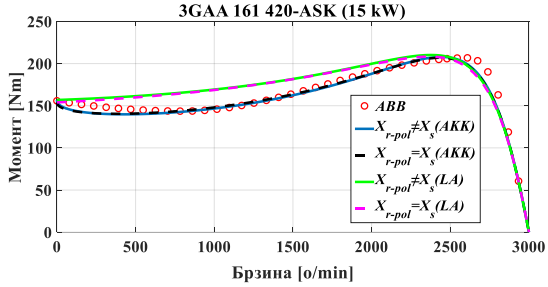


(в)

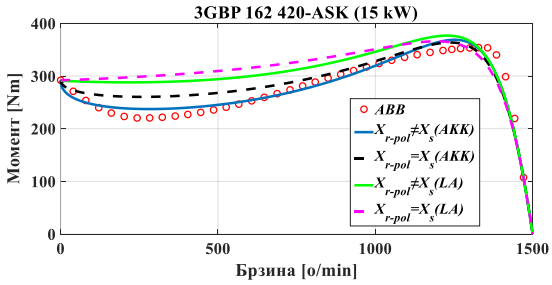


(г)

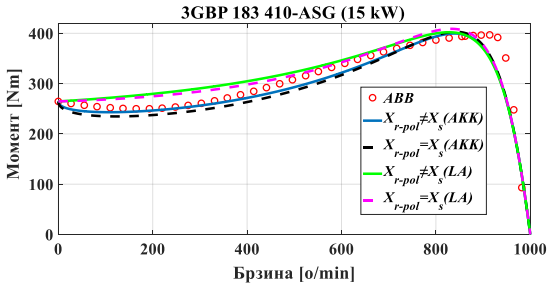
Сл. 7.5 Механичке карактеристике мотора снаге 11 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



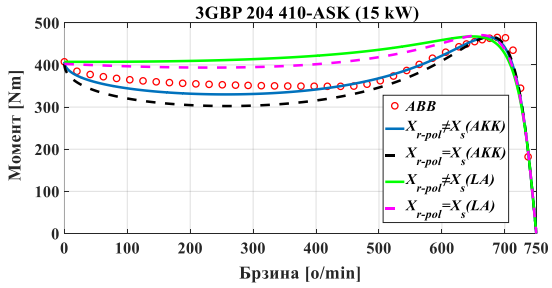
(а)



(б)

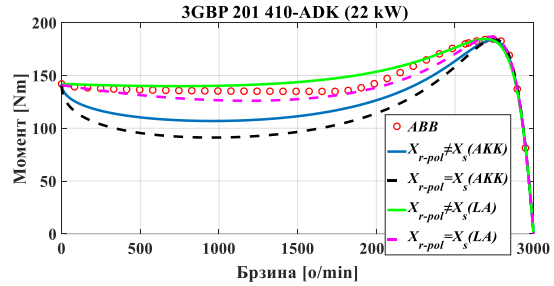


(в)

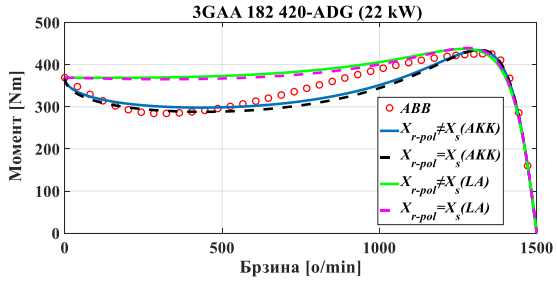


(г)

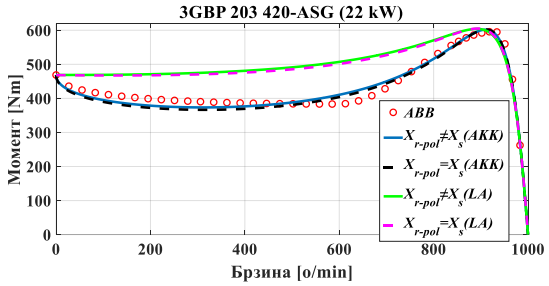
Сл. 7.6 Механичке карактеристике мотора снаге 15 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



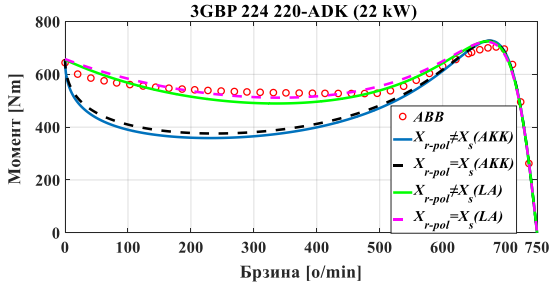
(а)



(б)

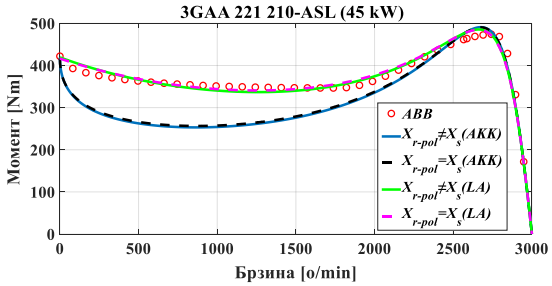


(в)

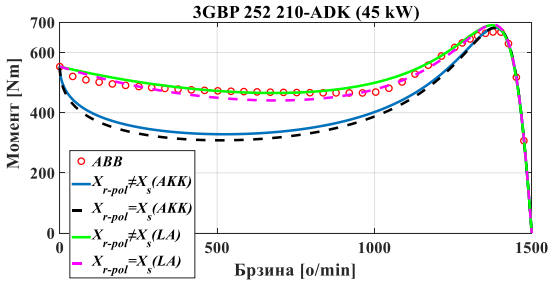


(г)

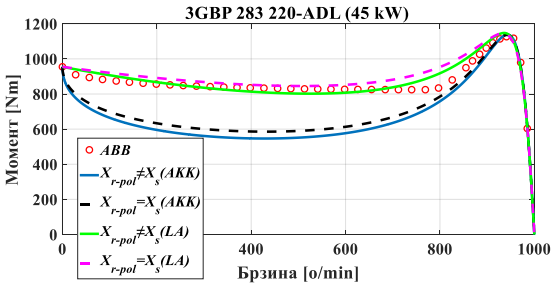
Сл. 7.7 Механичке карактеристике мотора снаге 22 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



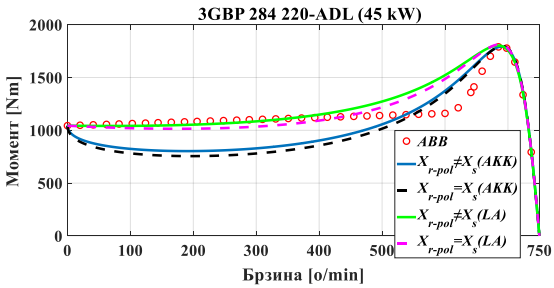
(а)



(б)

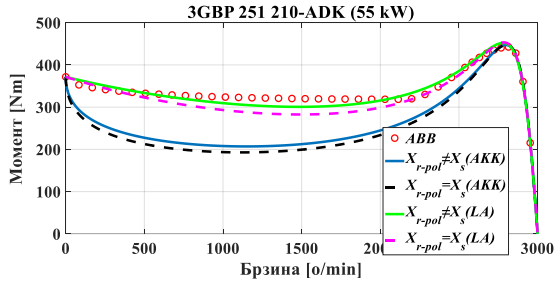


(в)

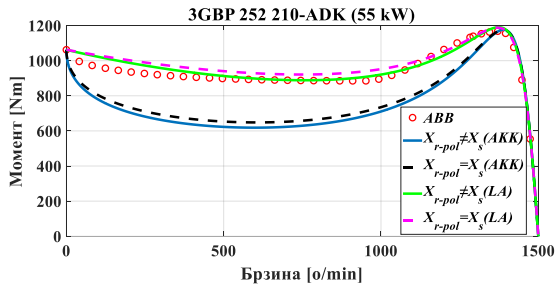


(г)

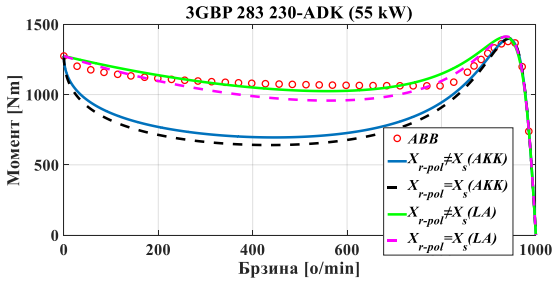
Сл. 7.8 Механичке карактеристике мотора снаге 45 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



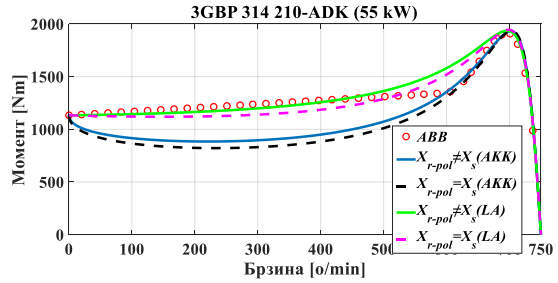
(а)



(б)

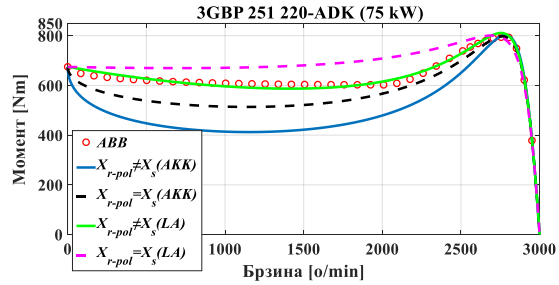


(в)

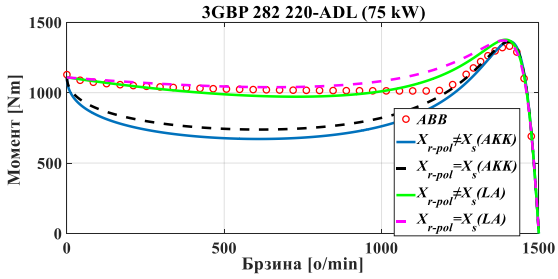


(г)

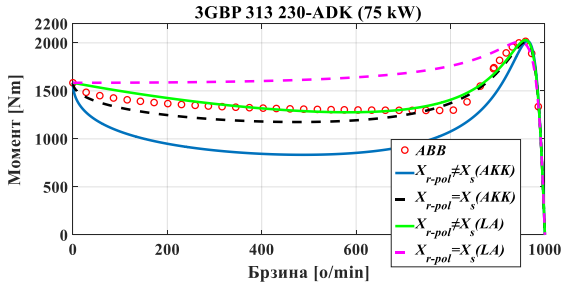
Сл. 7.9 Механичке карактеристике мотора снаге 55 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



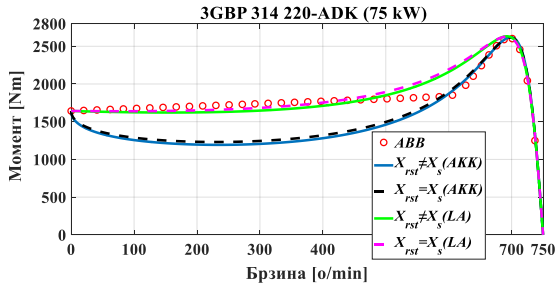
(а)



(б)

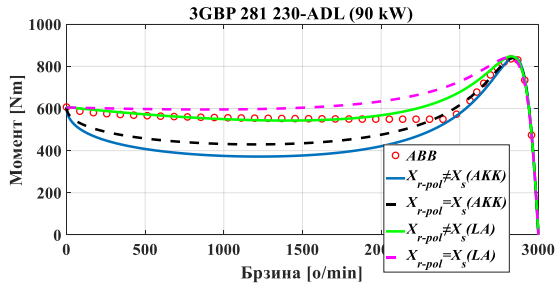


(в)

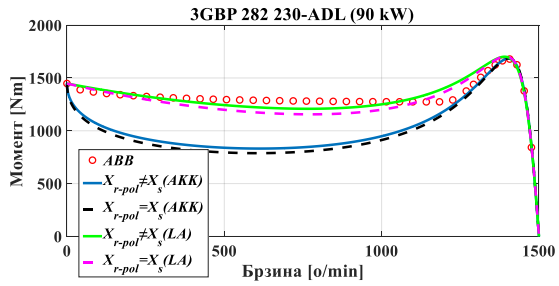


(г)

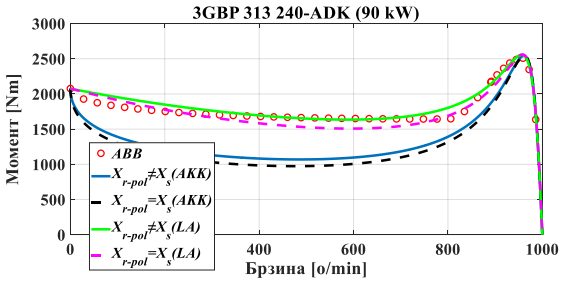
Сл. 7.10 Механичке карактеристике мотора снаге 75 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



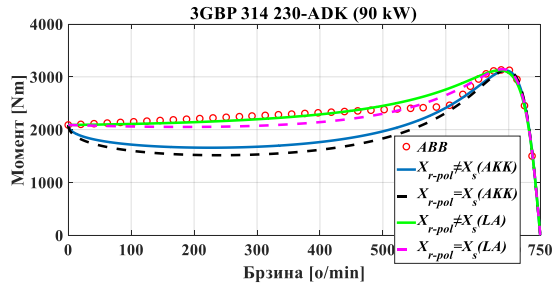
(а)



(б)

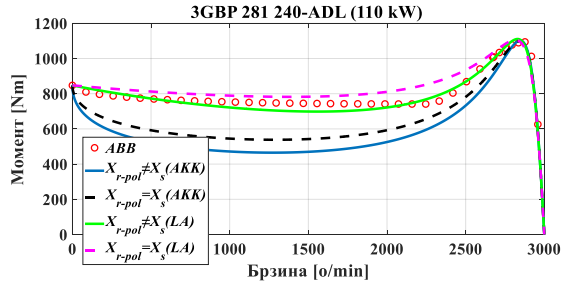


(в)

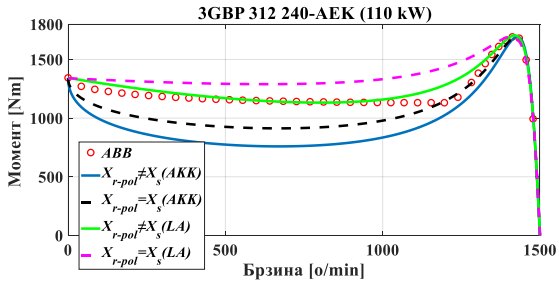


(г)

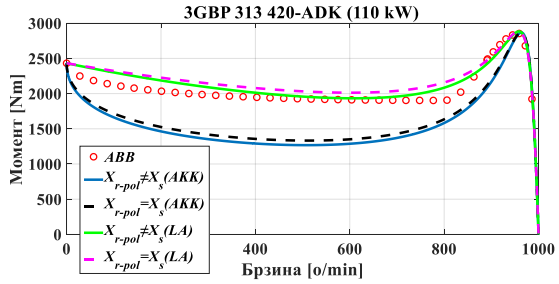
Сл. 7.11 Механичке карактеристике мотора снаге 90 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



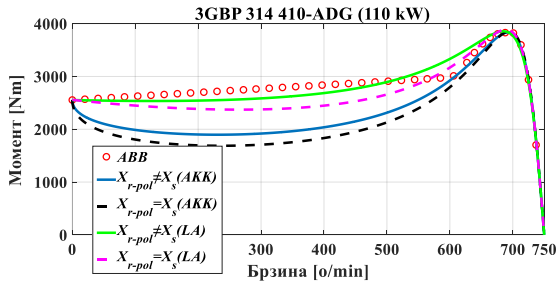
(а)



(б)



(в)



(г)

Сл. 7.12 Механичке карактеристике мотора снаге 110 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова

На Сл. 7.1 до Сл. 7.7 приказане су механичке карактеристике мотора називних снага од 2.2 kW до 15 kW. Са ових слика може се уочити да се карактеристике добијене применом апроксимације квадратним кореном боље поклапају са референтним механичким карактеристикама у поређењу са карактеристикама добијеним линеарном апроксимацијом. С друге стране, са Сл. 7.7 до Сл. 7.12, на којима су приказане механичке карактеристике мотора називне снага од 22 kW до 110 kW види се супротан тренд. У овом опсегу снага карактеристике добијене применом линеарне апроксимације боље се слажу са референтним карактеристикама, док апроксимација квадратним кореном показује нешто већа одступања. Изузетак су четворополни и шестополни мотори називне снаге 22 kW (Сл. 7.7 а) и б)), за које се механичке карактеристике добијене применом апроксимације квадратним кореном боље поклапају са референтним карактеристикама од оних добијених линеарном апроксимацијом. Добијени резултати показују да тачност примене изабране апроксимације промене роторских параметара у функцији брзине зависи од називне снаге мотора.

7.2. Утицај претпоставки о односу устаљене вредности расипне реактансе статора и полазне расипне реактансе ротора на тачност идентификације електричних параметара

Тачност идентификације електричних параметара мотора оцењена је на основу грешака у вредностима момента у три карактеристичне тачке: полазној, превалној и називној. Грешке су дефинисане као релативна одступања између момента добијеног применом идентификованих параметара еквивалентне шеме мотора и одговарајућих каталошких вредности приказаних у Таб. 6.2.

Тачност добијених механичких карактеристика оцењена је на основу средње процентуалне грешке, која представља просечно одступање карактеристика добијених применом поменутих приступа у односу на референтну механичку карактеристику добијену из софтверског пакета Motsize.

За израчунавање средње процентуалне грешке узете су вредности момента при различитим брзинама обртања ротора, укупно 42 радне тачке, у складу са подацима

из базе Motsize програма. Средња процентуална грешка израчуната је према следећем изразу [92]:

$$e = \frac{1}{N_{\mathrm{T}}} \sum_{i=1}^{N_{\mathrm{T}}} \frac{\left(x_i - y_i\right)}{x_i} \cdot 100\,, \tag{7.1}$$

где су: N_{T} број постављених тачака (42 тачке за које ABB даје вредности момента при одговарајућим брзинама); x_i тачна вредност момента у i-тој тачки, коју даје ABB; y_i вредност момента у i-тој тачки добијена применом предложеног приступа.

Кроз анализу грешке момента у три карактеристичне тачке и средње процентуалне грешке испитани су утицаји два разматрана случаја на тачност идентификације параметара еквивалентне шеме мотора, као и на тачност добијене механичке карактеристике мотора. Поред тога на основу средње процентуалне грешке анализиран је и утицај примене линеарне апроксимације и апроксимације квадратним кореном на тачност механичке карактеристике мотора.

У Таб. 7.3. приказане су идентификоване вредности полазног, превалног и називног момента мотора, заједно са одговарајућим релативним грешкама у односу на каталошке податке. Идентификација је извршена применом КМ приступа, детаљно описаног у потпоглављу 5.2. Резултати су презентовани за два карактеристична случаја, која се разликују у погледу односа устаљене вредности расипне реактансе статора и полазне расипне реактансе ротора. У првом случају, који је обрађен у потпоглављу 5.2.2.1, претпостављено је да су ове две реактансе међусобно једнаке. У другом случају, детаљно размотреном у потпоглављу 5.2.2.2, уведена је нова претпоставка, по којој су устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора третиране као међусобно различите величине, чиме се омогућава прецизније моделовање прелазних процеса у мотору.

Релативне грешке дефинисане су на следећи начин:

$e_{\mathrm{pol.1}}$ - релативна грешка полазног момента добијена за први случај;

$e_{\mathrm{pol.2}}$ - релативна грешка полазног момента добијена за други случај;

e_{pr} - релативна грешка превалног момента;

e_{nom} - релативна грешка називног момента.

Како претпоставка из другог случаја не утиче на идентификацију електричних параметара мотора у називном режиму рада током првог степена оптимизације, вредности превалног и називног момента, као и њихове релативне грешке, остају исте за оба случаја.

Таб. 7.3 Добијене вредности момента мотора у три карактеристичне тачке и њихове релативне грешке

P_{nom} [kW]	Бр. полова	$X_{r_pol} = X_s$						$X_{r_pol} \neq X_s$		$\lvert e_{pol.1}\rvert - \lvert e_{pol.2}\rvert$
		M_{pol}		M_{pr}		M_{nom}		M_{pol}		
		Вредност [Nm]	Грешка ($e_{pol.1}$) [%]	Вредност [Nm]	Грешка (e_{pr}) [%]	Вредност [Nm]	Грешка (e_{nom}) [%]	Вредност [Nm]	Грешка ($e_{pol.2}$) [%]	
2.2	2	21.19	1.50374	25.19	-0.03724	7.19	-0.10176	20.88	-0.00280	**1.50094**
	4	44.65	0.02687	59.59	0.93520	14.45	0.35323	44.64	-0.00071	**0.02616**
	6	52.08	0.00140	76.61	0.86815	21.95	1.16536	52.08	-0.00038	**0.00102**
	8	58.00	0.00596	86.70	-0.34111	29.24	0.81654	58.00	0.00035	**0.00561**
3	2	32.05	1.16206	38.65	0.10424	9.99	0.92924	31.68	-0.00259	**1.15947**
	4	69.16	0.30423	83.46	0.87128	19.71	0.06286	68.95	-0.00113	**0.30310**
	6	88.24	0.05070	115.22	0.48681	29.51	0.39090	88.20	-0.00001	**0.05069**
	8	72.00	0.00630	112.25	0.22237	40.30	0.76126	72.00	0.00152	**0.00478**
5.5	2	41.63	0.00817	61.33	-0.34230	18.25	0.81230	41.63	-0.00529	**0.00288**
	4	79.21	0.00676	119.12	0.26614	35.74	-0.71341	79.20	0.00189	**0.00487**
	6	98.93	0.11190	145.71	-0.06083	53.96	-0.07090	98.82	0.00470	**0.10720**
	8	143.99	-0.00387	173.67	0.50246	71.95	-0.07034	144.00	0.00168	**0.00219**
7.5	2	58.57	0.01984	97.31	-0.29224	24.38	-0.09446	58.56	-0.00309	**0.01675**
	4	122.49	-0.01178	177.79	0.78709	49.15	0.31136	122.50	-0.00357	**0.00821**
	6	131.39	-0.00507	262.18	-0.23600	73.11	0.15096	131.40	0.00214	**0.00293**
	8	196.00	-0.00081	235.01	-0.07887	97.21	-0.80685	196.00	-0.00031	**0.00050**
11	2	93.59	-0.01515	130.30	0.54043	35.97	-0.07121	93.60	-0.00357	**0.01158**
	4	184.66	0.03153	236.08	0.76100	69.95	-1.47786	184.62	0.00997	**0.02156**
	6	205.24	0.02117	313.39	0.06182	107.45	-0.50626	205.20	0.00211	**0.01906**
	8	302.56	0.05176	316.64	0.40493	142.96	-0.72325	302.41	0.00268	**0.04908**
15	2	153.95	-1.82029	205.85	0.02657	48.99	-0.01681	156.82	0.01260	**1.80769**
	4	291.88	0.30216	361.62	0.75687	96.62	-0.38906	291.01	0.00246	**0.29970**
	6	264.58	-0.00612	397.40	0.12502	146.28	-0.48819	264.59	-0.00258	**0.00354**
	8	402.47	-1.21085	464.71	-0.19019	195.32	0.67910	407.39	-0.00347	**1.20738**

Таб. 7.3 Добијене вредности момента мотора у три карактеристичне тачке и њихове релативне грешке (наставак)

P_{nom} [kW]	Бр. полова	$X_{r_pol} = X_s$						$X_{r_pol} \neq X_s$		$\lvert e_{pol.1}\rvert - \lvert e_{pol.2}\rvert$
		M_{pol}		M_{pr}		M_{nom}		M_{pol}		
		Вредност [Nm]	Грешка ($e_{pol.1}$) [%]	Вредност [Nm]	Грешка (e_{pr}) [%]	Вредност [Nm]	Грешка (e_{nom}) [%]	Вредност [Nm]	Грешка ($e_{pol.2}$) [%]	
22	2	140.11	-1.32879	183.00	-0.86869	71.63	0.88451	142.01	0.00844	**1.32035**
	4	369.23	0.00759	429.86	0.90570	140.69	-0.91939	369.22	0.00420	**0.00339**
	6	468.38	-0.04612	600.10	0.61986	213.73	0.34452	468.78	0.03792	**0.00820**
	8	657.88	0.36289	713.60	0.15370	285.11	0.03794	655.45	-0.00726	**0.35563**
45	2	416.38	-0.98038	483.03	0.94701	144.87	-0.09234	419.24	-0.30082	**0.67956**
	4	553.30	0.07244	674.94	0.84290	290.89	-0.03907	553.00	0.01778	**0.05466**
	6	954.97	0.01832	1130.74	0.20778	436.90	0.66775	954.74	-0.00639	**0.01193**
	8	1043.91	-0.00885	1783.05	-0.83135	584.08	0.70328	1044.09	0.00818	**0.00067**
55	2	371.77	0.01970	442.81	0.06957	176.86	-0.07746	371.71	0.00287	**0.01683**
	4	1062.39	0.03629	1164.56	-0.31148	356.44	0.68895	1061.80	-0.01882	**0.01747**
	6	1274.51	0.00889	1387.23	0.47989	532.35	0.25360	1274.39	-0.00102	**0.00787**
	8	1132.57	-0.02031	1928.74	0.89643	706.48	-0.21434	1132.79	-0.00101	**0.01930**
75	2	674.60	-0.02979	795.53	0.02916	242.45	0.60223	674.98	0.02665	**0.00314**
	4	1108.33	-0.02420	1355.38	0.42819	481.06	-0.19557	1108.66	0.00511	**0.01909**
	6	1584.23	0.01434	2009.64	-0.31525	721.70	0.23663	1584.16	0.01039	**0.00395**
	8	1642.64	0.02649	2607.93	-0.01037	969.24	0.33588	1642.29	0.00575	**0.02074**
90	2	605.18	-0.28304	838.00	-0.01222	290.12	0.38684	606.82	-0.01308	**0.26996**
	4	1447.67	0.01143	1670.19	-0.53035	575.01	-0.68935	1447.48	-0.00107	**0.01036**
	6	2077.22	0.05872	2529.33	0.83051	865.14	0.01641	2075.63	-0.01763	**0.04109**
	8	2088.81	0.03888	3113.65	-0.58604	1164.58	0.39442	2087.90	-0.00498	**0.03390**
110	2	847.48	0.03293	1094.65	0.03178	350.98	-0.57178	847.07	-0.01574	**0.01719**
	4	1340.20	-0.23103	1685.33	-0.67616	707.77	0.10863	1343.10	-0.01514	**0.21589**
	6	2431.54	0.01806	2856.43	0.08848	1056.92	-0.00726	2431.37	0.01103	**0.00703**
	8	2557.21	0.11792	3818.08	-0.34499	1426.35	0.51819	2554.06	-0.00531	**0.11261**

Приказани резултати показују да се добијене вредности полазног, превалног и називног момента мотора добро поклапају са каталошким вредностима. Последња, подебљана колона у табели приказује разлику апсолутних вредности грешака полазног момента добијених применом првог и другог случаја ($|e_{pol.1}| - |e_{pol.2}|$). Пошто је ова разлика позитивна за све разматране моторе, може се закључити да је апсолутна вредност грешке $|e_{pol.2}|$ код свих мотора мања од апсолутне вредности

грешке $|e_{pol.1}|$. Ово указује на то да други случај (када је претпостављено да су устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора различите) обезбеђује прецизније вредности полазног момента у поређењу са првим случајем.

Вредности средњих процентуалних грешака за 48 разматраних мотора, које представљају одступања механичких карактеристика добијених применом два разматрана случаја и две апроксимације промене роторских параметара у функцији брзине, у односу на референтне механичке карактеристика приказане су у Таб. 7.4.

Таб. 7.4 Средње процентуалне грешке механичких карактеристика за случајеве 1 и 2, при примени апроксимације квадратним кореном и линеарне апроксимације

P_{nom} [kW]	Бр. полова	Грешке			
		($X_{r_pol} = X_s$)		($X_{r_pol} \neq X_s$)	
		AKK	LA	AKK	LA
		$e_{1.AKK}$ [%]	$e_{1.LA}$ [%]	$e_{2.AKK}$ [%]	$e_{2.LA}$ [%]
2.2	2	2.948	9.647	**2.687**	9.585
	4	3.573	8.555	**3.436**	9.717
	6	2.943	6.355	**2.893**	6.067
	8	3.674	8.041	**3.507**	8.221
3	2	3.624	7.861	**3.593**	8.761
	4	2.954	7.882	**2.939**	8.941
	6	3.497	10.387	**3.376**	10.320
	8	7.286	11.719	**6.802**	12.206
5.5	2	3.474	7.902	**3.333**	8.188
	4	4.712	8.771	**4.693**	8.761
	6	1.989	6.722	**1.987**	6.675
	8	2.324	8.488	**2.034**	8.778
7.5	2	2.354	5.539	**2.346**	5.695
	4	4.516	5.720	**2.534**	5.993
	6	8.266	11.141	**7.678**	10.647
	8	4.993	6.671	**3.804**	7.433
11	2	3.152	9.082	**2.893**	8.900
	4	5.282	4.628	**4.279**	5.166
	6	4.803	12.302	**4.742**	12.239
	8	2.666	11.758	**2.479**	11.323

Таб. 7.4 Средње процентуалне грешке механичких карактеристика за случајеве 1 и 2, при примени апроксимације квадратним кореном и линеарне апроксимације (наставак)

P_{nom} [kW]	Бр. полова	Грешке			
		$(X_{r_pol} = X_s)$		$(X_{r_pol} \neq X_s)$	
		AKK	LA	AKK	LA
		$e_{1.AKK}$ [%]	$e_{1.LA}$ [%]	$e_{2.AKK}$ [%]	$e_{2.LA}$ [%]
15	2	2.598	8.152	**2.589**	8.531
	4	7.716	17.011	**3.965**	14.223
	6	6.499	6.401	**4.898**	7.368
	8	7.959	12.620	**3.578**	9.459
22	2	19.640	3.640	12.161	**3.602**
	4	5.183	11.002	**4.559**	12.111
	6	3.538	15.519	**3.142**	16.318
	8	15.828	3.994	17.734	**3.976**
45	2	15.381	3.303	15.910	**3.157**
	4	19.995	2.612	17.276	**2.160**
	6	17.260	4.361	20.437	**2.828**
	8	17.493	7.185	15.183	**6.850**
55	2	23.933	4.894	21.037	**2.816**
	4	17.450	3.896	19.672	**2.374**
	6	24.548	4.849	21.069	**3.247**
	8	19.253	5.514	15.845	**4.386**
75	2	8.428	8.729	19.448	**1.534**
	4	15.938	4.401	20.407	**3.377**
	6	6.309	17.302	24.000	**2.934**
	8	17.313	4.912	15.994	**4.589**
90	2	12.224	9.218	18.850	**3.262**
	4	22.750	4.920	20.438	**3.655**
	6	27.184	4.377	23.041	**3.081**
	8	19.231	4.523	14.874	**2.943**
110	2	16.854	5.955	23.503	**3.115**
	4	11.285	11.490	20.598	**2.926**
	6	20.190	6.179	22.615	**4.144**
	8	22.570	7.207	17.519	**4.178**

Средње процентуалне грешке означене су на следећи начин:

$e_{1.AKK}$ - средња процентуална грешка механичке карактеристике добијене применом првог случаја ($X_{r_pol} = X_s$) и апроксимације промене роторских параметара у функцији квадратног корена брзине;

$e_{1.LA}$ - средња процентуална грешка механичке карактеристике добијене применом првог случаја ($X_{r_pol} = X_s$) и апроксимације промене роторских параметара као линеарне функције брзине;

$e_{2.AKK}$ - средња процентуална грешка механичке карактеристике добијене применом другог случаја ($X_{r_pol} \neq X_s$) и апроксимације промене роторских параметара у функцији квадратног корена брзине;

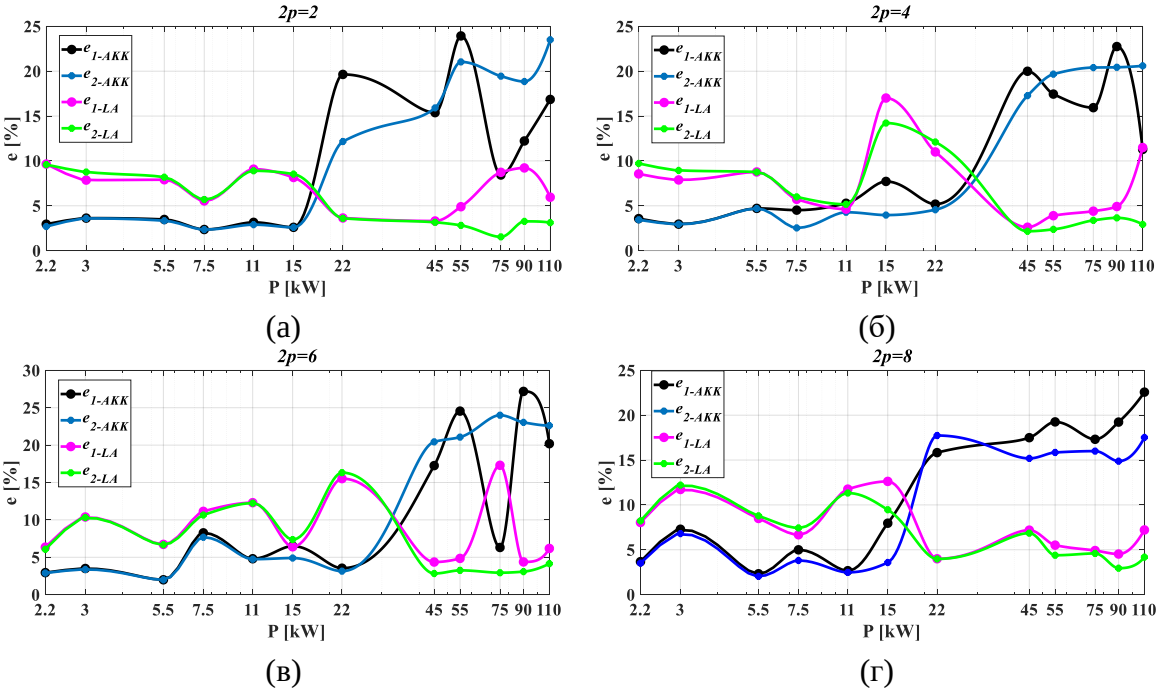
$e_{2.LA}$ - средња процентуална грешка механичке карактеристике добијене применом другог случаја ($X_{r_pol} \neq X_s$) и апроксимације промене роторских параметара као линеарне функције брзине.

Ови резултати показују да код мотора снаге 2.2 kW до 15 kW најмању вредност има грешка $e_{2.AKK}$, што значи да механичке карактеристике добијене применом случаја 2 и апроксимације квадратним кореном најверније одговарају референтним карактеристикама. Код мотора снаге 22 kW до 110 kW најмању вредност има грешка $e_{2.LA}$, па се најбоље поклапање са референтним карактеристикама остварује комбинацијом случаја 2 и линеарне апроксимације. Изузетак представљају четворополни и шестополни мотори снаге 22 kW, код којих грешка $e_{2.AKK}$ има мању вредност од грешке $e_{2.LA}$, што показује да у ова два случаја боље резултате даје апроксимација квадратним кореном.

Да би се јасније приказао утицаја првог и другог случаја на идентификацију параметара еквивалентне шеме код мотора различитих називних снага, средње процентуалне грешке $e_{1.AKK}$, $e_{1.LA}$, $e_{2.AKK}$ и $e_{2.LA}$ приказане су графички на Сл. 7.13.

Анализа промене средњих процентуалних грешака у функцији снаге мотора, приказаних на дијаграмима за моторе различитог броја полова, омогућава уочавање више заједничких законитости. Поред тога, јасно се уочава утицај примењене апроксимације промене роторских параметара (AKK и LA), као и претпоставке о једнакости или различитости устаљене вредности расипне реактансе статора и

полазне расипне реактансе ротора (случајеви 1 и 2), на тачност добијања механичке карактеристике мотора.



Сл. 7.13 Средње процентуалне грешке у функцији снаге асинхроног мотора са различитим бројем полова: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова

Код двополних мотора Сл. 7.13 а), грешке добијене применом АКК апроксимације су релативно ниске и стабилне у опсегу снага од 2.2 kW до 15 kW, при чему је утицај случајева 1 и 2 на грешку занемарљив. Међутим, са порастом снаге изнад 15 kW долази до наглог повећања ових грешака и до израженијег утицаја случајева 1 и 2 на вредност грешке. С друге стране, грешке добијене применом LA апроксимације имају уједначени ток, са мањим осцилацијама. У опсегу нижих снага до 15 kW ове грешке су нешто веће у односу на грешке добијене применом АКК апроксимације. Са порастом снаге изнад 15 kW грешке добијене применом LA апроксимације постају мање, што указује на већу тачност линеарне апроксимације у подручју већих снага. У опсегу снага до 45 kW утицај случајева 1 и 2 на грешку је занемарљив, за снаге мотора веће од 45 kW повећава се и утицај случајева 1 и 2 на средњу процентуалну грешку.

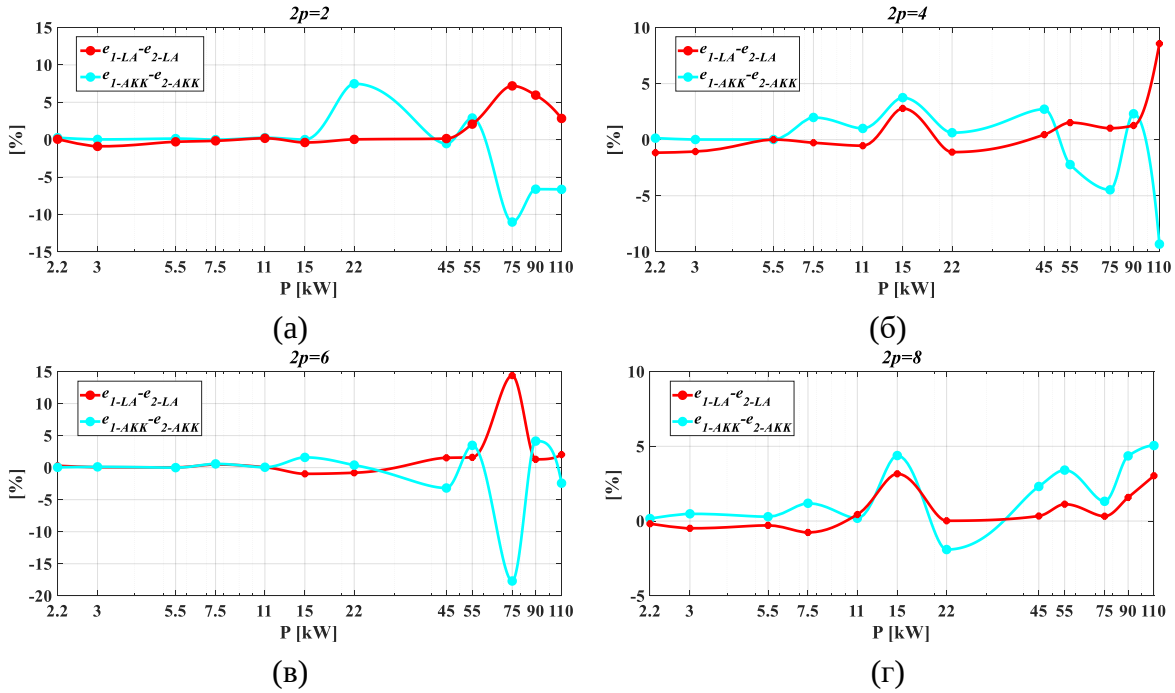
Код четворополних мотора Сл. 7.13 б), грешке добијене применом АКК апроксимације у опсегу снага до 22 kW задржавају релативно ниске и стабилне вредности, са нешто израженијим осцилацијама него код двополних мотора. У опсегу снага изнад 22 kW, као и код двополних мотора долази до наглог пораста ових грешака и до већег утицаја случајева 1 и 2 на вредност грешке. Грешке добијене применом LA апроксимације у опсегу снага до 22 kW показују нешто веће вредности у односу на грешке добијене применом АКК апроксимације, али са порастом снаге грешке добијене применом LA апроксимације постају мање. Приметно је и да примена случаја различитости полазне расипне реактансе ротора и устаљене вредности расипне реактансе статора (случај 2) доводи до смањења грешке у посматраном опсегу снага.

Код шестополних мотора Сл. 7.13 в), промене грешака су сличне као и код четворополних мотора. Наиме, грешке добијене применом АКК апроксимације задржавају умерене вредности у опсегу снага до 22 kW. Међутим, изнад ове снаге долази до пораста ових грешака и нешто веће осетљивости на случајеве 1 и 2. Применом LA апроксимације добијене грешке у опсегу снага до 22 kW имају већу вредност у односу на грешке добијене применом АКК апроксимације, док изнад ове снаге грешке добијене применом LA апроксимације имају мању вредност у односу на грешке добијене применом АКК апроксимације.

Код осмополних мотора Сл. 7.13 г), као и код двополних мотора за опсег снага до 15 kW грешке добијене применом АКК апроксимације су мање у односу на грешке добијене применом LA апроксимације, након чега се овај однос мења. Такође, код осмополних мотора приметан је мањи утицај случајева 1 и 2 на средњу процентуалну грешку у односу на двополне, четворополне и шестополне моторе.

На Сл. 7.14 приказане су алгебарске разлике средњих процентуалних грешака добијених применом различитих апроксимација промене роторских параметара у функцији брзине и две разматране претпоставке о односу полазне расипне реактансе ротора и устаљене вредности расипне реактансе статора. Разлика грешака добијених применом LA апроксимације за случајеве 1 и 2 ($e_{1.\mathrm{LA}} - e_{2.\mathrm{LA}}$) представљена је линијом црвене боје, док је разлика грешака добијених применом АКК апроксимације ($e_{1.\mathrm{AKK}}$

– $e_{2.AKK}$) означена светло плавом линијом. На графиконима означеним са а), б), в) и г) приказане су промене ових алгебарских разлика у функцији називне снаге мотора са 2, 4, 6 и 8 полова, редом.



Сл. 7.14 Разлике средњих процентуалних грешака ($e_{1.AKK} - e_{2.AKK}$ и $e_{1.LA} - e_{2.LA}$) у функцији снаге асинхроног мотора са различитим бројем полова: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова

Са Сл. 7.14 а) може се приметити да су код двополних мотора разлике грешака релативно мале у опсегу снага до 15 kW, при чему за обе апроксимације имају стабилне вредности блиске нули. Са порастом снаге изнад 15 kW ове разлике се повећавају. Код LA апроксимације, разлика у грешкама остаје мала (блиска нули) до снаге 45 kW, након чега постепено расте и достиже максимум од 7.2% код мотора снаге 75 kW. Након тога долази до опадања, па код мотора снаге 110 kW износи 2.8%.

Код AKK апроксимације, разлика грешака такође остаје блиска нули до 15 kW, али затим нагло расте и достиже максимум од 7.5% већ код снаге 22 kW. Потом следи опадање, при чему разлика мења знак и код мотора снаге 75 kW достиже

највећу негативну вредност од –11%. За веће снаге (90 kW и 110 kW) вредност се стабилизује око –6.6%.

Код четворополних мотора (Сл. 7.14 б)) уочава се да су разлике грешака између случајева 1 и 2 за АКК апроксимацију мале у опсегу снага од 2.2 kW до 5.5 kW, при чему се крећу око нуле. Са порастом снаге мотора, ова разлика постепено расте и достиже максимум од 3.75% код снаге 15 kW. Након тога долази до опадања, при чему разлика код појединих мотора мења знак, а највећу негативну вредност од –9.3% достиже код мотора снаге 110 kW.

Код LA апроксимације, разлика грешака за моторе снаге 2.2 kW и 3 kW има вредност од око –1.1%, након чега се приближава нули и задржава у том опсегу до снаге 11 kW. Са даљим повећавањем снаге вредност разлике поново расте достижући –1.1% код снаге 22 kW, а затим и максимум од 8.6% код мотора снаге 110 kW.

Код шестополних мотора (Сл. 7.14 в)) разлика грешака за АКК апроксимације у опсегу снага од 2.2 kW до 22 kW углавном остаје блиска нули, изузев код мотора снаге 15 kW где износи 1.6%. Са порастом снаге, разлика показује израженију варијабилност: код 45 kW има негативну вредност од –3.2%, а затим расте на 3.5% код 55 kW, да би код 75 kW достигла највећу негативну вредност од –17.7%. Потом се повећава на 4.1% код 90 kW, а затим опада на –2.4% код 110 kW.

Код LA апроксимације разлика грешака остаје мала и блиска нули до снаге 22 kW. Након тога благо расте и код мотора снаге 45 kW и 55 kW, достиже око 1.6 %. Са даљим повећањем снаге долази до наглог раста, при чему максимум од 14.4% достиже код 75 kW, након чега опада на 2 % код снаге 110 kW.

Код осмополних мотора (Сл. 7.14 г)) разлика грешака за АКК апроксимацију је мала и блиска нули до снаге 11 kW. Код мотора снаге 15 kW расте на 4.4%, затим опада и мења знак, достижући највећу негативну вредност од –1.9% код 22 kW. Са даљим повећањем снаге, разлика поново расте и постаје позитивна, па код 55 kW износи 3.4%, затим опада на 1.3% код 75 kW, да би код 110 kW достигла максимум од 5%.

Код LA апроксимације, разлика грешака је мала и близу нуле до снаге 11 kW. Код 15 kW достиже максимум од 3.16%, након чега опада и задржава вредности

блиске нули све до 75 kW. Са даљим порастом снаге поново расте и код мотора снаге 110 kW достиже око 3%.

7.3. Поређење резултата предложеног приступа са резултатима приступа заснованих на једнокавезном и двокавезном математичком моделу

У овом потпоглављу извршена је анализа тачности идентификације параметара еквивалентне шеме и добијене механичке карактеристике асинхроних мотора применом предложеног КМ приступа.

Резултати добијени овим приступом упоређени су са резултатима добијеним применом ЈК и DK приступа. Као што је раније у дисертацији наведено, у сва три приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме примењен је PSO алгоритам, прилагођен специфичностима сваког приступа појединачно, уз иста подешавања контролних параметара. На тај начин обезбеђена је директна упоредивост резултата и елиминисан могући утицај самог оптимизационог алгоритма на њихову тачност.

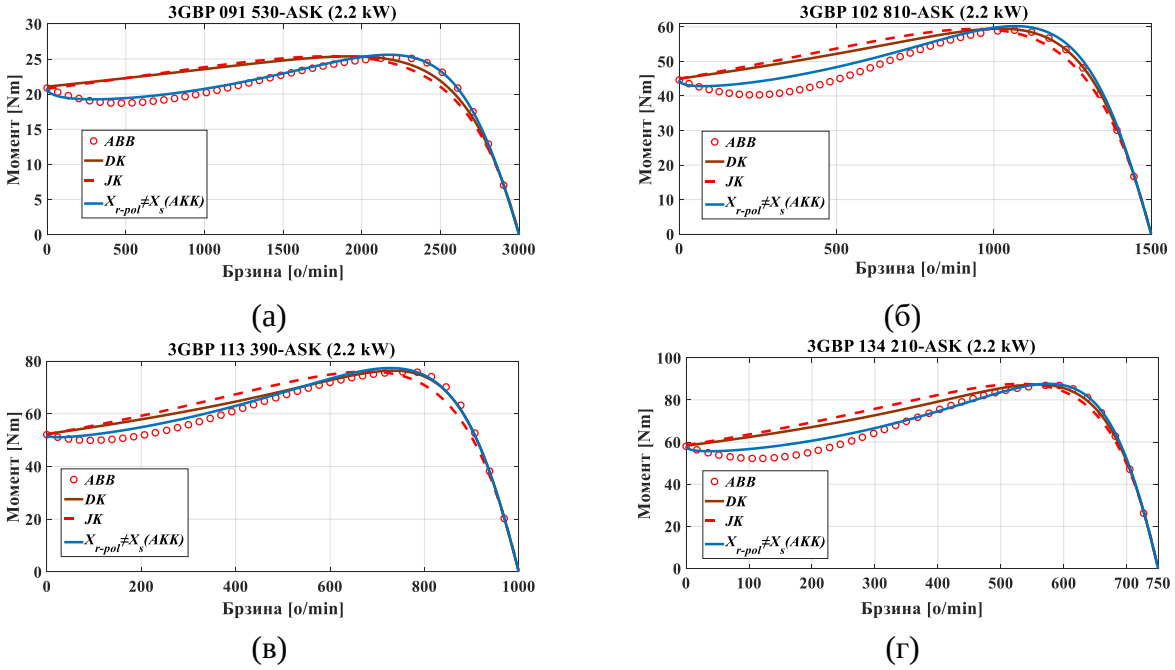
Поређење резултата извршено је графички, кроз приказ механичких карактеристика добијених применом сва три приступа, као и нумеричком анализом средњих апсолутних процентуалних грешака. Поред тога, посебно су анализиране грешке у одређивању полазног, превалног и називног момента мотора.

На сликама Сл. 7.15 до Сл. 7.26 приказане су механичке карактеристике мотора добијене применом поменута три приступа, при чему је референтна механичка карактеристика означена круговима црвене боје. Карактеристике приказане пуном линијом браон боје и ознаком DK добијене су применом приступа заснованог на двокавезном моделу, док су карактеристике приказане испрекиданом линијом црвене боје и ознаком ЈК резултат примене приступа заснованог на једнокавезном моделу.

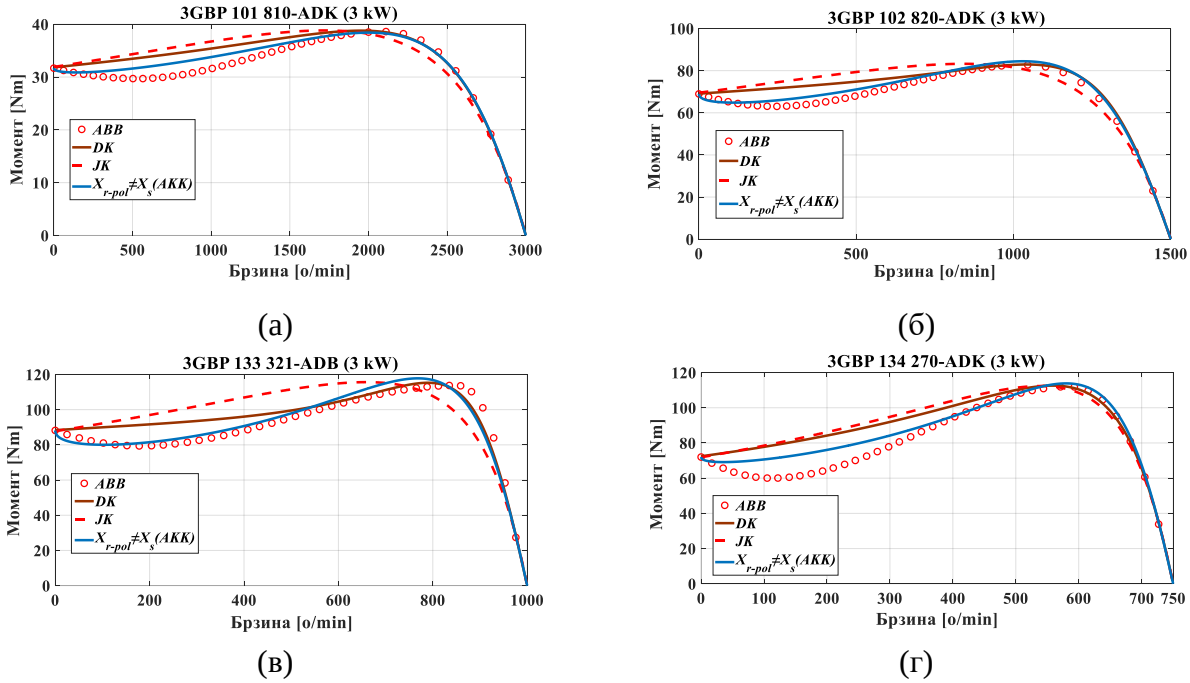
За моторе снаге од 2.2 kW до 15 kW (са 2, 4, 6 и 8 полова), као и за четворополни и шестополни мотор снаге 22 kW, карактеристике приказане пуном линијом светлоплаве боје и ознаком $X_{r_pol} \neq X_s$ (АКК) добијене су КМ приступом уз примену случаја 2 и апроксимације квадратним кореном. Ове карактеристике су одабране јер показују најбоље слагање са референтним карактеристикама, и то у

односу на резултате добијене применом случаја 2 са линеарном апроксимацијом, као и у односу на резултате добијене применом случаја 1 са линеарном апроксимацијом и апроксимацијом квадратним кореном.

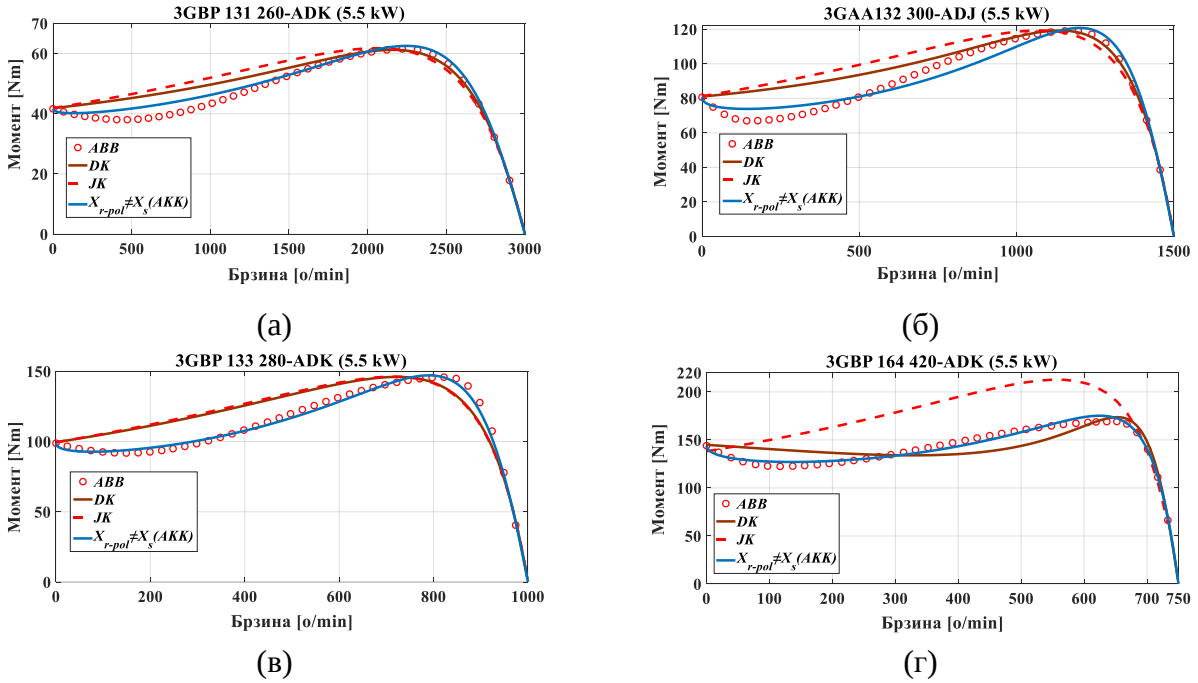
На графицима који се односе на двополни и осмополни мотор снаге 22 kW, као и на остале моторе снаге до 110 kW, приказане су карактеристике добијене применом случаја 2 и линеарне апроксимације, означене пуном линијом светло зелене боје и ознаком $X_{\mathrm{r_pol}} \neq X_{\mathrm{s}}$ (LA).



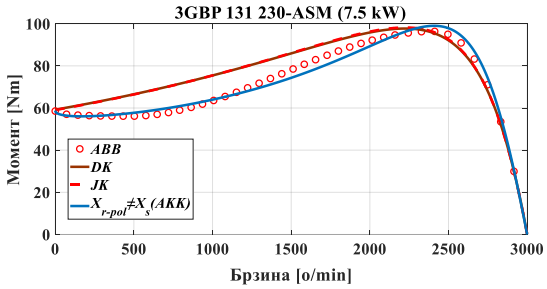
Сл. 7.15 Механичке карактеристике мотора снаге 2.2 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



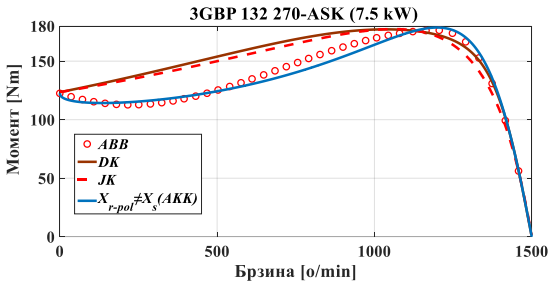
Сл. 7.16 Механичке карактеристике мотора снаге 3 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



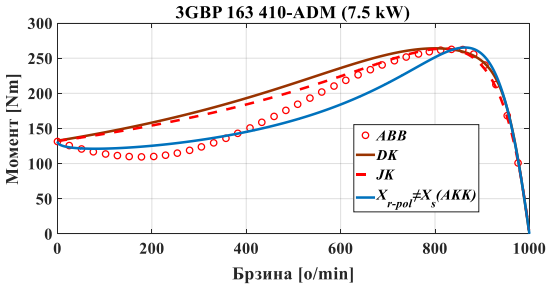
Сл. 7.17 Механичке карактеристике мотора снаге 5.5 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



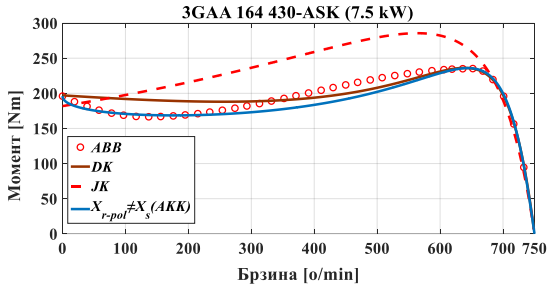
(а)



(б)

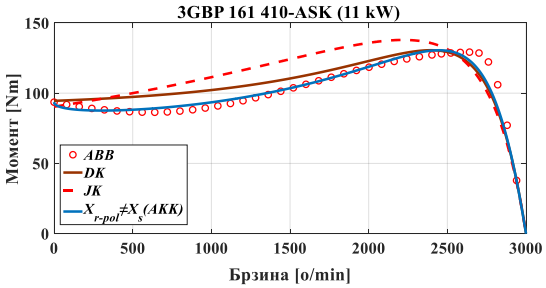


(в)

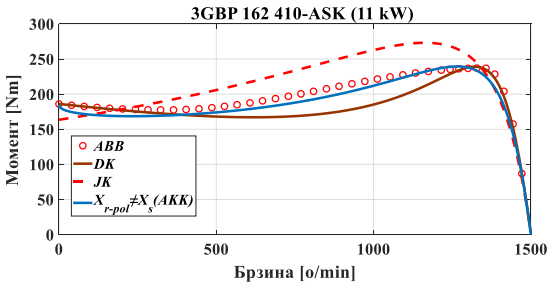


(г)

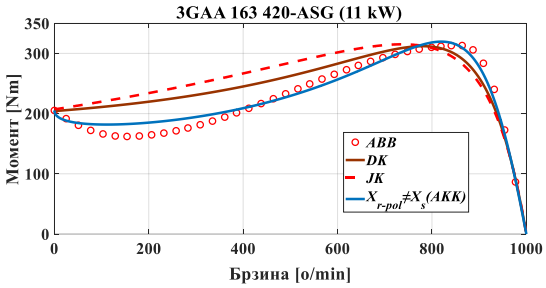
Сл. 7.18 Механичке карактеристике мотора снаге 7.5 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



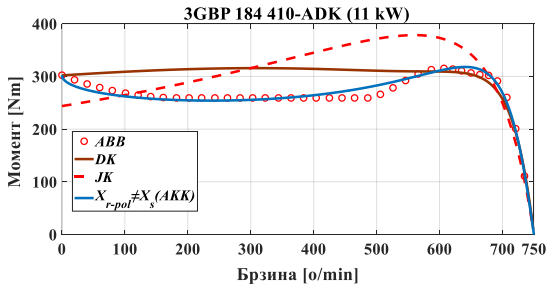
(а)



(б)

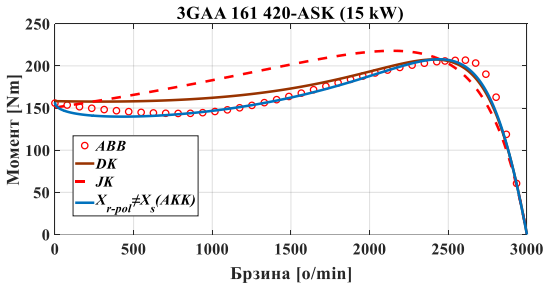


(в)

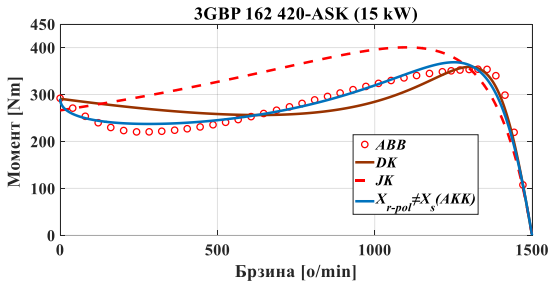


(г)

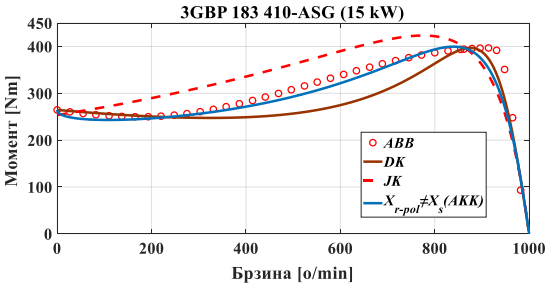
Сл. 7.19 Механичке карактеристике мотора снаге 11 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



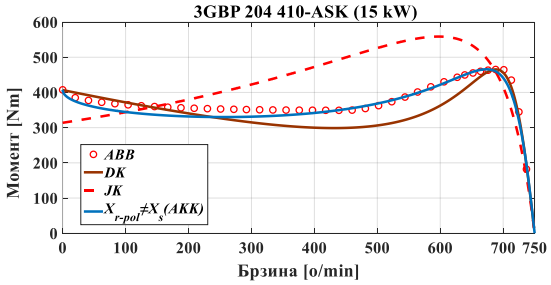
(а)



(б)

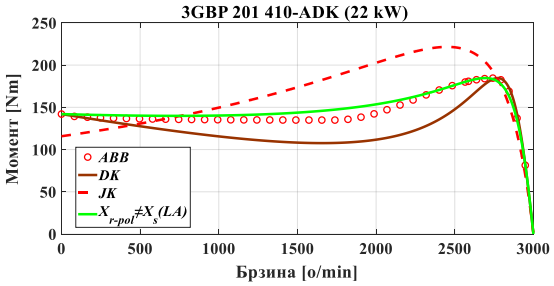


(в)

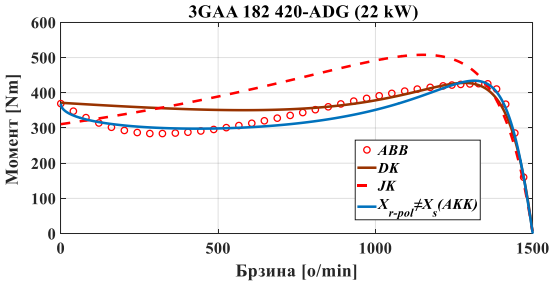


(г)

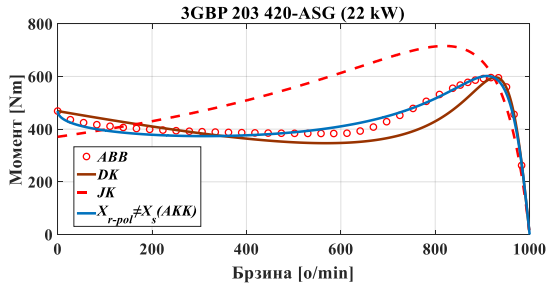
Сл. 7.20 Механичке карактеристике мотора снаге 15 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



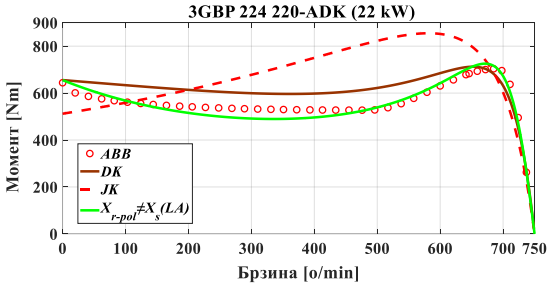
(а)



(б)

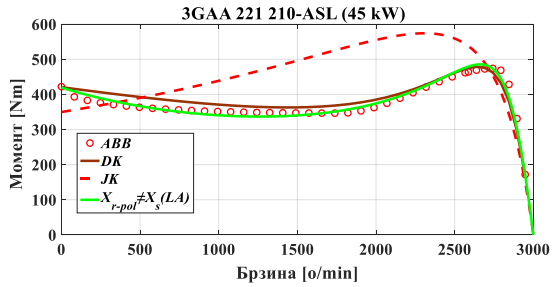


(в)

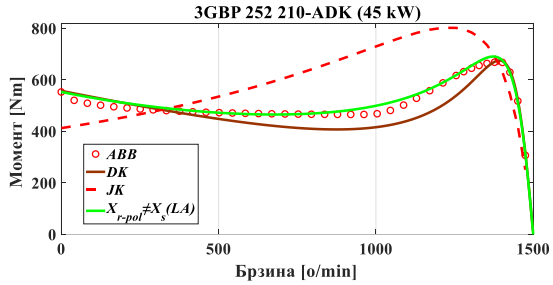


(г)

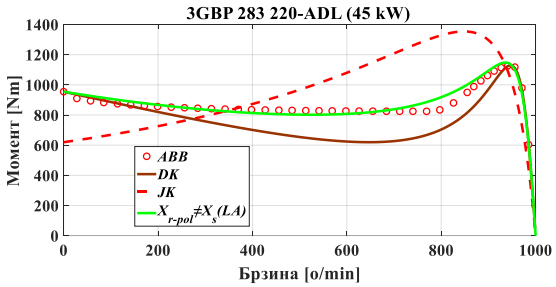
Сл. 7.21 Механичке карактеристике мотора снаге 22 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



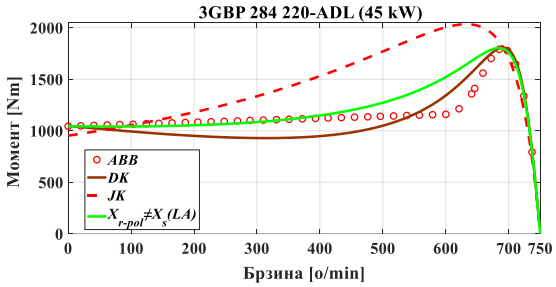
(а)



(б)

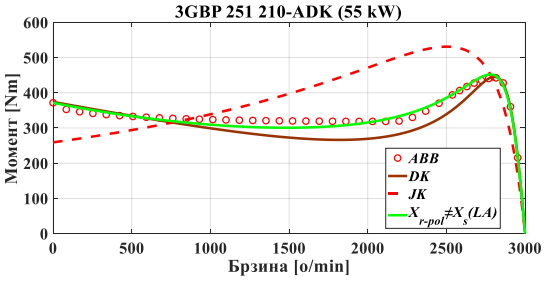


(в)

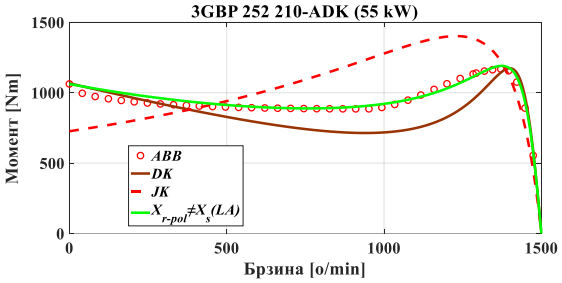


(г)

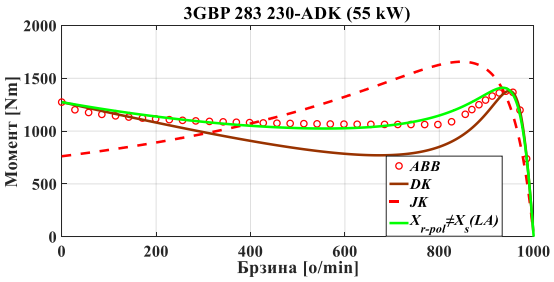
Сл. 7.22 Механичке карактеристике мотора снаге 45 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



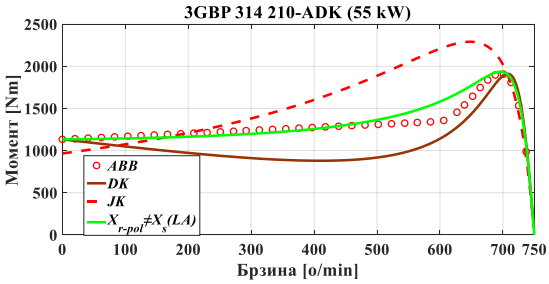
(а)



(б)

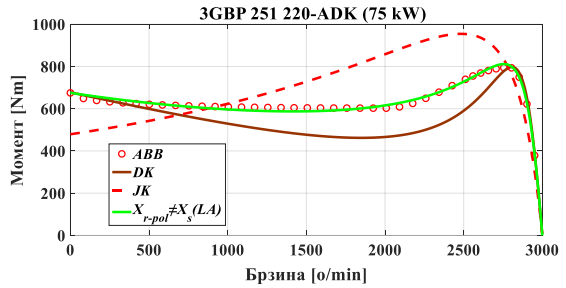


(в)

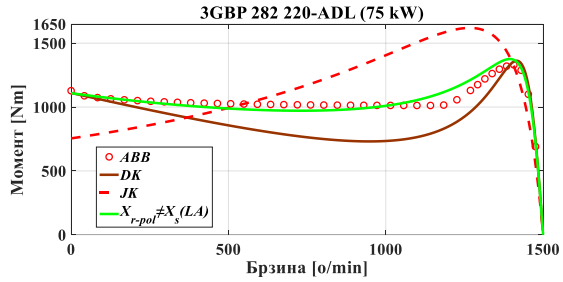


(г)

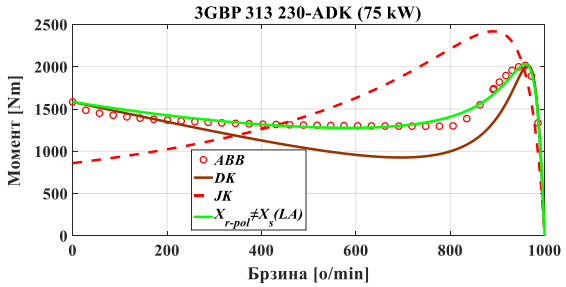
Сл. 7.23 Механичке карактеристике мотора снаге 55 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



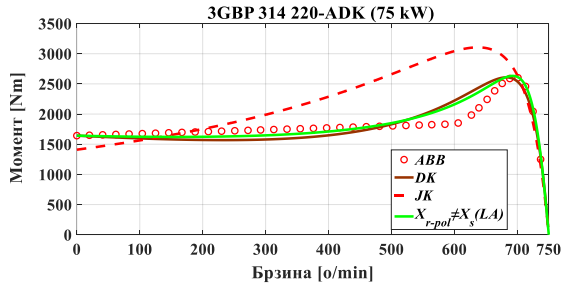
(а)



(б)

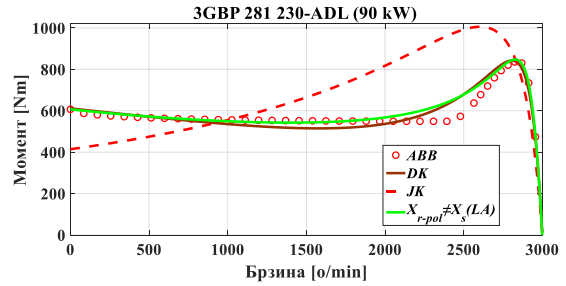


(в)

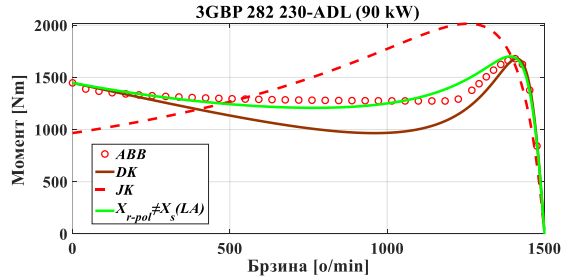


(г)

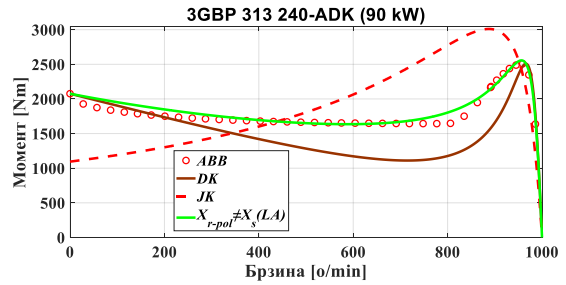
Сл. 7.24 Механичке карактеристике мотора снаге 75 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



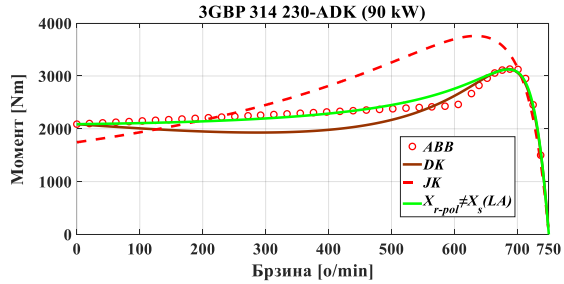
(а)



(б)

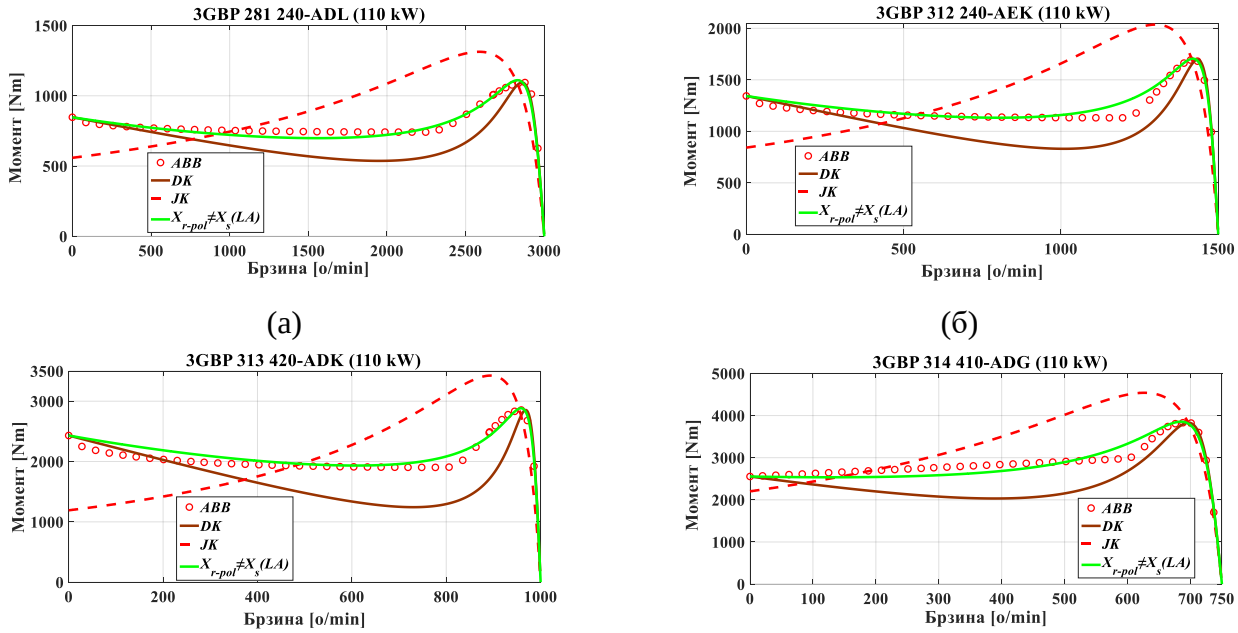


(в)



(г)

Сл. 7.25 Механичке карактеристике мотора снаге 90 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова



(а) (б)

(в) (г)

Сл. 7.26 Механичке карактеристике мотора снаге 110 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова

Са приказаних графика може се уочити да код мотора снаге 2.2 kW и 3 kW, карактеристике добијене КМ приступом најбоље прате облик референтне карактеристике. Карактеристике добијене DK приступом такође показују добра слагања са референтним карактеристикама, са нешто већим одступањем, док се карактеристике добијене JK приступом најслабије слажу са референтним. Сличан тренд примећује се и код двополних, четворополних и шестополних мотора снаге 5.5 kW и 7.5 kW. Међутим, код осмополних мотора снаге 5.5 kW и 7.5 kW у области механичке карактеристике од полазног до превалног момента (тј. у области брзине од нуле до превалне брзине) карактеристике добијене JK приступом показују значајна одступања. Посебно се код осмополног мотора снаге 7.5 kW уочава нижи полазни момент у односу на каталошку вредност.

Код мотора снаге 11 kW и 15 kW, најбоље слагање са референтном карактеристиком поново имају карактеристике добијене КМ приступом. Карактеристике добијене DK приступом су нешто лошије, док JK приступ даје највећа одступања. Посебно код четворополних и осмополних мотора ових снага

јављају се значајне разлике у области полазног и превалног момента, где је добијени полазни момент мањи, а превални момент знатно већи од каталошког.

Код мотора снага од 22 kW до 110 kW, карактеристике добијене КМ приступом и даље најбоље прате облик референтних карактеристика. Карактеристике добијене DK приступом показују нешто слабије поклапање, док оне добијене JK приступом имају изражена одступања и недовољно прецизно одређивање полазног и превалног момента. Приметно је да осмополни мотори снага у опсегу од 45 kW до 110 kW имају мању грешку полазног момента у односу на двополне, четворополне и шестополне моторе истих снага, при карактеристикама добијеним применом JK приступа.

У Таб. 7.5 приказане су вредности параметара еквивалентне шеме за разматраних 48 кавезних асинхроних мотора, идентификоване применом JK приступа. Насупрот томе, у Таб. 7.6 приказане су вредности параметара еквивалентне шеме идентификоване применом DK приступа.

Из Таб. 7.5 може се приметити да код већине разматраних мотора вредности расипних реактанси статора и ротора (подебљане вредности) излазе из опсега дефинисаног у Таб. 7.1, односно имају физички нереалне вредности. Ова појава указује на то да JK приступ, при првобитно усвојеним граничним вредностима параметара, није резултирао идентификацијом параметара еквивалентне шеме која обезбеђују задовољавајућу вредност функције циља. Конкретно, током оптимизације долази до „заглављивања” расипних реактанси на доњим граничним вредностима, при чему добијене вредности перформанси мотора (полазног, превалног и називног момента, као и фактора снаге и степена искоришћења) знатно одступају од каталошких вредности. Са циљем смањења ових одступања, доње граничне вредности ових параметара су проширене на: 0.005Ω за моторе називне снаге 2.2 kW и 3kW, на 0.001Ω за моторе снага од 5.5 kW до 15 kW, и на 0.0001Ω за моторе снаге од 22 kW до 110 kW. Иако је овим поступком постигнуто боље поклапање добијених вредности са каталошким подацима у смислу мање вредности функције циља, идентификовани параметари додатно губе физички смисао. Узрок оваквог понашања лежи у ограничењима једнокавезног математичког модела, у којем се исти скуп параметара користи за описивање полазног и називног режима рада. Како у реалном

систему ови режими одговарају различитим електромагнетним стањима, праћеним променом роторских параметара, модел није у могућности да истовремено адекватно опише оба режима рада.

Пошто се у функцији циља (једначина 5.21) истовремено минимизују одступања између добијених и каталошких вредности полазног, превалног и називног момента, алгоритам тежи компромисном решењу које не може истовремено задовољити све услове. Како ове две реактансе директно утичу на вредности струје и момента (једначине (3.1) до (3.4)) њихово смањење доводи до повећања вредности и полазног и називног момента. Због тога функција циља показује монотоно опадање са смањењем ових параметара, што узрокује да PSO алгоритам „привуче” решење ка доњим граничним вредностима, где се процес стабилизује у локалном граничном минимуму. Са нумеричког становишта, пошто је PSO стохастички алгоритам, који ажурира позиције честица на основу глобалног и локалног најбољег решења, у случају монотоно опадајуће функције у односу на поједине параметре, све честице у популацији конвергирају ка граници дозвољеног опсега, без постизања физички реалних вредности. Као резултат тога идентификовани параметри представљају нумерички компромис који минимизује функцију циља унутар дефинисаних ограничења, али не и физички реална решења. Ова појава указује на ограниченост примене једнокавезног математичког модела и јединственог скупа параметара за све радне режиме, као и на потребу за увођењем режимски зависних параметара или тежинских коефицијената у функцији циља, чиме би се повећала физичка реалност и прецизност процеса идентификације параметара.

Таб. 7.5 Параметри еквивалентне шеме мотора идентификовани применом JK приступа

P_{nom} [kW]	Бр. полова	R_s [Ω]	R_r [Ω]	X_s [Ω]	X_r [Ω]	X_m [Ω]
2.2	2	4.9699	1.9952	**0.0050**	**0.0050**	105.3107
	4	3.3265	1.8794	1.2564	2.5063	93.6867
	6	3.6071	2.0191	**0.2210**	4.7199	55.3431
	8	4.8068	1.6587	3.0715	0.6353	37.0096
3	2	2.8739	1.5012	2.1685	**0.0050**	93.5714
	4	2.7688	1.4474	0.4261	1.3253	65.4807
	6	3.2941	1.1185	**0.0050**	**0.0050**	29.1014
	8	3.5182	1.5423	**0.0050**	3.8666	32.6279
5.5	2	1.4986	0.7601	1.9745	**0.0327**	59.0749
	4	2.0102	0.6020	0.7601	**0.0365**	30.4522
	6	2.4674	0.7030	0.7721	**0.0057**	18.7521
	8	2.3647	0.6024	**0.0010**	**0.0010**	19.0674
7.5	2	0.9736	0.4154	0.2181	1.0474	48.7741
	4	1.4086	0.4156	0.2844	**0.0192**	21.8658
	6	1.3146	0.2880	**0.0327**	0.7542	18.6595
	8	1.7778	0.4384	**0.0010**	**0.0010**	14.8116
11	2	0.9235	0.2402	**0.0010**	**0.0010**	25.4624
	4	0.9322	0.2090	**0.0010**	**0.0010**	17.6380
	6	1.1926	0.3225	**0.0014**	0.1988	12.6800
	8	1.3408	0.3369	**0.0010**	**0.0010**	10.3545
15	2	0.5794	0.1654	**0.0010**	**0.0010**	16.0275
	4	0.6302	0.1679	**0.0010**	**0.0010**	12.1026
	6	0.9000	0.2013	**0.0010**	**0.0010**	8.4528
	8	0.9100	0.1845	**0.0010**	**0.0010**	9.9244
22	2	0.5748	0.1050	**0.0001**	**0.0001**	13.4710
	4	1.5033	0.3490	**0.0001**	**0.0001**	29.3086
	6	0.5336	0.0961	**0.0001**	**0.0001**	9.5155
	8	1.7832	0.3992	**0.0001**	**0.0001**	19.3493
45	2	0.2219	0.0512	**0.0001**	**0.0001**	6.3098
	4	0.3170	0.0565	**0.0001**	**0.0001**	6.1319
	6	0.2821	0.0428	**0.0001**	**0.0003**	5.9346
	8	0.7502	0.1173	**0.0001**	**0.0001**	10.6949

Таб. 7.5 Параметри еквивалентне шеме мотора идентификовани применом JK приступа (наставак)

P_{nom} [kW]	Бр. полова	R_s [Ω]	R_r [Ω]	X_s [Ω]	X_r [Ω]	X_m [Ω]
55	2	0.7190	0.1192	**0.0001**	**0.0001**	17.2338
	4	0.5448	0.0983	**0.0001**	**0.0001**	14.7244
	6	0.6913	0.1055	**0.0001**	**0.0001**	15.6141
	8	0.6662	0.0905	**0.0001**	**0.0001**	9.9977
75	2	0.4002	0.0690	**0.0001**	**0.0001**	13.7876
	4	0.4715	0.0733	**0.0001**	**0.0001**	11.3603
	6	0.4735	0.0517	**0.0001**	**0.0001**	11.8680
	8	0.4915	0.0737	**0.0001**	**0.0001**	7.8151
90	2	0.3797	0.0501	**0.0001**	**0.0001**	11.4000
	4	0.3790	0.0613	**0.0001**	**0.0001**	9.5410
	6	0.3805	0.0428	**0.0001**	**0.0001**	9.0944
	8	0.4061	0.0628	**0.0001**	**0.0001**	6.6868
110	2	0.2908	0.0400	**0.0001**	**0.0001**	9.0205
	4	0.3750	0.0497	**0.0001**	**0.0001**	8.6097
	6	0.3345	0.0356	**0.0001**	**0.0001**	8.1622
	8	0.3362	0.0552	**0.0001**	**0.0001**	5.4833

Код двокавезног математичког модела физичко описивање мотора је прецизније, јер се раздвајају спољашњи и унутрашњи кавез ротора. У процесу оптимизације, међутим, може се уочити појава слична оној код једнокавезног модела. Код појединих мотора било је неопходно проширити доње граничне вредности статорске отпорности и расипне реактансе статора у односу на вредности дефинисане у Таб. 7.1, како би се постигла мања вредност функције циља. Ова појава је приказана у Таб. 7.6, где се код одређеног броја мотора уочава тенденција параметара да конвергирају ка доњим границама проширеног простора претраге, што је последица нумеричких карактеристика оптимизационог поступка. Конкретно, доње граничне вредности статорске отпорности проширене су на 0.001 Ω за моторе снаге 3 kW, 7.5 kW, 15 kW, 22 kW и 55 kW, док су доње граничне вредности расипне реактансе статора проширене на 0.005 Ω за моторе снаге 7.5 kW, 15 kW, 22 kW, 45 kW, 55 kW, 75 kW и 90 kW. Ипак, за разлику од JK приступа, DK приступ

омогућава знатно боље поклапање механичких карактеристика са референтним карактеристикама. На основу графичког поређења може се уочити да су вредности полазног, превалног и називног момента значајно ближе каталошким вредностима. Другим речима, иако поједини параметри и даље теже доњим граничним вредностима, укупна грешка у карактеристичним радним тачкама је знатно мања него код ЈК приступа.

Таб. 7.6 Параметри еквивалентне шеме мотора идентификовани применом DK приступа

P_{nom} [kW]	Бр. полова	R_s [Ω]	R_{r_nom} [Ω]	X_s [Ω]	X_{r_nom} [Ω]	X_m [Ω]	R_{r_pol} [Ω]	X_{r_pol} [Ω]
2.2	2	3.1849	2.4837	3.8300	5.1895	46.1260	6.0108	3.8300
	4	1.1108	2.7854	4.2997	6.9995	66.3655	6.2668	4.2997
	6	1.7486	2.8464	3.3308	5.8094	107.6304	5.7027	3.3308
	8	3.5850	3.4978	2.4243	6.9958	132.0314	4.6564	2.4243
3	2	1.3917	2.1851	2.4156	4.2957	119.9477	5.9764	2.4156
	4	0.1043	2.0568	2.6552	5.5367	90.5144	5.9916	2.6552
	6	**0.0092**	1.3965	2.7264	5.0320	44.4688	5.8731	2.7264
	8	2.5852	1.7565	3.0979	3.1022	35.0100	5.9060	3.0979
5.5	2	1.0899	0.9117	1.5374	1.5374	61.0130	5.9850	1.5374
	4	1.4260	0.6974	1.0771	1.4674	36.5670	5.9895	1.0771
	6	2.3698	0.8417	0.6732	0.6733	19.6974	4.9426	0.6732
	8	0.8966	0.5976	1.4404	3.5791	26.3201	5.9916	1.4404
7.5	2	1.0056	0.7980	0.7929	0.7950	40.0110	0.7981	0.7929
	4	**0.0113**	0.7898	1.2053	4.9993	35.5675	1.0619	1.2053
	6	**0.0083**	0.5265	1.2065	4.9820	27.7258	0.6896	1.2065
	8	1.5598	0.4101	**0.0343**	2.3361	14.5457	5.9087	**0.0343**
11	2	0.7255	0.2658	0.3647	0.7624	30.3817	1.8786	0.3647
	4	0.3392	0.2112	0.1115	1.7555	22.8198	5.5318	0.1115
	6	0.8590	0.3467	0.4988	0.8483	15.6485	4.3270	0.4988
	8	1.3064	0.3720	0.2072	2.2378	8.8806	0.8867	0.2072
15	2	0.3334	0.1759	**0.0067**	0.8846	20.0767	3.9991	**0.0067**
	4	**0.0095**	0.1835	**0.0052**	1.5018	17.6832	4.7187	**0.0052**
	6	**0.0190**	0.2297	0.2874	1.6753	15.2235	5.9592	0.2874
	8	**0.0098**	0.1784	**0.0050**	2.3072	11.1354	5.9495	**0.0050**

Таб. 7.6 Параметри еквивалентне шеме мотора идентификовани применом DK приступа (наставак)

P_{nom} [kW]	Бр. полова	R_s [Ω]	R_{r_nom} [Ω]	X_s [Ω]	X_{r_nom} [Ω]	X_m [Ω]	R_{r_pol} [Ω]	X_{r_pol} [Ω]
22	2	**0.0090**	0.1030	0.0696	1.3542	24.9774	3.9022	0.0696
	4	1.3250	0.3315	0.1297	1.8907	29.9987	3.9999	0.1297
	6	**0.0093**	0.0920	**0.0060**	1.3170	13.8800	3.8554	**0.0060**
	8	1.5660	0.3560	0.1438	2.2522	17.7280	3.7909	0.1438
45	2	0.1108	0.0494	**0.0050**	0.4327	8.0010	1.1500	**0.0050**
	4	0.0421	0.0509	**0.0073**	0.7395	10.2934	2.0199	**0.0073**
	6	0.0360	0.0338	**0.0058**	0.6538	7.3826	1.6784	**0.0058**
	8	0.1363	0.1176	0.3743	1.1742	14.9966	3.9779	0.3743
55	2	0.1674	0.1003	0.0569	1.5496	24.7510	3.9892	0.0569
	4	0.0076	0.0862	**0.0055**	1.3582	18.4203	3.2532	**0.0055**
	6	0.0216	0.0842	**0.0050**	1.6967	20.1781	3.9174	**0.0050**
	8	**0.0010**	0.0863	0.4098	1.1748	13.0113	3.2836	0.4098
75	2	0.0042	0.0610	0.0358	0.9624	19.1317	2.4163	0.0358
	4	0.0010	0.0622	0.0403	1.1214	15.4608	2.9144	0.0403
	6	0.1114	0.0361	**0.0050**	1.0303	11.7414	2.8327	**0.0050**
	8	0.4482	0.0653	0.0252	0.5398	7.7215	2.0770	0.0252
90	2	0.3364	0.0372	**0.0051**	0.4681	9.8685	1.3308	**0.0051**
	4	0.0207	0.0511	0.1504	0.7630	12.2168	1.5507	0.1504
	6	0.0012	0.0309	0.0503	0.8743	9.6419	2.1149	0.0503
	8	0.3409	0.0551	**0.0057**	0.5333	6.7768	1.9894	**0.0057**
110	2	0.0028	0.0326	0.0500	0.6632	11.4688	1.7328	0.0500
	4	0.0054	0.0384	0.1800	0.7254	12.0975	1.5022	0.1800
	6	0.0019	0.0250	0.0743	0.7366	8.3500	1.6326	0.0743
	8	0.0083	0.0550	0.1294	0.6749	8.7502	1.9983	0.1294

У Таб. 7.7 дате су вредности средњих процентуалних грешака које представљају одступања механичких карактеристика приказаних на сликама Сл. 7.15 до Сл. 7.26 од референтних карактеристика. Ознаке у овој табели имају следеће значење:

e_{KM} - одступање механичке карактеристике добијене применом КМ приступа од референтне карактеристике;

e_{DK} - одступање механичке карактеристике добијене применом DK приступа од референтне карактеристике;

e_{JK} - одступање механичке карактеристике добијене применом JK приступа од референтне карактеристике;

Последње две колоне у Таб. 7.7 означене као $e_{DK} - e_{KM}$ и $e_{JK} - e_{KM}$, представљају разлике средњих процентуалних грешака између резултата добијених применом DK приступа, односно JK приступа, и резултата добијених применом KM приступа. Очигледно је да је ова разлика у оба случаја позитивна. Ово показује да, за све анализиране моторе без обзира на број полова, механичке карактеристике добијене предложеним KM приступом имају најмања одступања од референтних карактеристика. У поређењу са резултатима добијеним применом JK и DK приступа, предложени KM приступ обезбеђује највећу тачност.

Таб. 7.7 Средње процентуалне грешке механичких карактеристика добијених применом KM, JK и DK приступа

P_{nom} [kW]	Бр. полова	Средње апсолутне процентуалне грешке механичких карактеристика				
		KM приступ e_{KM} [%]	DK приступ e_{DK} [%]	JK приступ e_{JK} [%]	$e_{DK} - e_{KM}$ [%]	$e_{JK} - e_{KM}$ [%]
2.2	2	2.68724	9.227	10.895	6.53976	8.20776
	4	3.43591	4.916	11.414	1.48009	7.97809
	6	2.89327	9.294	7.830	6.40073	4.93673
	8	3.50717	9.969	12.118	6.46183	8.61083
3	2	3.59301	6.582	9.412	2.98899	5.81899
	4	2.93869	6.175	10.036	3.23631	7.09731
	6	3.37595	6.976	14.313	3.60005	10.93705
	8	6.80204	13.02	15.030	6.21796	8.22796
5.5	2	3.33306	7.899	11.000	4.56594	7.66694
	4	4.69317	9.619	13.847	4.92583	9.15383
	6	1.98678	10.847	11.479	8.86022	9.49222
	8	2.03393	6.794	22.876	4.76007	20.84207
7.5	2	2.34598	9.954	10.009	7.60802	7.66302
	4	2.53414	11.866	11.005	9.33186	8.47086
	6	7.67814	18.091	14.727	10.41286	7.04886
	8	3.80442	5.359	20.048	1.55458	16.24358

Таб. 7.7 Средње процентуалне грешке механичких карактеристика добијених применом KM, JK и DK приступа (наставак)

P_{nom} [kW]	Бр. полова	Средње апсолутне процентуалне грешке механичких карактеристика				
		KM приступ	DK приступ	JK приступ		
		e_{KM} [%]	e_{DK} [%]	e_{JK} [%]	$e_{DK} - e_{KM}$ [%]	$e_{JK} - e_{KM}$ [%]
11	2	2.89315	7.931	14.392	5.03785	11.49885
	4	4.27892	7.005	12.330	2.72608	8.05108
	6	4.74229	14.259	20.111	9.51671	15.36871
	8	2.47883	12.972	18.578	10.49317	16.09917
15	2	2.58865	5.762	14.690	3.17335	12.10135
	4	3.96528	9.102	22.985	5.13672	19.01972
	6	4.89814	8.728	13.670	3.82986	8.77186
	8	3.57809	8.097	21.151	4.51891	17.57291
22	2	3.60202	11.829	19.435	8.22698	15.83298
	4	4.55915	8.892	20.813	4.33285	16.25385
	6	3.14183	6.711	27.337	3.56917	24.19517
	8	3.97647	11.366	24.606	7.38953	20.62953
45	2	3.15658	5.625	25.444	2.46842	22.28742
	4	2.16047	7.052	24.063	4.89153	21.90253
	6	2.82772	11.501	24.463	8.67328	21.63528
	8	6.84958	9.286	26.521	2.43642	19.67142
55	2	2.81586	7.817	23.648	5.00114	20.83214
	4	2.37368	11.022	20.087	8.64832	17.71332
	6	3.24718	12.585	23.834	9.33782	20.58682
	8	4.38574	18.128	22.502	13.74226	18.11626
75	2	1.5343	12.726	20.407	11.1917	18.8727
	4	3.37687	14.333	23.029	10.95613	19.65213
	6	2.9343	14.412	28.648	11.4777	25.7137
	8	4.58872	6.942	23.59	2.35328	19.00128
90	2	3.26201	4.600	27.889	1.33799	24.62699
	4	3.65533	11.130	23.347	7.47467	19.69167
	6	3.08102	16.557	28.527	13.47598	25.44598
	8	2.94339	7.306	18.793	4.36261	15.84961
110	2	3.11459	14.241	25.725	11.12641	22.61041
	4	2.92646	13.022	27.878	10.09554	24.95154
	6	4.14378	18.083	28.34	13.93922	24.19622
	8	4.17768	15.308	18.708	11.13032	14.53032

Таб. 7.8 приказује вредности релативних грешака карактеристичних момената добијених применом три разматрана приступа за идентификацију електричних параметара, у широком опсегу снага и за различит број полова. За сваки приступ приказане су грешке између добијених и каталошких вредности полазног, превалног и називног момента.

Таб. 7.8 Релативне грешке карактеристичних момената добијених применом три разматрана приступа за идентификацију електричних параметара асинхроних мотора

P_{nom} [kW]	Бр. полова	КМ приступ			DK приступ			JK приступ		
		M_{pol} (e_{pol_KM}) [%]	M_{pr} (e_{pr_KM}) [%]	M_{nom} (e_{nom_KM}) [%]	M_{pol} (e_{pol_DK}) [%]	M_{pr} (e_{pr_DK}) [%]	M_{nom} (e_{nom_DK}) [%]	M_{pol} (e_{pol_JK}) [%]	M_{pr} (e_{pr_JK}) [%]	M_{nom} (e_{nom_JK}) [%]
2.2	2	-0.0028	-0.0372	-0.1018	0.4994	0.3780	0.0514	-0.5228	0.7758	-0.2654
	4	-0.0007	0.9352	0.3532	0.4778	0.5417	0.1361	0.7637	0.6046	0.0934
	6	-0.0004	0.8682	1.1654	0.8046	0.7685	0.1489	0.2330	0.1258	0.0521
	8	0.0004	-0.3411	0.8165	0.9030	0.7165	0.1324	0.9217	0.6822	0.1383
3	2	-0.0026	0.1042	0.9292	0.4898	0.4562	0.0920	0.7150	0.5531	0.0933
	4	-0.0011	0.8713	0.0629	0.1850	0.2159	0.0507	0.8238	0.6025	0.0905
	6	0.0000	0.4868	0.3909	0.1956	0.5306	0.4108	-0.5413	0.8435	-0.3135
	8	0.0015	0.2224	0.7613	0.6071	0.5155	0.1338	-0.1775	0.3026	-0.2833
5.5	2	-0.0053	-0.3423	0.8123	0.4789	-0.5414	0.5387	0.5047	0.3633	0.0924
	4	0.0019	0.2661	-0.7134	0.4829	0.3815	0.0956	0.7088	0.4364	0.0782
	6	0.0047	-0.0608	-0.0709	0.7240	0.1373	0.1679	0.6575	0.2669	0.1193
	8	0.0017	0.5025	-0.0703	0.6297	0.5155	0.1831	-4.0497	10.0683	-7.8051
7.5	2	-0.0031	-0.2922	-0.0945	1.1040	0.1115	0.6799	0.8131	0.6213	0.1072
	4	-0.0036	0.7871	0.3114	0.7998	0.4364	0.0531	0.8389	0.5620	0.0921
	6	0.0021	-0.2360	0.1510	0.8144	0.4737	0.0664	0.5306	0.2956	0.0989
	8	-0.0003	-0.0789	-0.8069	0.5629	0.4127	0.1243	-7.2379	14.3607	-10.8967
11	2	-0.0036	0.5404	-0.0712	1.0084	0.7574	0.1506	-3.4516	5.7969	-2.8838
	4	0.0100	0.7610	-1.4779	0.8224	0.8052	0.1902	-11.4079	15.1641	-7.9971
	6	0.0021	0.0618	-0.5063	-0.5002	-0.3989	-0.1054	0.8828	0.5991	0.1138
	8	0.0027	0.4049	-0.7233	-0.1442	0.1274	0.3469	-19.3912	20.0000	-13.3740
15	2	0.0126	0.0266	-0.0168	0.5310	0.4637	0.0816	-3.9680	5.8661	-2.4589
	4	0.0025	0.7569	-0.3891	0.1065	0.1974	0.0058	-8.5050	11.5871	-5.4484
	6	-0.0026	0.1250	-0.4882	0.1075	0.1580	0.0598	-4.1607	6.6725	-3.2358
	8	-0.0035	-0.1902	0.6791	-0.1640	-0.0340	-0.0267	-22.9772	20.0000	-16.8378
22	2	0.0084	-0.8687	0.8845	0.1921	0.7017	0.0555	-18.4463	20.0000	-14.2684
	4	0.0042	0.9057	-0.9194	0.6464	0.4683	0.1024	-15.8122	19.2136	-10.7487
	6	0.0379	0.6199	0.3445	0.2458	0.7526	0.0508	-20.9258	20.0000	-15.7928
	8	-0.0073	0.1537	0.0379	0.7012	0.4910	0.1334	-21.8732	20.0000	-15.1914

Таб. 7.8 Релативне грешке карактеристичних момената добијених применом три разматрана приступа за идентификацију електричних параметара асинхроних мотора (наставак)

P_{nom} [kW]	Бр. полова	КМ приступ			DK приступ			JK приступ		
		M_{pol} (e_{pol_KM}) [%]	M_{pr} (e_{pr_KM}) [%]	M_{nom} (e_{nom_KM}) [%]	M_{pol} (e_{pol_DK}) [%]	M_{pr} (e_{pr_DK}) [%]	M_{nom} (e_{nom_DK}) [%]	M_{pol} (e_{pol_JK}) [%]	M_{pr} (e_{pr_JK}) [%]	M_{nom} (e_{nom_JK}) [%]
45	2	-0.3008	0.9470	-0.0923	0.5671	0.4906	0.1108	-16.7912	19.9242	-11.1703
	4	0.0178	0.8429	-0.0391	0.7773	0.8529	0.3569	-25.3913	20.0000	-19.5564
	6	-0.0064	0.2078	0.6678	0.7424	0.7958	0.2924	-35.0921	19.9860	-27.7122
	8	0.0082	-0.8314	0.7033	0.3860	0.5247	0.1589	-8.7852	13.1328	-7.3911
55	2	0.0029	0.0696	-0.0775	0.6503	0.6563	0.2398	-30.2703	20.0000	-22.7405
	4	-0.0188	-0.3115	0.6890	0.4295	0.4656	0.1349	-31.5835	20.0000	-21.2967
	6	-0.0010	0.4799	0.2536	0.4076	0.4311	0.1659	-40.2243	19.9999	-28.0821
	8	-0.0010	0.8964	-0.2143	-0.6035	-0.7182	-0.8232	-14.7273	19.8407	-12.8779
75	2	0.0267	0.0292	0.6022	0.1232	0.2179	0.0385	-29.0181	20.0000	-20.4274
	4	0.0051	0.4282	-0.1956	0.1761	0.9463	0.0634	-31.9300	20.0000	-23.7656
	6	0.0104	-0.3153	0.2366	0.6696	0.7039	0.2256	-45.7995	20.0000	-33.6568
	8	0.0058	-0.0104	0.3359	0.4058	0.2938	0.0774	-14.1375	19.0658	-12.0034
90	2	-0.0131	-0.0122	0.3868	0.7530	0.5471	0.1206	-31.7243	19.9971	-25.0309
	4	-0.0011	-0.5304	-0.6894	0.4331	0.4778	0.1637	-33.2106	20.0000	-23.7985
	6	-0.0176	0.8305	0.0164	0.0165	0.4212	0.0890	-47.2898	20.0000	-33.1186
	8	-0.0050	-0.5860	0.3944	0.6626	0.5041	0.1311	-16.3971	20.0000	-13.6109
110	2	-0.0157	0.0318	-0.5718	0.0809	0.1018	0.0223	-34.0992	20.0000	-25.6147
	4	-0.0151	-0.6762	0.1086	0.2317	0.2471	-0.3611	-37.3374	20.0000	-29.2615
	6	0.0110	0.0885	-0.0073	0.1151	0.1226	0.1200	-50.9834	19.9999	-34.6125
	8	-0.0053	-0.3450	0.5182	0.2221	0.2441	0.2716	-13.7644	18.4986	-11.3378

Ознаке грешака у табели имају следећа значења:

e_{pol_KM} - релативна грешка полазног момента добијеног применом КМ приступа уз примену случаја 2;

e_{pr_KM} - релативна грешка превалног момента добијеног применом КМ приступа уз примену случаја 2;

e_{nom_KM} - релативна грешка називног момента добијеног применом КМ приступа уз примену случаја 2;

e_{pol_DK} - релативна грешка полазног момента добијеног применом DK приступа;

e_{pr_DK} - релативна грешка превалног момента добијеног применом DK приступа;

e_{nom_DK} - релативна грешка називног момента добијеног применом DK приступа;

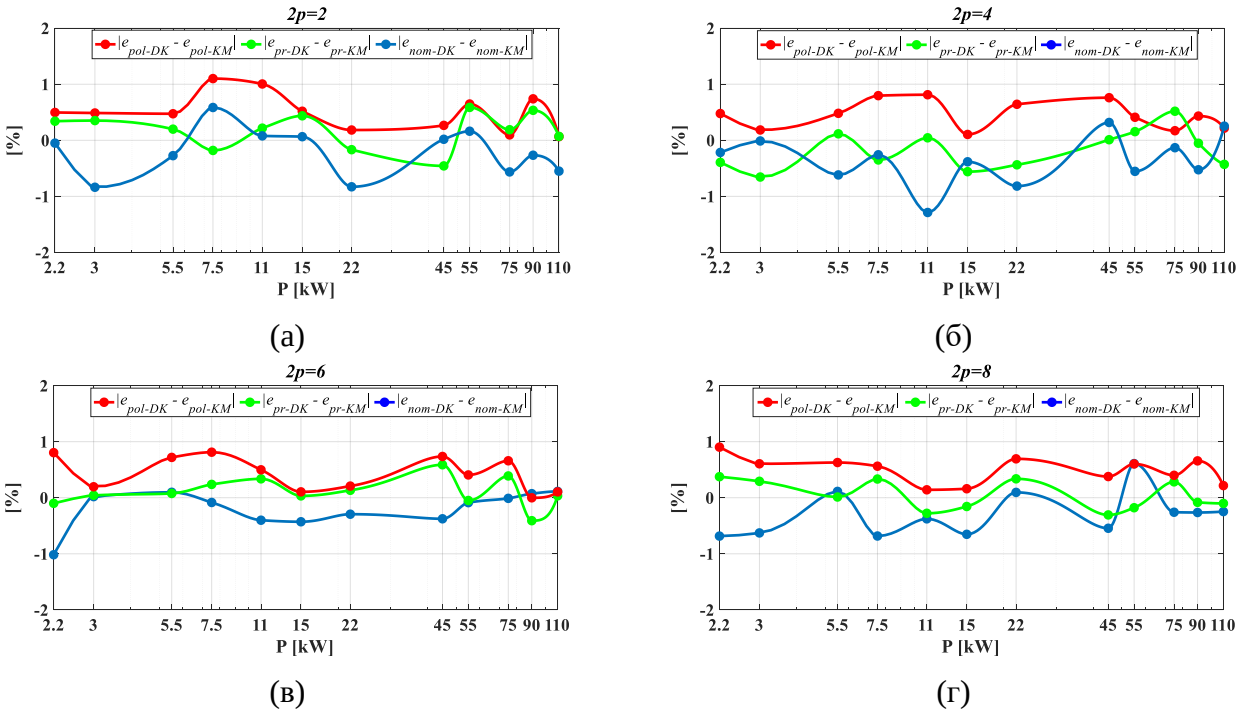
e_{pol_JK} - релативна грешка полазног момента добијеног применом JK приступа;

e_{pr_JK} - релативна грешка превалног момента добијеног применом JK приступа;

e_{nom_JK} - релативна грешка називног момента добијеног применом JK приступа;

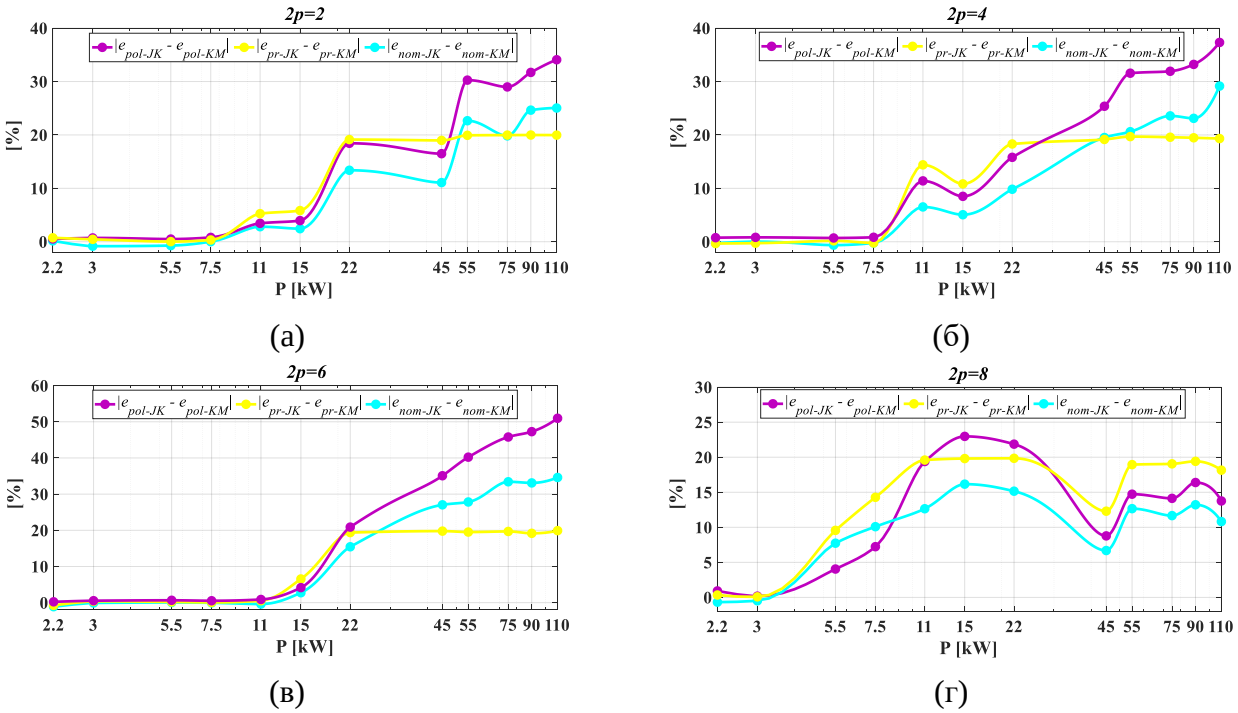
Резултати показују да се предложени KM приступ у највећем броју случајева одликује малим вредностима грешака, најчешће мање од 1%, што указује на његову добру стабилност и тачност без обзира на снагу и број полова мотора. Ипак, када се упореде вредности грешака сва три приступа, предложени KM приступ не даје увек најмању грешку, у појединим случајевима DK и JK приступи показују нешто мања одступања за одређене моменте и снаге мотора. DK приступ постиже умерене грешке (обично до 1%), док JK приступ остварује знатно већа одступања, са грешкама које често достижу и ±20%. То значи да једнокавезни модел неадекватно описује понашање мотора, посебно мотора већих снага и са више полова. Упоредно посматрано, предложени KM приступ обезбеђује најстабилније и у просеку најтачније резултате. DK приступ у појединим случајевима постиже сличну или нешто бољу тачност, док је JK приступ најмање поуздан за репродукцију карактеристичних момената мотора.

На Сл. 7.27 приказане су разлике апсолутних вредности процентуалних грешака полазног, превалног и називног момента добијених применом DK и KM приступа. Дијаграми означени словима а), б), в) и г) приказују промене ових разлика у функцији називне снаге мотора са 2, 4, 6 и 8 полова, редно. Са ових дијаграма може се уочити да вредности разлика осцилују око нуле, што указује на добру сагласност између резултата добијених применом оба приступа. Разлике су углавном унутар интервала од ±1%, што потврђује да оба приступа дају стабилне и поуздане резултате у целом опсегу разматраних снага мотора.



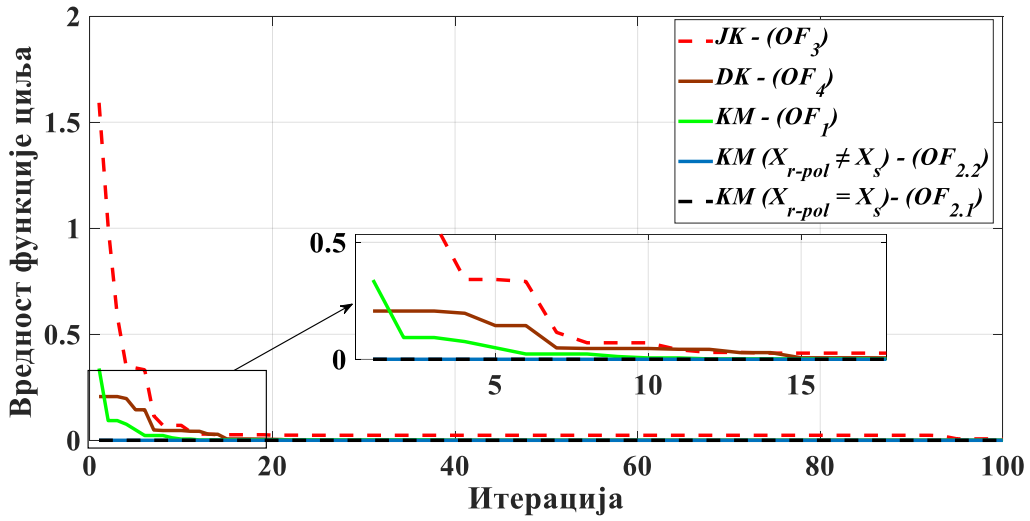
Сл. 7.27 Разлике апсолутних грешака карактеристичних момената између DK и KM приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова

На Сл. 7.28 приказане су разлике апсолутних вредности процентуалних грешака полазног, превалног и називног момента добијених применом JK и KM приступа, за различите снаге и број полова асинхроних мотора. Са дијаграма се јасно уочава тренд раста разлика грешака са повећањем снаге мотора. Конкретно код двополних и четворополних мотора у опсегу снага до 7.5 kW разлике код сва три момента су мале, мање од 1%. Код шестополних мотора ова граница се помера до 11 kW, док се код осмополних мотора разлика грешака мања од 1% добија само за моторе снаге 2.2 kW и 3 kW. Ови резултати указују на добру сагласност између JK и KM приступа, у наведеним опсезима мањих снага, при чему се граница ефикасне примене JK приступа помера у зависности од броја полова мотора. Са даљим повећањем снаге мотора разлике грешака нагло расту и достижу вредности и до 50 %, што указује на смањење поузданости JK приступа у идентификацији параметара мотора при већим снагама.



Сл. 7.28 Разлике апсолутних грешака карактеристичних момената између JK и KM приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова

На Сл. 7.29 приказане су криве конвергенције за двополни мотор снаге 15 kW, које одговарају најбољим решењима добијеним након 30 извршавања сваког од три разматрана приступа, при чему је у свим приступима као оптимизациони алгоритам коришћен PSO. Разлике у приказаним кривама проистичу из примене различитих математичких модела мотора: једнокавезног модела, двокавезног модела и једнокавезног модела са уважавањем промене роторских параметара у функцији брзине који је примењен у KM приступу. У оквиру KM приступа коришћена су два степена оптимизације, и два случаја разматрања односа расипне реактансе статора и полазне расипне реактансе ротора, у оквиру другог степена оптимизације. С обзиром на то да се функције циља у оквиру првог и другог степена оптимизације разликују, као и за случајеве 1 и 2, на слици су за KM приступ приказане три криве конвергенције.



Сл. 7.29 Упоредни приказ кривих конвергенције које одговарају најбољим решењима добијеним применом различитих приступа

Сва три разматрана приступа имају релативно брз и стабилан ток конвергенције. Вредност функције циља у свим приступима нагло опада у почетним итерацијама, након чега се стабилизује, што указује на ефикасност примене PSO алгоритма. Ипак, приметне су разлике у брзини конвергенције као и у коначним вредностима функције циља, које зависе од сложености модела и броја оптимизованих параметара.

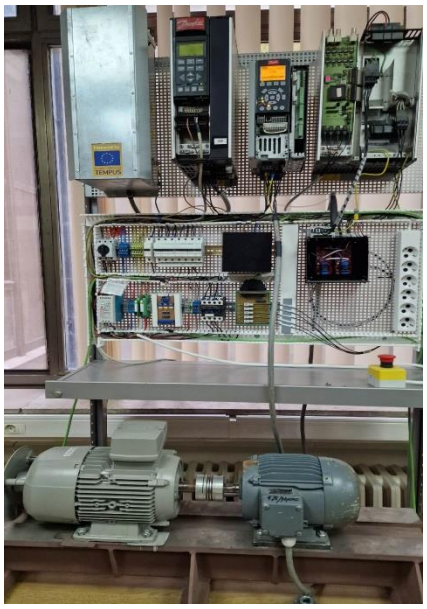
Предложени KM приступ постиже најбоље резултате како у погледу брзине конвергенције, тако и у погледу тачности идентификације. У првом степену оптимизације функција циља нагло опада и брзо се стабилизује на ниском нивоу, док се у другом степену уочава сличан тренд конвергенције. Време прорачуна за оба степена оптимизације је мање од 5 ms.

Код JK приступа примећује се најспорија конвергенција и највећа почетна вредност функције циља. Након приближно 20 итерација вредност се стабилизује али остаје виша у односу на остале приступе, што указује на ограничену тачност идентификације параметара. Поред тога време извршавања овог приступа износи 1.17 s, што је знатно дужи у односу на KM приступ. Иако JK приступ има мањи број параметара. DK приступ показује бржу конвергенцију и нижу коначну вредност функције циља у односу на JK приступ, што потврђује његову већу прецизност у

опису реалног понашања мотора. Међутим, услед већег броја параметара који се оптимизују, време извршавања овог приступа је најдуже и износи 10.36 s, што указује на повећану рачунску сложеност и потребу за већим бројем евалуација функције циља.

8. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА РЕЗУЛТАТА

Предложени комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ верификован је на Siemens асинхроном мотору снаге 2.2 kW, из Лабораторије за електричне погоне на Електронском факултету Универзитета у Нишу, као што је приказано на Сл. 8.1 а). Подаци са натписне плочице мотора коришћени су за идентификацију параметара еквивалентне шеме применом предложеног приступа, као и приступа заснованих на једнокавезним и двокавезним математичким моделима. Поред тога, исти мотор је употребљен и за идентификацију параметара применом фреквентног претварача Danfoss FC302, извођењем AMA (енг. *Automatic Motor Adaptation*) теста. Натписна плочица фреквентног претварача Danfoss FC302 дата је на Сл. 8.1 б). Део резултата приказан у овом поглављу објављен је у раду [25].



а)

б)

Сл. 8.1 (а) Експериментална поставка; (б) Натписна плочица фреквентног претварача Danfoss FC302

AMA алгоритам представља аутоматизован и ефикасан поступак за идентификацију електричних параметара асинхроног мотора, који се реализује у оквиру савремених фреквентних претварача. Основна сврха овог алгоритма јесте

прецизна и поуздана идентификација параметара еквивалентне шеме мотора без потребе за спољним мерењима или спровођењем сложених експерименталних поступака. Процес идентификације спроводи се у условима мировања мотора, што значајно поједностављује цео поступак и омогућава његову широку примену у индустрији. Током извођења AMA теста, фреквентни претварач краткотрајно напаја статор мотора напоном мале амплитуде, при чему се у различитим фазама мере електричне величине као што су струја и напон. На основу регистрованих сигнала и познатих каталошких података мотора алгоритам примењује интерне математичке моделе ради идентификације основних параметара еквивалентне шеме. Пошто се тест изводи у стању мировања ротора, AMA алгоритам није у могућности да идентификује промене роторских параметара током поласка мотора, нити да у потпуности обухвати ефекте као што је површински ефекат. Због тога се резултати добијени овим поступком углавном односе на рад мотора при ниским брзинама или у стању мировања. Ипак, кључне предности AMA теста огледају се у једноставности примене, брзини извршавања и поузданости добијених резултата, што овај алгоритам чини изузетно погодним за индустријску примену, посебно у процесима иницијалног подешавања и калибрације мотора који се управљају фреквентним претварачима. Детаљнији опис принципа рада и процедуре спровођења AMA теста може се пронаћи у литератури [93, 94]. Каталошки подаци мотора приказани су у Таб. 8.1.

Таб. 8.1 Каталошки подаци Siemens 2.2 kW асинхроног мотора [95]

Серијски број	P_{nom} [kW]	Бр. полова	U_{ph} [V]	f_{nom} [Hz]	n_{nom} [o/min]	I_{nom} [A]	I_{pol}/I_{nom}	M_{nom} [Nm]	M_{pol}/M_{nom}	M_{pr}/M_{nom}	Pf_{nom}	η_{nom}
1LE10011AB422AA4-Z	2.2	4	230	50	1455	4.65	6.96	14.44	2.18	3.3	0.81	0.843

Таб. 8.2 Идентификовани параметри еквивалентне шеме мотора Siemens 2.2 kW

Метода	Параметри мотора							
	R_s [Ω]	R_{r_nom} [Ω]	X_s [Ω]	X_{r_nom} [Ω]	X_m [Ω]	R_{fe} [Ω]	R_{r_pol} [Ω]	X_{r_pol} [Ω]
AMA тест	2.785	1.885	3.349	3.349	98.579	1803.90	/	/
KM (случај 1)	2.69	1.77	3.22	3.68	94.28	970.53	2.106	3.22
KM (случај 2)	2.69	1.77	3.22	3.68	94.28	970.53	1.84	2.83
JK	3.61	1.82	1.52	3.75	88.45	/	/	/
DK	4.414	3.353	2.583	2.583	76.159	/	3.354	2.583

Идентификоване вредности параметара еквивалентне шеме приказане су у Таб. 8.2, док су у Таб. 8.3 дате вредности релативних грешака које представљају одступања параметара еквивалентне шеме идентификованих применом три разматрана приступа у односу на вредности параметара добијених применом AMA теста.

Таб. 8.3 Релативне грешке параметара еквивалентне шеме Siemens мотора снаге 2.2 kW

Грешка	Параметри мотора							
	R_s	R_{r_nom}	X_s	X_{r_nom}	X_m	R_{fe}	R_{r_pol}	X_{r_pol}
$e_{e.p_KM.1}$	3.41	6.10	3.85	-9.88	4.36	46.20	/	/
$e_{e.p_KM.2}$	3.41	6.10	3.85	-9.88	4.36	46.20	/	/
$e_{e.p_JK}$	-29.62	3.45	54.61	-11.97	10.28	/	/	/
$e_{e.p_DK}$	-58.49	-77.88	22.88	22.88	22.74	/	/	/

Грешке из Таб. 8.3 имају следећа значења:

$e_{e.p_KM.1}$ - релативна грешка електричних параметара мотора идентификованих применом KM приступа у случају 1, у односу на параметре добијене AMA тестом;

$e_{e.p_KM.2}$ - релативна грешка електричних параметара мотора идентификованих применом KM приступа у случају 2, у односу на параметре добијене AMA тестом;

$e_{e.p_JK}$ - релативна грешка електричних параметара мотора идентификованих применом JK приступа, у односу на параметре добијене AMA тестом;

$e_{e.p_DK}$ - релативна грешка електричних параметара мотора идентификованих применом DK приступа, у односу на параметре добијене AMA тестом.

Пошто AMA тест не обезбеђује електричне параметре ротора у условима поласка мотора, поређење резултата добијених овим тестом са параметрима идентификованим предложеним KM приступом може се извршити искључиво за називне параметре, односно за вредности добијене у првом степену оптимизације предложеног поступка. Због тога ће у оба разматрана случаја предложеног приступа релативне грешке, које показују одступање идентификованих параметара од параметара добијених AMA тестом, бити идентичне.

Статорска и роторска отпорност добијене применом KM приступа имају врло мала одступања од вредности добијених AMA тестом, реда неколико процената

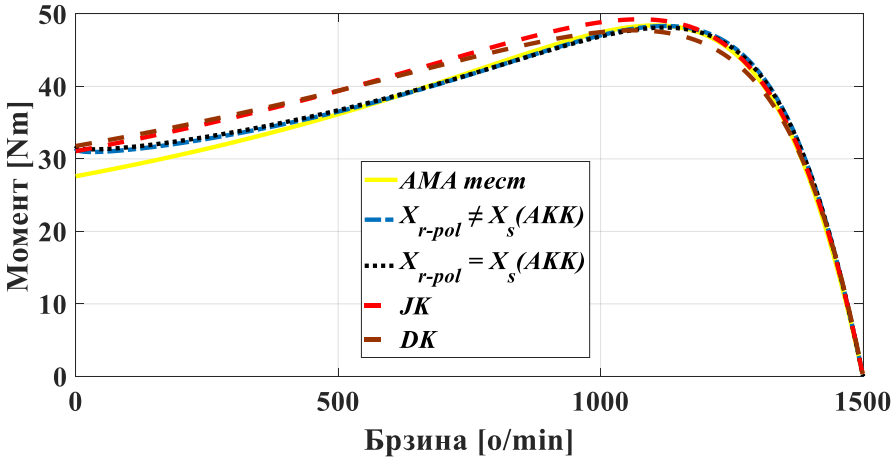
(3.41% и 6.10%), што указује на добру тачност идентификације ових параметара. Расипне реактансе статора и ротора такође имају умерена одступања (3.85% и –9.88%), што је прихватљиво с обзиром на осетљивост ових параметара на клизање и радне услове. Реактанса магнећења има грешку од 4.36%, што се може сматрати веома добрим резултатом. Отпорност сразмерна губицима снаге магнетног кола има значајно веће одступање 46.20%, што је у складу са очекивањима, јер је овај параметар најтеже поуздано идентификовати искључиво на основу каталошких података мотора, без извршавања огледа празног хода.

Код параметара идентификованих применом JK приступа примећује се значајно веће одступање у односу на параметре добијене AMA тестом, посебно код статорских параметара. Отпорност статора има негативну грешку од –29.62%, док расипна реактанса статора има веома велику грешку од 54.61%. Остали параметри (отпорност и расипна реактанса ротора, као и реактанса магнећења) имају умереније грешке, али и даље веће него код KM приступа (3.45%, –11.97% и 10.28%, редом).

Параметри идентификовани DK приступом имају највећа одступања у односу на параметре добијене AMA тестом. Отпорности статора и ротора имају веома велике негативне грешке (–58.49% и –77.88%), што значи да су идентификоване вредности знатно мање од оних добијених AMA тестом. Расипне реактансе статора и ротора имају позитивна одступања од 22.88%, док је и реактанса магнећења прецењена за 22.74%.

На Сл. 8.2 приказане су механичке карактеристике Siemens асинхроног мотора снаге 2.2 kW, добијене применом разматраних приступа идентификације параметара еквивалентне шеме. У шестом поглављу је показано да, код мотора називне снаге до 15 kW, примена апроксимације промене роторских параметара у функцији квадратног корена брзине обезбеђује највећу тачност у формирању механичке карактеристике у делу од полазног до превалног момента. Пошто је посматрани мотор релативно мале снаге, за формирање његове механичке карактеристике применом предложеног приступа коришћена је управо ова апроксимација. За добијање механичке карактеристике на основу параметара из AMA теста, роторски

параметри су третирани као константни у целом опсегу брзина, будући да АМА тест не пружа информације о њиховим вредностима при поласку мотора.



Сл. 8.2 Механичке карактеристике Siemens мотора снаге 2.2 kW

Ознаке механичких карактеристика са Сл. 8.2 имају следећа значења:

- АМА тест (жута линија) - представља механичку карактеристику добијену преко параметара идентификованих применом фреквентног претварача Danfoss FC302, и служи као основа за поређење осталих приступа;
- $X_{r_pol} \neq X_s$ (AKK) (плава линија) - механичка карактеристика добијена применом КМ приступа у случају 2, уз АКК апроксимацију;
- $X_{r_pol} = X_s$ (AKK) (црна линија) - механичка карактеристика добијена применом КМ приступа у случају 1, уз АКК апроксимацију;
- JK (црвена линија) - карактеристика добијена применом приступа заснованог на једнокавезном математичком моделу;
- DK (браон линија) - карактеристика добијена применом приступа заснованог на двокавезном математичком моделу.

Посматрајући АМА тест карактеристику као основу за поређење осталих карактеристика, у области брзина од 0 до 1000 o/min могу се уочити изражене разлике између карактеристика добијених применом различитих модела. У овом опсегу брзина JK и DK карактеристике показују нешто веће вредности момента у односу на АМА тест карактеристику. С друге стране, у овом опсегу брзина обе

карактеристике добијене предложеним КМ приступом налазе се ближе АМА тест карактеристици. У опсегу брзина од 1000 о/min до синхроне брзине све карактеристике показују добро слагање са карактеристиком добијеном на основу параметара из АМА теста. При томе, карактеристике добијене применом КМ приступа показују најбоље поклапање, док JK и DK карактеристике показују благо одступање у делу око превалног момента. Целокупно посматрано најбоља слагања са АМА тест карактеристиком остварује карактеристика добијена применом КМ приступа уз претпоставку да су полазна расипна реактанса ротора и устаљена вредност расипне реактансе статора различите (случај 2). Значајније одступање између ове и АМА тест карактеристике уочава се само у опсегу брзина од 0 до 500 о/min.

Могући узрок овог одступања лежи у различитим методама идентификације параметара еквивалентне шеме асинхроног мотора. Наиме, АМА тест, који припада категорији *offline* метода идентификације, користи специфичан алгоритам за испитивање мотора у условима закоченог ротора, без узимања у обзир промена електричних параметара ротора током поласка мотора. С друге стране, предложени КМ приступ користи метахеуристику за идентификацију параметара еквивалентне шеме мотора, као и линеарну апроксимацију и апроксимацију квадратним кореном како би се узеле у обзир промене електричних параметара ротора при поласку мотора.

Посматрајући карактеристике добијене применом КМ приступа у оба случаја (1 и 2), може се уочити да се оне међусобно веома добро поклапају у целом опсегу брзина, од поласка мотора па све до синхроне брзине. У области ниских брзина до око 500 о/min, може се приметити благо одступање између ова два случаја, при чему случај 2 даје нешто ниже вредности полазног момента, што је резултат реалнијег описа утицаја површинског ефекта у ротору. У опсегу брзина изнад 500 о/min, карактеристике се готово у потпуности поклапају, што показује да случајеви 1 и 2 немају значајан утицај на механичку карактеристику мотора у подручју већих брзина.

У Таб. 8.4 дате су вредности полазног, превалног и називног момента мотора добијене применом АМА теста и три разматрана приступа, као и релативне грешке ових момената у односу на каталошке вредности.

Таб. 8.4 Вредности полазног, превалног и називног момента и њихове грешке за Siemens мотор снаге 2.2 kW

Метода	M_{pol} [Nm]	грешка	M_{pr} [Nm]	грешка	M_{nom} [Nm]	грешка
АМА тест	27.57	-12.78	48.30	0.94	13.67	-5.04
КМ (случај 2)	31.45	-0.51	47.85	0.01	14.46	0.43
КМ (случај 1)	31.81	0.64	47.85	0.01	14.46	0.43
JK	31.16	-1.43	49.32	3.07	14.24	-1.07
DK	31.77	0.52	47.737	-0.25	14.56	1.10

Анализом вредности момента у три карактеристичне тачке у односу на каталошке вредности, може се закључити да највећа одступања показује АМА тест, посебно у области полазног момента где је грешка –12,78%, док су одступања превалног и називног момента мања (0,94% и –5,04%). С друге стране КМ приступ у оба случаја (1 и 2) показује најбољу сагласност са каталошким подацима, са минималним грешкама које се за сва три момента крећу испод 1%. Вредности добијене JK приступом показују умерена одступања превалног момента (3.07%), док су одступања полазног и називног момента –1,43% и –1,07%. DK приступ такође даје добре резултате са нешто већим одступањима у односу на КМ приступ (0,52%, –0,25% и 1,10%), али и даље у прихватљивим границама.

9. АНАЛИЗА ОСЕТЉИВОСТИ

Као што је описано у прегледу литературе, метахеуристичке методе оптимизације су се у последњих неколико година показале као веома ефикасне у решавању проблема идентификације параметара еквивалентне шеме различитих типова асинхроних мотора. Њихова главна предност огледа се у способности да решавају комплексне проблеме оптимизације где класичне, аналитичке или нумеричке методе често нису довољно ефикасне или уопште нису примењиве. Међутим, због стохастичке природе ових метода и сложене међузависности електричних параметара мотора, добијена решења некада представљају само локалне оптимуме. То значи да резултати могу бити делимично нетачни и да не одговарају у потпуности реалним вредностима електричних параметара мотора, што може довести до одступања између добијених и реалних карактеристика мотора. Другим речима, постоји више скупова параметара који теоретски задовољавају оптимизационе критеријуме, али се неки од њих боље подударају са каталошким подацима или референтним карактеристикама које је дефинисао произвођач.

Због тога је неопходно проценити у којој мери варијације појединачних параметара могу утицати на резултате симулације и на тачност добијених перформанси мотора. Управо ту значајну улогу има анализа осетљивости, која омогућава да се утврди колико је механичка карактеристика мотора подложна променама сваког појединачног параметра еквивалентне шеме. На овај начин добијају се кључне информације о релативној важности параметара, као и о томе који од њих највише доприноси одступањима између добијених и стварних перформанси мотора.

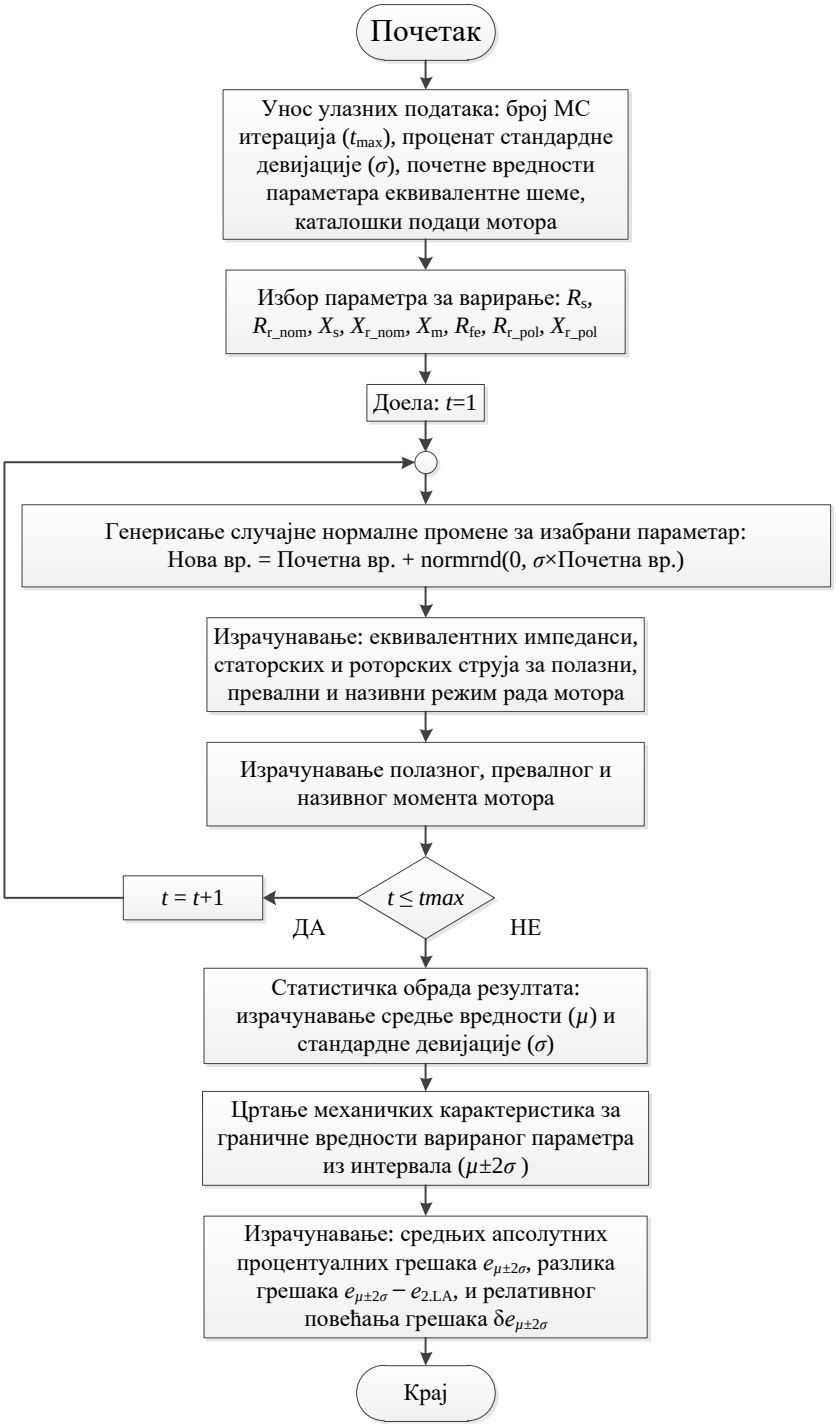
У овом поглављу спроведена је анализа осетљивости механичке карактеристике асинхроног мотора у односу на варијацију параметара његове еквивалентне шеме. Основни циљ ове анализе је да се утврди колико грешке настале у поступку идентификације електричних параметара могу утицати на тачност модела и довести до одступања добијених механичких карактеристика од референтних карактеристика.

За потребе анализе примењена је метода Monte Carlo симулације, при чему је нормална расподела коришћена за генерисање случајних варијабли које представљају неизвесности или варијације у вредностима електричних параметара мотора. На тај начин добија се велики број могућих сценарија, што омогућава статистичку процену осетљивости карактеристике мотора на појединачне параметре.

Посебна пажња посвећена је анализи утицаја сваког електричног параметра појединачно, како би се добио јасан увид у то који параметар највише доприноси одступању механичке карактеристике мотора од референтне карактеристике. На тај начин могуће је идентификовати критичне параметре чије је прецизно одређивање од кључног значаја за тачност модела. Део резултата приказан у овом поглављу објављен је у раду [31].

9.1. Резултати анализе осетљивости механичке карактеристике мотора на варијацију електричних параметара мотора

Метода Monte Carlo симулације развијена је у софтверском пакету Matlab 2017b, при чему је извршено 100000 итерација на рачунару са истим карактеристикама као у поглављу 6. Генерисање случајних варијабли које представљају неизвесности и варијације електричних параметара мотора извршено је применом нормалне расподеле. Варијације електричних параметара мотора (R_s, $R_{\mathrm{r_nom}}$, X_{s}, $X_{\mathrm{r_nom}}$, X_{m}, R_{fe}, $R_{\mathrm{r_pol}}$, $X_{\mathrm{r_pol}}$) вршене су појединачно, са циљем да се прикаже засебан утицај сваког параметра на механичку карактеристику мотора. Претпостављено је да се вредности ових параметара мењају у оквиру стандардне варијације од 5% у односу на вредности идентификоване применом предложеног комбинованог апроксимативно-метахеуристичког оптимизационог приступа (Таб. 7.2). Анализа утицаја варијације параметара еквивалентне шеме на момент мотора у три карактеристичне тачке (полазни, називни и превални) изведена је нумерички, на основу израчунатих средњих вредности (μ) и стандардних девијација (σ), као и графички, посматрањем промена ових момената у функцији појединачне варијације параметара еквивалентне шеме.



Сл. 9.1 Блок дијаграм примене Monte Carlo симулације за анализу осетљивости механичке карактеристике асинхроног мотора на варијације параметара еквивалентне шеме

Утицај варијације електричних параметара на комплетну механичку карактеристику мотора анализиран је преко средње апсолутне процентуалне грешке. Блок дијаграм примене Monte Carlo методе у анализи осетљивости механичке карактеристике мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме приказан је на слици Сл. 9.1. Детаљно објашњење Monte Carlo симулације дато је у прилогу Б.

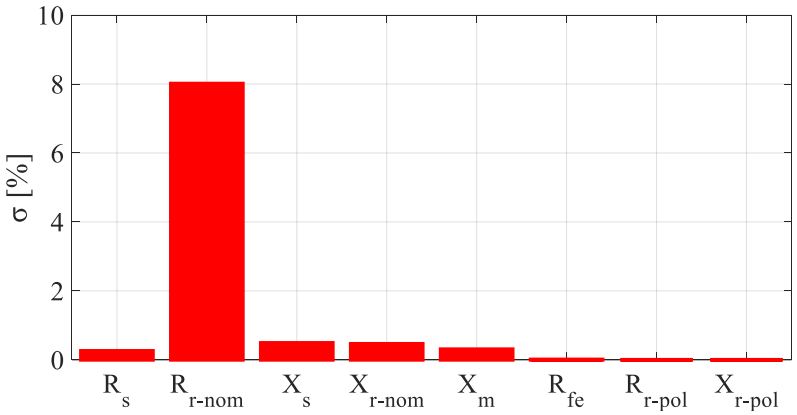
9.1.1. Осетљивост називног, полазног и превалног момента мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме кавезног асинхроног мотора

У Таб. 9.1 приказане су средње вредности и стандардне девијације полазног, називног и превалног момента добијене индивидуалним варирањем електричних параметара двополног асинхроног мотора снаге 55 kW.

Таб. 9.1 Статистички преглед (средња вредност и стандардна девијација) полазног, називног и превалног момента за двокавезни мотор снаге 55kW

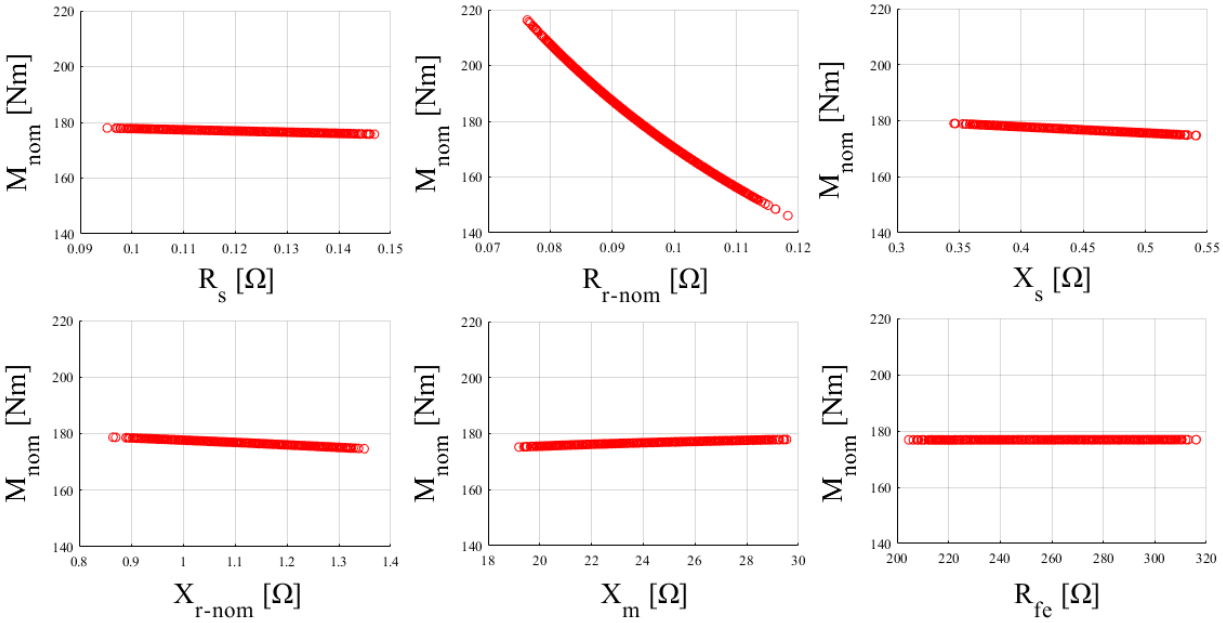
Момент		Варијабилни електрични параметри мотора							
		R_S	R_{r_nom}	X_S	X_{r_nom}	X_m	R_{fe}	R_{r_pol}	X_{r_pol}
M_{nom}	μ	176.86	177.21	176.86	176.86	176.85	176.86	176.86	176.86
[Nm]	σ	0.2591	8.0131	0.4905	0.4635	0.3070	0.0093	0.0000	0.0000
M_{pol}	μ	371.71	371.71	372.10	371.71	371.69	371.71	371.56	372.33
[Nm]	σ	1.5852	0.0000	14.6402	0.0000	0.3763	0.0131	14.8435	17.7078
M_{pr}	μ	442.81	442.81	442.89	443.31	442.78	442.81	442.81	442.81
[Nm]	σ	1.6947	0.0000	6.4503	14.6898	0.6414	0.0247	0.0000	0.0000

На основу резултата из Таб. 9.1 и са Сл. 9.2 може се уочити да је називни момент најосетљивији на варијације називне отпорности ротора (R_{r_nom}). Утицај осталих електричних параметара (R_s, X_s, X_{r_nom}, X_m) на називни момент значајно је мањи, док је утицај отпорности сразмерне губицима снаге магнетног кола (R_{fe}) занемарљив. Полазна отпорност ротора и полазна расипна реактанса ротора (R_{r_pol}, X_{r_pol}) немају утицаја на називни момент мотора.



Сл. 9.2 Осетљивост називног момента мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме

На Сл. 9.3 приказано је шест дијаграма који показују како варијације појединачних параметара еквивалентне шеме утичу на називни момент двополног асинхроног мотора снаге 55 kW.

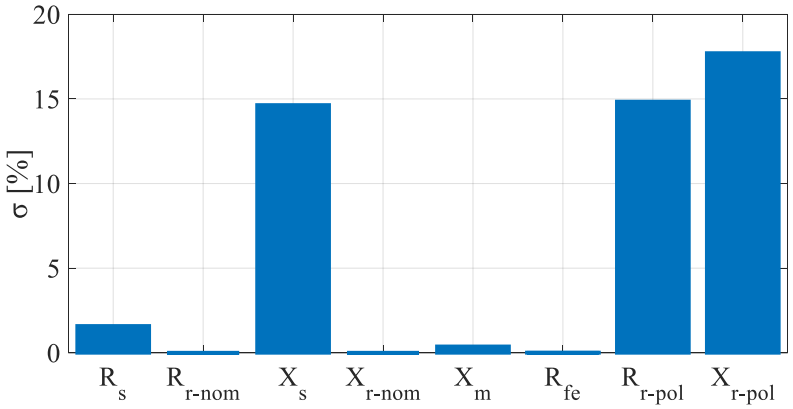


Сл. 9.3 Утицај варијација параметара еквивалентне шеме на називни момент мотора

Са првог, трећег и четвртог дијаграма уочава се да повећање R_s, X_s или X_{r_nom}, доводи до врло благог смањења називног момента мотора. Нагиб крива на овим

дијаграмима је релативно мали, што указује да је утицај ових параметара на називни момент мотора занемарљив. Други дијаграм показује јасну и изражену негативну зависност. Наиме, повећање R_{r_nom} доводи до значајног пада називног момента мотора. Пети дијаграм показује да повећање X_m доводи до благог повећања називног момента мотора, а шести дијаграм представља практично равну линију, што показује да варијација R_{fe} уопште не утиче на називни момент мотора.

Са Сл. 9.4 се може видети да на полазни момент мотора највећи утицај имају полазна отпорност ротора, полазна расипна реактанса ротора, и расипна реактанса статора (R_{r_pol}, X_{r_pol}, X_s). Утицај статорске отпорности и реактансе магнећења (R_s, X_m) је знатно мањи, док је утицај отпорности која је сразмерна губицима снаге магнетног кола (R_{fe}) занемарљив. Отпорност ротора и његова расипна реактанса у називном режиму рада (R_{r_nom}, X_{r_nom}) немају утицаја на полазни моменат.

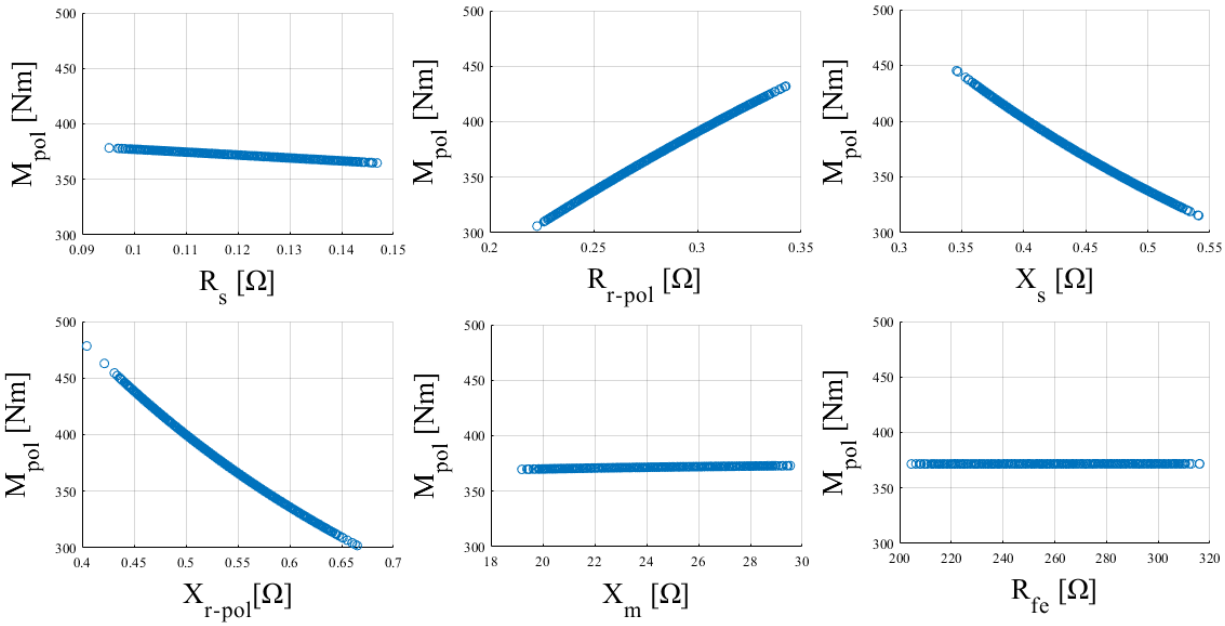


Сл. 9.4 Осетљивост полазног момента мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме

На Сл. 9.5 приказани су дијаграми који илуструју утицај појединачних варијација параметара еквивалентне шеме на полазни момент двополног асинхроног мотора снаге 55 kW. Са првог дијаграма уочава се да је утицај R_s на полазни момент мотора исти као и код називног момента. Повећање R_s доводи до благог смањења полазног момента. Исто тако, утицај X_m и R_{fe} на полазни момент мотора је сличан као и код називног момента: повећање X_m доводи до занемарљивог повећања полазног

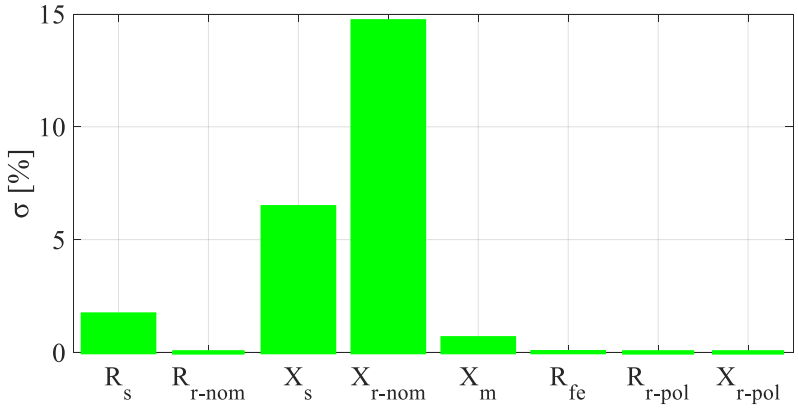
момента, док промена вредности R_{fe} практично нема утицаја на полазни момент, што се види на петом и шестом дијаграму.

Са другог дијаграма уочава се да повећање R_{r_pol} резултује значајним повећањем полазног момента мотора. На трећем и четвртом дијаграму уочљив је изражен негативан утицаји X_s и X_{r_pol} на полазни момент, односно повећање ових параметара доводи до значајног смањења полазног момента.



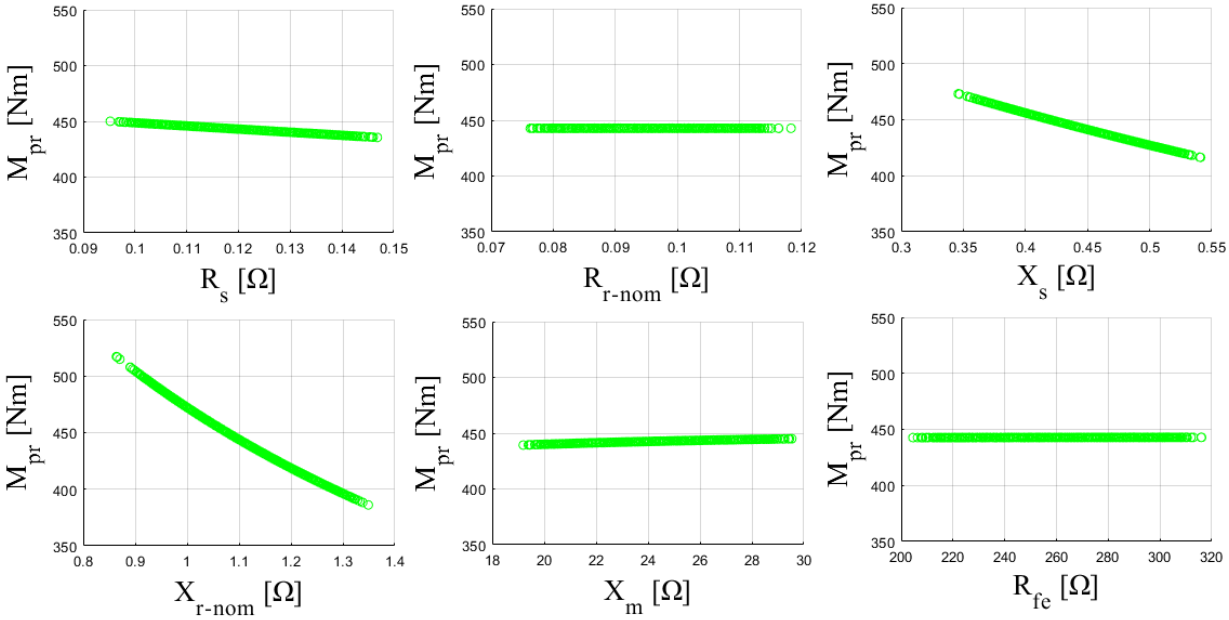
Сл. 9.5 Утицај варијација параметара еквивалентне шеме на полазни момент мотора

Превални момент мотора показује највећу осетљивост на варијацију називне расипне реактансе ротора (X_{r_nom}), док је утицај расипне реактансе статора (X_s) нешто мањи, али и даље значајан, што је приказано на Сл. 9.6. Утицај статорске отпорности и реактансе магнећења (R_s, X_m) је знатно мањи од утицаја расипних реактанси статора и ротора, док називна роторска отпорност и отпорност која представља губитке у гвожђу магнетног кола (R_{r_nom}, R_{fe}) практично немају утицаја на превални момент мотора. Полазна отпорност ротора и полазна расипне реактанса ротора (R_{r_pol}, X_{r_pol}) такође не утичу на превални момент.



Сл. 9.6 Осетљивост превалног момента мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме

Сл. 9.7 приказује дијаграме утицаја појединачних варијација параметара еквивалентне шеме на превални момент двополног асинхроног мотора снаге 55 kW. Са првог дијаграма уочава се да је утицај R_s на превални момент мотора негативан, исто као и код називног и полазног момента, односно повећање R_s доводи до смањења превалног момента, с тим што је утицај R_s на превални момент знатно већи негу у случајевима код називног и полазног момента.



Сл. 9.7 Утицај варијација параметара еквивалентне шеме на превални момент мотора

Други и шести дијаграм приказују практично равне линије, што значи да превални момент није осетљив на појединачне промене вредности R_{r_nom} и R_{fe}. Трећи и четврти дијаграм приказују изражене негативне утицаје X_s и X_{r_nom} на превални момент мотора, што значи да повећање ових параметара доводи до значајног смањења превалног момента. Коначно, са петог дијаграма уочава се да повећање X_m доводи до благог повећања превалног момента мотора.

9.1.2. Осетљивост механичке карактеристике мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора

Према [96, 97], за променљиве које прате нормалну расподелу (у овом случају параметри еквивалентне шеме), 95% резултата налази се у интервалу ($\mu \pm 2\sigma$), што одговара статистичкој поузданости од 95%. Вероватноћа да се решење налази ван овог интервала износи само 5%, па се може практично сматрати да се већина решења налази унутар ових граница. У наставку анализе утицаја варијације електричних параметара на механичку карактеристику мотора разматраће се средње апсолутне процентуалне грешке механичке карактеристике добијене за граничне вредности појединачне варијације параметара из интервала ($\mu \pm 2\sigma$).

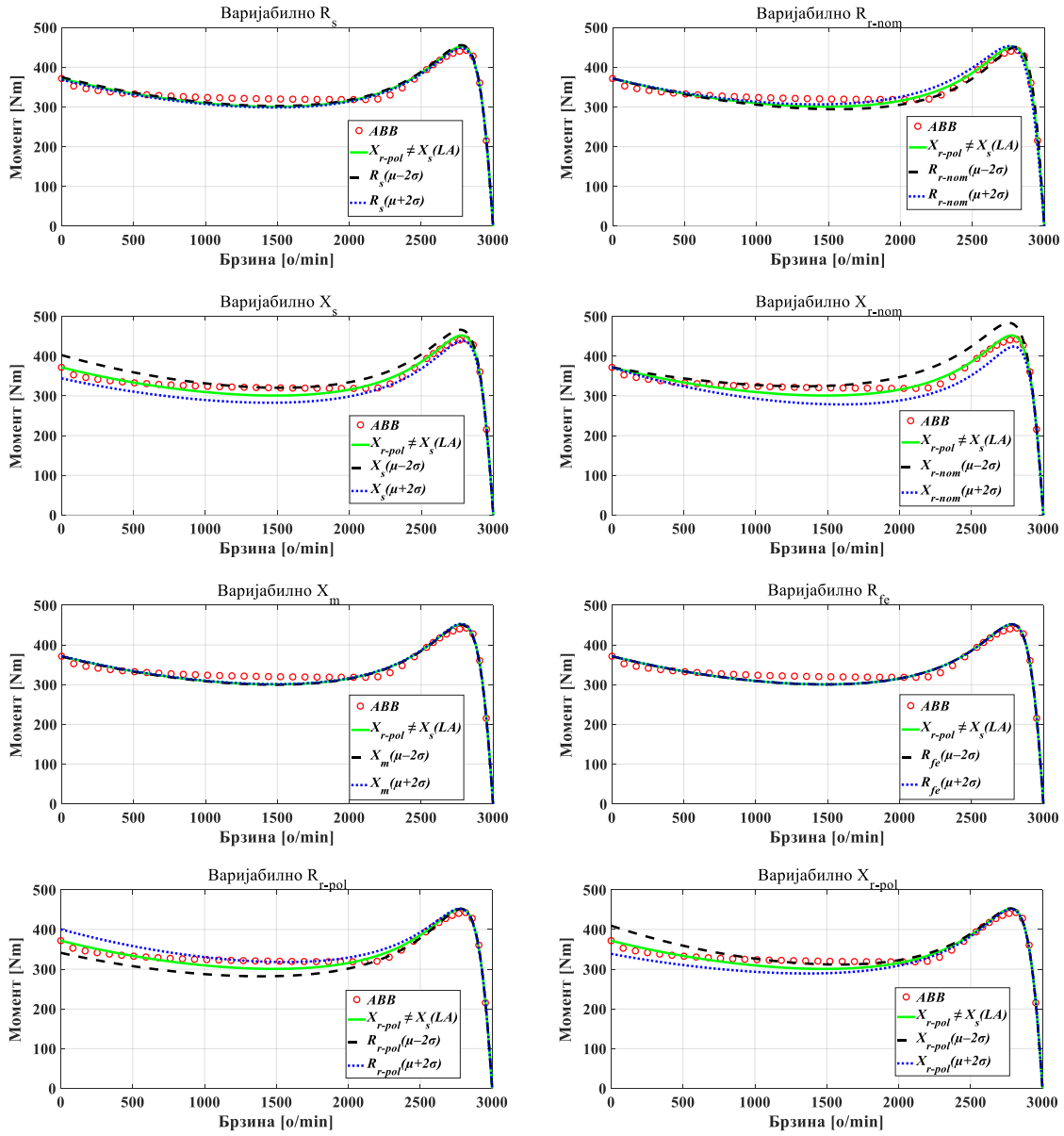
На Сл. 9.8 приказано је осам дијаграма који илуструју утицај појединачне варијације параметара еквивалентне шеме (R_s, R_{r_nom}, X_s, X_{r_nom}, X_m, R_{fe}, R_{r_pol}, X_{r_pol}) на механичку карактеристику двополног асинхроног мотора снаге 55 kW. Симболима кругова представљена је референтна карактеристика генерисана помоћу MotSize софтверског пакета [88]. Пуна линија представља карактеристику добијену на основу електричних параметара идентификованих применом КМ приступа у комбинацији са случајем 2 и LA апроксимацијом. Овај случај и ова апроксимација изабрани су у складу са закључцима изведеним у поглављу 7. Испрекидана линија представља карактеристику добијену за доњу граничну вредност ($\mu - 2\sigma$) , а тачкаста линија карактеристику добијену за горњу граничну вредност ($\mu + 2\sigma$) одговарајућег параметра еквивалентне шеме.

Први дијаграм приказује осетљивост механичке карактеристике на варијације статорске отпорности R_s. Уочава се да пуна линија добро прати референтну

карактеристику, што указује да су идентификоване вредности параметара еквивалентне шеме блиске стварним вредностима. Карактеристике добијене за граничне вредности R_s благо одступају од карактеристике добијене применом КМ приступа: доња гранична вредност R_s даје благо подигнуту карактеристику, а горња гранична вредност R_s благо снижену карактеристику. Како су ова одступања минимална, може се закључити да је утицај статорске отпорности на механичку карактеристику мотора занемарљив. Ово је у сагласности са претходним анализама које су показале да је утицај R_s на називни, полазни и превални момент веома мали.

Други дијаграм приказује осетљивост механичке карактеристике на варијације називне роторске отпорности R_{r_nom}. При нижим брзинама (до 1000 o/min) нема значајног одступања између посматраних механичких карактеристика. Како се брзина повећава и приближава тачки превалног момента, одступање између ових карактеристика постаје израженије, па се може приметити да повећање R_{r_nom} помера тачку превалног момента улево (ка мањим брзинама), а смањење R_{r_nom} помера тачку превалног момента удесно (ка већим брзинама). Ово понашање је аналогно понашању асинхроног мотора са намотаним ротором при додавању отпорности у колу ротора.

Трећи дијаграм приказује осетљивост механичке карактеристике на варијације расипне реактансе статора X_s. Уочава се да је утицај X_s на механичку карактеристику мотора значајан у опсегу брзина од нуле до превалне брзине. Утицај X_s на део механичке карактеристике од превалне брзине до синхроне брзине је занемарљив, што је и очекивано с обзиром на то да је утицај ове реактансе на називни момент мотора занемарљив. Механичка карактеристика добијена за доњу граничну вредност X_s налази се изнад карактеристике добијене применом КМ приступа, док се карактеристика добијена за горњу граничну вредност X_s налази испод ње. Ово је у складу са претходним анализама, које су показале висок утицај X_s на полазни и превални момент, а занемарљив утицај на називни момент мотора.



Сл. 9.8 Механичке карактеристике двополног асинхроног мотора снаге 55 kW, добијене за граничне вредности параметара еквивалентне шеме у интервалу ($\mu \pm 2\sigma$)

Са четвртог дијаграм се уочава да је утицај називне расипне реактансе ротора $X_{\text{r_nom}}$ на механичку карактеристику мотора такође значајан. Овај утицај је посебно изражен у области око превалног момента. Карактеристика добијена за доњу граничну вредност $X_{\text{r_nom}}$ подигнута је у односу на карактеристику добијену применом КМ приступа, док је карактеристика добијена за горњу граничну вредност

X_{r_nom} спуштена испод ње. Уочава се да X_{r_nom} не утиче на полазни момент мотора, као и да је њен утицај на део карактеристике око називног момента занемарљив.

Пети и шести дијаграм приказују појединачни утицај реактансе магнећења (X_m) и отпорности сразмерне губицима снаге магнетног кола (R_{fe}) на механичку карактеристику мотора. У оба случаја карактеристике добијене за граничне вредности ових параметара подударају се са карактеристиком добијеном применом предложеног приступа, што указује да је осетљивост механичке карактеристике на ова два параметра занемарљива.

Седми и осми дијаграм приказују појединачни утицај полазне отпорности ротора и полазне расипне реактансе ротора (R_{r_pol}, X_{r_pol}) на механичку карактеристику мотора. Уочава се да оба параметра имају значајан утицај на део карактеристике који се односи на полазак мотора. Највеће разлике јављају се при нултој и малим брзинама, док се са порастом брзине утицај ових параметара постепено смањује. Ова два параметра делују супротним смеровима на механичку карактеристику мотора. Карактеристика добијена за доњу граничну вредност R_{r_pol} је спуштена у односу на карактеристику добијену применом КМ приступа (седми дијаграм), док је за доњу граничну вредност X_{r_pol} карактеристика подигнута у односу на карактеристику добијену применом КМ приступа (осми дијаграм). Супротно томе, повећање R_{r_pol} (горња гранична вредност) доводи до подизања механичке карактеристике, док повећање X_{r_pol} узрокује њено спуштање. Такође, приметно је да ова два параметра практично немају никакав утицај на део механичке карактеристике у опсегу од превалне брзине до синхроне брзине, где се све карактеристике готово поклапају.

У Таб. 9.2 дате су граничне вредности параметара еквивалентне шеме двополног асинхроног мотора снаге 55 kW за интервал ($\mu \pm 2\sigma$), као и средње апсолутне процентуалне грешке $e_{\mu-2\sigma}$ и $e_{\mu+2\sigma}$. Ове две грешке показују колико механичке карактеристике мотора добијене за граничне вредности појединачне варијације параметара, одступају од референтне механичке карактеристике. Поред тога, у Таб. 9.2 дате су и разлика између грешака $e_{\mu\pm2\sigma}$ и средње апсолутне процентуалне грешке $e_{2.LA}$, као и релативно повећање грешака $e_{\mu\pm2\sigma}$ у односу на

средњу апсолутну процентуалну грешку $e_{2.LA}$. У анализи су ове разлике и релативна повећања коришћени као показатељи осетљивости механичке карактеристике мотора на варијацију појединачних параметара еквивалентне шеме. Разлике грешака дате су у процентним поенима, што представља директну разлику између процената (нпр. разлика између 4% и 3% износи 1 процентни поен). Релативно повећање грешака $e_{\mu\pm2\sigma}$ у односу на средњу апсолутну процентуалну грешку $e_{2.LA}$ добијено је применом следеће једначине:

$$\delta e_{\mu\pm2\sigma} = \frac{e_{\mu\pm2\sigma} - e_{2.LA}}{e_{2.LA}} 100 . \tag{8.1}$$

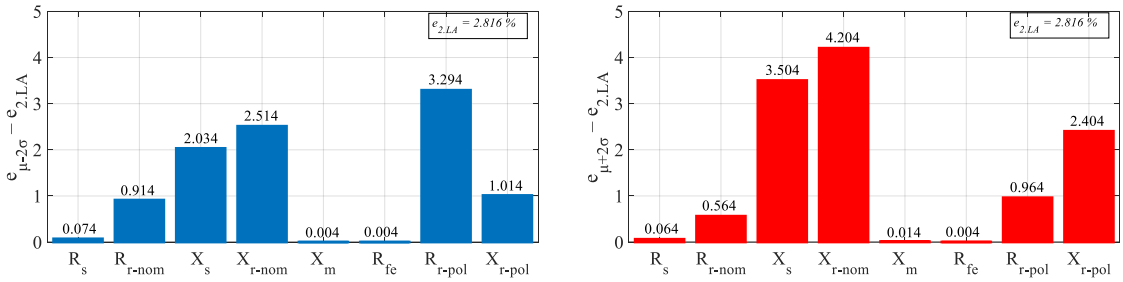
Таб. 9.2 Граничне вредности електричних параметара у интервалу ($\mu \pm 2\sigma$), и средње апсолутне процентуалне грешке $e_{\mu\text{-}2\sigma}$ и $e_{\mu+2\sigma}$ за двополни мотор снаге 55 kW

Параметри	Граничне вредности		Граничне грешке		Разлика грешака		Релативно повећање	
	μ - 2σ [Ω]	μ + 2σ [Ω]	$e_{\mu\text{-}2\sigma}$ [%]	$e_{\mu+2\sigma}$ [%]	$e_{\mu\text{-}2\sigma} - e_{2.LA}$	$e_{\mu+2\sigma} - e_{2.LA}$	$\delta e_{\mu\text{-}2\sigma}$ [%]	$\delta e_{\mu+2\sigma}$ [%]
R_s	0.10881	0.13299	2.89	2.88	0.074	0.064	2.63	2.27
R_{r_nom}	0.08640	0.10560	3.73	3.38	0.914	0.564	32.46	20.03
X_s	0.40005	0.48895	4.85	6.32	2.034	3.504	72.23	124.43
X_{r_nom}	0.99369	1.21451	5.33	7.02	2.514	4.204	89.27	149.29
X_m	21.9870	26.8730	2.82	2.83	0.004	0.014	0.14	0.50
R_{fe}	234.315	286.385	2.82	2.82	0.004	0.004	0.14	0.14
R_{r_pol}	0.25344	0.30976	6.11	3.78	3.294	0.964	116.97	34.23
X_{r_pol}	0.48708	0.59532	3.83	5.22	1.014	2.404	36.00	85.37

Разлике средњих апсолутних процентуалних грешака представљене графички на Сл. 9.9 показују да различити параметри еквивалентне шеме имају веома различит утицај на одступање механичке карактеристике мотора у односу на референтну.

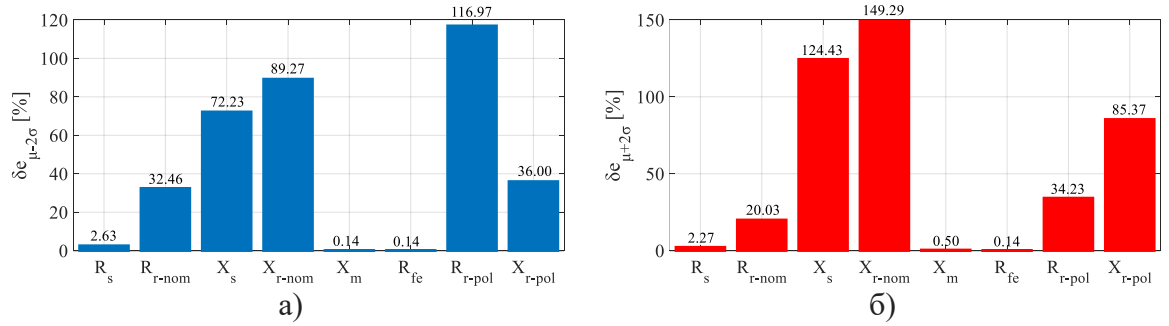
Најмање разлике јављају се код параметара попречне гране еквивалентне шеме мотора (реактанса магнећења и отпорност сразмерна губицима снаге магнетног кола), где су одступања практично занемарљива и крећу се у опсегу 0.004–0.014 процентних поена. Статорска отпорност такође има мали утицај, са разликама од 0.064 и 0.074 процентних поена. Знатно већа одступања јављају се код параметара који доминантно утичу на облик механичке карактеристике, пре свега расипних

реактанси и роторске отпорности. За називну роторску отпорност разлике износе 0.564 и 0.914 процентних поена.



Сл. 9.9 Разлика средњих апсолутних процентуалних грешака а) $e_{\mu\text{-}2\sigma} - e_{2.\mathrm{LA}}$ и б) $e_{\mu+2\sigma} - e_{2.\mathrm{LA}}$

За расипну реактансу статора и називну расипну реактансу ротора одступања су много израженија, у опсегу 2.034 до 4.204 процентних поена. Велике разлике јављају се и код полазних параметара ротора, где разлике достижу 3.294 за полазну роторску отпорност и 2.404 процентних поена за полазну расипну реактансу ротора, што указује на њихов доминантан утицај на механичку карактеристику у полазном режиму. Анализа релативних повећања средњих апсолутних процентуалних грешака потврђује ове закључке.



Сл. 9.10 Релативна повећања средњих апсолутних процентуалних грешака $e_{\mu\text{-}2\sigma}$ и $e_{\mu+2\sigma}$ у односу на $e_{2.\mathrm{LA}}$

Са Сл. 9.10 се види да варијације параметара попречне гране еквивалентне шеме у интервалу ($\mu \pm 2\sigma$) практично не утичу на механичку карактеристику. Релативно повећање средње апсолутне процентуалне грешке при појединачној промени ових параметра не прелази 0.5%. Утицај варијације статорске отпорности је такође мали,

али нешто израженији: релативно повећање грешке износи 2.63% за доњу и 2.27% за горњу граничну вредност. С друге стране утицај варијације називне роторске отпорности је знатно већи и износи 32.46% за доњу и 20.03% за горњу граничну вредност овог параметра.

Расипна реактанса статора и називна расипна реактанса ротора имају веома изражен утицај на механичку карактеристику. Релативно повећање грешке достиже 124.43% и 149.29% за доње граничне вредности ова два параметра, и 72.26% и 89.27% за горње граничне вредности.

Варијација полазних параметара ротора такође значајно утиче на механичку карактеристику: за полазну отпорност ротора релативна повећања грешке су 116.97% (доња гранична вредност) и 34.23% (горња гранична вредност), док су за полазну расипну реактансу ротора вредности релативног повећања грешке: 36% и 85.37% за доњу и горњу граничну вредност.

10. ЗАКЉУЧАК

У овој докторској дисертацији развијена је и детаљно анализирана методологија за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора, заснована на комбинованом апроксимативно-метахеуристичком оптимизационом приступу. Предложени приступ омогућава робусну и практично примењиву идентификацију параметара са високом тачношћу, ослањајући се искључиво на каталошке податке мотора.

Кључни допринос представља увођење двостепене оптимизационе структуре, којом је омогућено раздвајање идентификације параметара за називни и полазни режим рада. У првом степену врши се оптимизација параметара еквивалентне шеме за називни радни режим мотора (R_s, R_r, X_s, X_r, X_m), минимизацијом одступања између добијених и каталошких вредности називног и превалног момента, као и називног фактора снаге и степена искоришћења. На тај начин обезбеђују се физички конзистентне и реалистичне вредности параметара. У другом степену оптимизују се параметри ротора у режиму поласка мотора (R_{r_pol}, X_{r_pol}), при чему је критеријум оптимизације дефинисан минимизацијом одступања између добијених и каталошких вредности полазног момента и полазног фактора снаге. Овако формулисан поступак омогућава поуздано моделирање понашања мотора у режиму поласка.

У оквиру предложеног приступа остварена су два суштинска унапређења у односу на класичне једнокавезне и двокавезне моделе:

- Раздвајање поступка идентификације параметара за различите режиме рада, чиме се постиже значајно побољшање тачности одређивања полазног момента мотора, при чему је потврђена полазна хипотеза;
- Увођење апроксимација зависности роторских параметара од брзине, применом линеарне функције и функције квадратног корена, чиме се омогућава адекватно одређивање механичке карактеристике у области између полазног и превалног момента.

На овај начин обезбеђује се континуитет између полазних и називних радних услова, што доводи до прецизнијег и физички реалнијег модела понашања мотора у целом опсегу рада.

Спроведене нумеричке и графичке анализе потврдиле су да предложена методологија обезбеђује стабилну конвергенцију оптимизационог поступка, избегавање физички неизводљивих решења и високу поузданост идентификованих електричних параметара, као и добијених механичких карактеристика мотора. Поред тога, предложени приступ има значајан потенцијал за примену у савременим системима управљања електромоторним погонима, посебно као иницијална процедура за идентификацију почетних вредности параметара у алгоритмима за *online* одређивање и адаптацију параметара.

Тестирање КМ приступа извршено је на скупу од 48 кавезних асинхроних мотора, различитих називних снага (од 2.2 kW до 110 kW) и различитог броја полова (2, 4, 6 и 8), чиме је омогућена свеобухватна оцена тачности поступка. На основу идентификованих параметара еквивалентне шеме, за сваки мотор генерисане су четири варијанте механичких карактеристика, добијене комбинацијом:

- две апроксимације зависности роторских параметара од брзине:
  - линеарне апроксимације (LA),
  - апроксимације функцијом квадратног корена брзине (AKK),
- две претпоставке:
  - једнакост полазне расипне реактансе ротора и устаљене вредности расипне реактансе статора (први случај),
  - различитост ових реактанси (други случај).

Тачност и примењивост предложеног приступа оцењене су поређењем ових механичких карактеристика са референтним карактеристикама преузетим из софтверског пакета MotSize за 48 мотора произвођача ABB, при чему су за сваки мотор биле доступне 42 радне тачке. Поређење је извршено применом средње апсолутне процентуалне грешке као мере одступања механичке карактеристике у целом опсегу рада.

Испитивање претпоставки о односу полазне расипне реактансе ротора и устаљене вредности расипне реактансе статора спроведено је кроз следеће кораке:

- одређене су грешке у случају претпоставке једнакости ових реактанси,
- одређене су грешке у случају претпоставке њихове различитости,
- извршено је међусобно поређење добијених резултата за исту апроксимацију зависности роторских параметара од брзине.

Резултати су показали да независно од називне снаге и броја полова, боље слагање са референтним карактеристикама дају модели код којих се претпоставља различитост расипних реактанси, при чему се ова предност додатно повећава са порастом снаге мотора. Такође, резултати указују да се тачније вредности полазног момента доследно добијају управо при овој претпоставци, чиме је потврђена помоћна хипотеза.

Анализа утицаја избора апроксимационе функције показује да оптималан избор зависи од називне снаге мотора. Утврђено је да:

- код мотора називне снаге до 15 kW боље резултате даје апроксимација функцијом квадратног корена (АКК),
- код мотора називне снаге изнад 15 kW предност има линеарна апроксимација (LA).

На основу спроведених истраживања формулисани су следећи закључци:

- код мотора називне снаге до 15 kW, највећа тачност механичке карактеристике постиже се комбинацијом АКК апроксимације и претпоставке о различитости расипних реактанси, при чему средња апсолутна процентуална грешка не прелази 7.7%.
- Код мотора називне снаге веће од 15 kW, највећа тачност постиже се применом LA апроксимације уз исту претпоставку, при чему средња апсолутна процентуална грешка не прелази 6.8%.

Поређењем са класичним JK и DK приступима показује се да предложени KM приступ остварује значајну предност, која се огледа у:

- смањењу средње апсолутне процентуалне грешке у односу на JK приступ за 5 до 25 процентних поена,

- смањењу грешке у односу на DK приступ у опсегу од 1.3 до 14 процентних поена,
- значајно бољој репродукцији механичке карактеристике у областима полазног и превалног момента.

При одређивању момента у полазној, превалној и називној радној тачки, предложени KM приступ даје исту или већу тачност у односу на DK приступ, уз веома добро слагање са каталошким вредностима, где одступања не прелазе 1.5%. JK приступ даје прихватљиве резултате код мотора мањих снага, али се код већих снага јављају значајне грешке, нарочито у полазној и превалној тачки, које могу достићи и до 50%.

Експериментална верификација предложеног KM приступа, спроведена на асинхроном мотору снаге 2.2 kW, потврђује његову практичну примењивост и предност у односу на класичне методе идентификације параметара. Поступак верификације обухватио је:

- извођење процеса аутоматске адаптације параметара (AMA тест) применом фреквентног претварача, као експерименталне методе,
- идентификацију параметара применом предложеног KM приступа,
- идентификацију параметара применом JK и DK приступа,
- формирање механичких карактеристика на основу идентификованих параметара.

Поређењем са резултатима добијеним у процесу аутоматске адаптације параметара показано је да предложени KM приступ даје најмања одступања идентификованих електричних параметара, при чему се грешке процене параметара крећу у опсегу од 3.5% до 10%, изузев отпорности сразмерне губицима снаге магнетног кола, где грешка достже 46%. Насупрот томе, код JK приступа грешке се крећу у опсегу од 3.5% до 30%, док код DK приступа достижу вредности од 23% до 78%.

Анализа механичких карактеристика додатно потврђује предност предложеног KM приступа, који најверније реконструише механичку карактеристику добијену на основу параметара идентификованих применом AMA теста. При томе, одређивање

карактеристичних момента показује минимална одступања у односу на каталошке вредности, и то:

- применом предложеног КМ приступа - грешка не прелази 0.6%,
- применом DK приступа - грешка не прелази 1.1%,
- применом JK приступа - грешка је испод 3%.

На основу добијених резултата закључује се да предложени приступ представља најтачнији, најробуснији и најпоузданији метод међу анализираним приступима, чиме је у потпуности потврђена његова експериментална валидност.

Значајан допринос дисертације остварен је и кроз поглавље у којем је спроведена анализа осетљивости механичке карактеристике мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме. Ова анализа омогућила је дубље разумевање утицаја појединачних параметара на облик механичке карактеристике и вредности карактеристичних момената, при чему су идентификовани параметри који доминантно одређују понашање мотора у различитим областима брзина. Показано је да магнетни и расипни параметри не утичу равномерно на целокупну механичку карактеристику, већ да одређене групе параметара имају пресудан утицај у критичним областима, као што су полазак, превални момент и називно оптерећење. Добијени резултати указују да чак и мале варијације појединих параметара, као што су расипне реактансе статора и ротора, као и отпорност и расипна реактанса ротора при поласку мотора, могу довести до значајних промена у облику механичке карактеристике. Ово потврђује да је прецизна идентификација параметара од суштинског значаја за све моделе који теже физички реалистичном опису понашања мотора. Добијена сазнања имају директан утицај на унапређење модела и оптимизационих техника, као и на практичну инжењерску примену, јер омогућавају систематско препознавање параметара који највише утичу на динамику и укупно понашање мотора.

Потенцијални правци будућих истраживања могу бити усмерени ка даљем развоју и примени предложеног приступа у *offline* и *online* идентификацији параметара асинхроних мотора, у оквиру регулисаних електромоторних погона. Посебна пажња могла би бити усмерена на случајеве са ограниченим улазним

подацима, када су на располагању искључиво подаци са натписне плочице мотора. У том контексту, истраживања би могла бити усмерена ка проширењу предложеног приступа увођењем минималног скупа додатних мерења у поступку адаптације параметара, са циљем постизања његове поуздане примењивости.

Други правац истраживања би се могла усмерити ка развоју *online* метода идентификације параметара, при чему би параметри идентификовани предложеним приступом могли послужити као иницијалне вредности које би се током рада мотора адаптивно кориговале применом савремених алгоритама управљања. У том смислу резултати спроведене анализе осетљивости би били веома корисни, јер би омогућили усмеравање *online* алгоритма на прецизнију идентификацију параметара са значајним утицајем на понашање мотора.

Додатни правац даљих истраживања могао би се односити на проширење предложеног приступа на услове напајања са присутним вишим хармоницима и несиметријом напона. У том смислу, могуће је разматрати развој проширеног модела асинхроног мотора који обухвата утицај хармонијских компоненти и несиметричних услова напајања, као и прилагођавање оптимизационог поступка за поуздану идентификацију параметара у таквим условима. Овакво проширење омогућило би детаљнију анализу утицаја реалних услова напајања на радне карактеристике мотора, укључујући губитке, загревање, фактор снаге и механичку карактеристику, чиме би се додатно унапредила примењивост предложеног приступа у практичним погонским системима.

ЛИТЕРАТУРА

[1] D. Lindenmeyer, H. W. Dommel, A. Moshref, P. Kundur, An induction motor parameter estimation method, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 23, pp.251-262, 2001.

[2] G. F. V. Amaral, J. M. R. Baccarini, F. C. R. Coelho, L. M. Rabelo, A high precision method for induction machine parameters estimation from manufacturer data, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, pp.1226-1233, 2020.

[3] M. Ćalasan, M. Micev, Z. M. Ali, A. F. Zobaa, S. H. E. Abdel Aleem, Parameter estimation of induction machine single-cage and double-cage models using a hybrid simulated annealing-evaporation rate water cycle algorithm, *Mathematics*, vol. 8, pp. 1024, 2020.

[4] R. Natarajan, V. K. Misra, Parameter Estimation of Induction Motors Using a Spreadsheet Program on a Personal Computer, *Electric Power Systems Research*, vol. 16, pp. 157-164, 1989.

[5] M. H. Haque, Estimation of three-phase induction motor parameters, *Electric Power Systems Research*, vol. 26, pp. 187-193, 1993.

[6] S. Rajput, E. Bender, M. Averbukh, Simplified algorithm for assessment equivalent circuit parameters of induction motors, *IET Electric Power Applications*, vol. 14, pp. 426-432, 2020.

[7] S. Yamamoto, H. Hirahara, A. Tanaka, T. Ara, A simple method to determine double-cage rotor equivalent circuit parameters of induction motors from no-load and locked-rotor tests, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, pp. 273-282, 2018.

[8] J. M. C. Guimaraes, J. V. Bernardes, A. E. Hermeto, E. C. Bortoni, Parameter determination of asynchronous machines from manufacturer data sheet, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, pp. 689-697, 2014.

[9] M. Calin, F. Rezmerita, C. Ileana, M. Iordache, N. Galan, Performance Analysis of Three Phase Squirrel Cage Induction Motor with Deep Rotor Bars in Transient Behavior, *Electrical and Electronic Engineering*, vol. 2, pp. 11-17, 2012.

[10] E. Rachev, V. Petrov, V. Milenov, Determining the Equivalent Circuit Parameters of Three-Phase Induction Motor From the Manufacturer's Technical Data, *14th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF)*, Varna, Bulgaria, pp. 1-4, 2022.

[11] M. Averbukh, E. Lockshin, Estimation of the Equivalent Circuit Parameters of Induction Motors by Laboratory Test, *Machines*, vol. 9, pp. 340, 2021.

[12] G. B .Reddy, B. P. Muni, G. Poddar, Parameter Estimation and Self-Commissioning of High Power Induction Motor Drive: Importance with a Case Study, *IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*, Cochin, India, pp. 1-6, 2020.

[13] J. Pedra, F. Corcoles, Estimation of Induction Motor Double-Cage Model Parameters From Manufacturer Data, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, pp. 310-317, 2004.

[14] H. Chen, C. Bi, An effective method for determination and characteristic analysis of induction motor parameters, *IET Electric Power Applications*, vol. 16, pp. 605-615, 2022.

[15] Z. Masoumi, B. Moaveni, M. Khorshidi, J. Faiz, S. M. M. Gazafrudi, Experimental Parameter Estimation of Induction Motor Based on Transient and Steady-State Responses in Synchronous and Rotor Reference Frames, *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 37, pp. 145-152, 2020.

[16] M. Al-Ahmar, Estimation of Machine Model Parameters - Case Study, *International Journal of Instrumentation and Measurement*, vol. 4, pp. 38-44, 2019.

[17] R. Ching Wu, Y.W. Tseng, C. Yi Chen, Estimating Parameters of the Induction Machine by the Polynomial Regression, *Applied Sciences*, vol. 8, pp. 1073, 2018.

[18] K. Lee, S. Frank, P. K. Sen, L. G. Palese, M. Alahmad, C. Waters, Estimation of Induction Motor Equivalent Circuit Parameters from Nameplate Data, *2012 North American Power Symposium (NAPS)*, Champaign, IL, USA, pp. 1-6, 2012.

[19] M. H. Haque, Determination of NEMA design induction motor parameters from manufacturer data, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, pp. 997-1004, 2008.

[20] L. Monjo, H. K. Jafari, F. Corcoles, J. Pedra, Squirrel-Cage Induction Motor Parameter Estimation Using a Variable Frequency Test, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, pp. 550-557, 2014.

[21] L. Monjo, F. Corcoles, J. Pedra, Parameter estimation of squirrel-cage motors with parasitic torques in the torque-slip curve, *IET Electric Power Applications*, vol. 9, pp. 377-387, 2015.

[22] J. L. Zamora, A. G. Cerrada, On-line Estimation of the Stator Parameters in an Induction Motor using Only Voltage and Current Measurements, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, pp. 805-816, 2000.

[23] S. A. Al-Jufout, W. H. Al-Rousan, C. Wang, Optimization of induction motor equivalent circuit parameter estimation based on manufacturer's data, *Energies*, vol. 11, pp. 1792, 2018.

[24] **J. Vukašinović**, S. Štatkić, M. Milovanović, N. Arsić, B. Perović. Combined method for the cage induction motor parameters estimation using two-stage PSO algorithm, *Electrical Engineering*, vol. 105, pp. 2703-2714, 2023.

[25] **J. Vukašinović**, N. Mitrović, S. Štatkić, B. Banković, F. Filipović, Verification of the two Stage PSO Algorithm for Induction Motor Parameter Identification with offline Frequency Converter Identification Procedure, *XVII International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements (SAUM)*, Niš, Serbia, pp. 185-188, 2024.

[26] **J. Vukašinović**, S. Štatkić, N. Arsić, N. Mitrović, B. Perović, A. Jovanović, Improved Estimation Procedure of Cage Induction Motor Equivalent Circuit Parameters Based on Two-stage PSO Algorithm, *Energies*, vol. 18, pp. 1952, 2025.

[27] A. Nikranajbar, M. K. Ebrahimi, A. S. Wood, Parameter identification of a cage induction motor using particle swarm optimization, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 24, pp. 479-491, 2010.

[28] V.P. Sakthivel, R. Bhuvaneswari, S. Subramanian, An Improved Particle Swarm Optimization for Induction Motor Parameter Determination, *International Journal of Computer Applications*, vol. 1, pp. 62-67, 2010.

[29] V. P. Sakthivel, R. Bhuvaneswari, S. Subramanian, Multi-objective parameter estimation of induction motor using particle swarm optimization, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 23, pp. 302-312, 2010.

[30] H. R. Mohammadi, A. Akhavan, Parameter estimation of three-phase induction motor using hybrid of genetic algorithm and particle swarm optimization, *Journal of Engineering*, vol. 2014, pp. 1-6, 2014.

[31] **J. Vukasinović**, M. Milovanović, N. Arsić, J. Radosavljević, S. Štatkić, Parameters estimation of double-cage induction motors using a hybrid metaheuristic algorithm, *21st International Symposium INFOTEH-JAHORINA (INFOTEH)*, East Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, pp. 1-6, 2022.

[32] H. M. Emara, W. Elshamy, A. Bahgat, Parameter Identification of Induction Motor Using Modified Particle Swarm Optimization Algorithm, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008.)*, Cambridge, UK, pp. 841-847, 2008.

[33] M. G. Gonzalez, F. Jurado, I. Perez, Shuffled frog-leaping algorithm for parameter estimation of a double-cage asynchronous machine. *IET Electric Power Applications*, vol. 95, pp. 484-490, 2012.

[34] I. Perez, M. Gomez-Gonzalez, F. Jurado, Estimation of induction motor parameters using shuffled frog-leaping algorithm, *Electrical Engineering*, vol. 95, pp. 267-275, 2012.

[35] M. Aminu, A parameter estimation algorithm for induction machines using Artificial Bee Colony (ABC) optimization, *Nigerian Journal of Technology*, vol. 38, pp. 193-201, 2019.

[36] A. G. Abro, J. M. Saleh, Multiple-global-best guided artificial bee colony algorithm for induction motor parameter estimation, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 22, pp. 620-636, 2014.

[37] A. Bala, A. H. Adesupo, M. F. Ohemu, I. B. Kyariall, U. I. Zubairu, B. Muhammad, I. Uk. Parameters Identification of Induction Motor Using Bacterial Foraging Algorithm, *International Journal of Engineering and Applied Computer Science*, vol. 4, pp. 1-11, 2022.

[38] D. Oliva, S. Hinojosa, S. S. R. Martins, E. R. Esparza, N. O. Sanchez, M. A P. Cisneros, Improving the estimation of parameters in induction motors using an evolutionary computation algorithm, *2019 IEEE Latin American Conference on Computational Intelligence (LA-CCI)*, Guayaquil, Ecuador, pp. 1-6, 2019.

[39] **J. Vukasinović**, M. Milovanović, N. Arsić, J. Radosavljević, S. Štatkić, B. Perović, A. Jovanović, Parameter estimation of induction motors using wild horse optimizer, *IX International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETRAN*, Novi Pazar, Serbia, pp. 1-6, 2022.

[40] S. Emiroglu, Parameter Estimation of Induction Motors using Hybrid GWO-CS Algorithm, *Sakarya University Journal of Science*, vol. 27, pp. 361-369, 2023.

[41] V.P. Sakthivel, R. Bhuvaneswari, S. Subramanian, Artificial immune system for parameter estimation of induction motor, *Expert Systems with Applications*, vol. 37, pp. 6109-6115, 2010.

[42] M. I. Abdelwanis, R. A. Sehiemy, M. A. Hamida, Hybrid optimization algorithm for parameter estimation of poly-phase induction motors with experimental verification, *Energy and AI*, vol. 5, pp. 1-32, 2021.

[43] R. M. Rizk-Allah, M. I. Abdelwanis, R. A. El-Sehiemy, A. S. Abd-Elrazek, An interior search algorithm based on chaotic and crossover strategies for parameter extraction of polyphase induction machines, *Neural Computing & Applications*, vol.35, pp. 6647-6664, 2023.

[44] M. Aminu, M. Abana1, S. W. Pallam1, P. K. Ainah, Nonintrusive Method for Induction Motor Equivalent Circuit Parameter Estimation using Chicken Swarm Optimization (CSO) Algorithm, *Nigerian Journal of Technological Development*, vol. 18, pp. 21-29, 2021.

[45] M. M. Elkholy, E. A. El-Hay, A. A. El-Fergany, Synergy of electrostatic discharge optimizer and experimental verification for parameters estimation of three phase induction motors, *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 31, pp. 101067, 2022.

[46] N. Makedonski, Parameters estimation of the full equivalent circuit of an induction motor, by using simple measurements and covariance matrix adaptation evolution strategy, *11th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF)*, Varna, Bulgaria, pp. 1-6, 2019.

[47] A. Accetta, F. Alonge, M. Cirrincione, F. D'Ippolito, M. Pucci, A. Sferlazza, GA-Based Off-Line Parameter Estimation of the Induction Motor Model Including Magnetic Saturation and Iron Losses, *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 135-147, 2020.

[48] Z. Danin, A. Sharma, M. Averbukh, A: Meher, Improved moth flame optimization approach for parameter estimation of induction motor, *Energies*, vol. 15, pp. 8834, 2022.

[49] S. Choudhary, T. K. Bera, Elephant Herding Optimization (EHO) Based Parameters Estimation of Induction Machine Considering the Nonlinear Core-Loss Model, *IEEE 1st International Conference for Convergence in Engineering (ICCE)*, Kolkata, India, pp.1-5, 2020.

[50] K. G. Simba, F. L. Quilumba, N. V. Granda, Parameter Estimation of a Three-Phase Induction Motor from Direct Starting Stator Transient Measurements, *2020 IEEE ANDESCON*, Quito, Ecuador, pp.1-5, 2020.

[51] A. Rezaee, S. M. M. Hoseini, Parameter Identification of Induction Motor by Using Cooperative-Coevolution and a Nonlinear Estimator, *Automatic Control and Computer Sciences*, vol. 53, pp. 408-418, 2019.

[52] J. J. Guedes, M. F. Castoldi, A. Goedtel, C. M. Agulhari, D. S: Sanches, Parameters estimation of three-phase induction motors using differential evolution, *Electric Power Systems Research*, vol. 154, pp. 204-212, 2018.

[53] A. I. Canakoglu, A. G. Yetgin, H. Temurtas, M. Turan, Induction motor parameter estimation using metaheuristic methods, *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 22, pp. 1177-1192, 2014.

[54] M. A. Jirdehi, A. Rezaei, Parameters estimation of squirrel-cage induction motors using ANN and ANFIS, *Alexandria Engineering Journal*, vol. 55, pp. 357-368, 2016.

[55] J. R. Marques, I. F. Machado, J. R. Cardoso, Induction Motor Parameter Determination Using the Harmony Search Algorithm to Power, Torque and Speed Estimation, *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Montreal, QC, Canada, pp.1835-1840, 2012.

[56] E. Molsa, L. Tiitinen, S. E. Saarakkala, L. Peretti, M. Hinkkanen, Standstill Identification of an Induction Motor Model Including Deep-Bar and Saturation Characteristics, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, pp. 4924-4932, 2021.

[57] I. Sanchez, P. Pillay, Sensitivity analysis of induction motor parameters, *Proceedings of SOUTHEASTCON '94*, Miami, FL, USA, pp. 50-54, 1994.

[58] Rajinder, M. Sreejeth, M. Singh, Sensitivity analysis of induction motor performance variables, *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, Delhi, India, pp. 1-6, 2016

[59] S. Ansuj, F. Shokooh, R. Schinzinger, Parameter estimation for induction machines based on sensitivity analysis, Record of Conference Papers, *Industrial Applications Society 35th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference*, Dallas, TX, USA, pp. 35-40, 1988.

[60] L. Khaldi, K. Iffouzar, K. Ghedamsi, D. Aouzellag, Performance Analysis of Five-Phase Induction Machine under Unbalanced Parameters, *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, vol. 52, pp. 516-526, 2019.

[61] **J. Vukašinović**, S. Štatkić, M. Milovanović, B. Perović, A. Jovanović, Sensitivity Analysis of the Induction Motor's Torque-Speed Characteristic towards Equivalent Circuit Parameters Variations, *29th International Conference on Information Technology (IT)*, Žabljak, Montenegro, pp. 1-6, 2025.

[62] M. Alamar, Sensitivity Analysis in Simultaneous State/Parameter Estimation for Induction Motors, *International Journal of Control*, vol. 75, pp. 753-758, 2002.

[63] R. Kumar, S. Das, Eigenvalue-based relative parameter sensitivity analysis for optimised performance of sensorless induction motor drives, *IET Electric Power Applications*. vol. 10, pp. 723-734, 2020.

[64] A. Shiri, A. Vahedi, A. Shoulaie, The effect of parameter variations on the performance of indirect vector controlled induction motor drive, *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Shanghai, China, pp. 1-6, 2006.

[65] M. Torrent, B. Blanque, Influence of Equivalent Circuit Resistances on Operating Parameters on Three-Phase Induction Motors with Powers up to 50 kW, *Energies*, vol. 14, pp. 7130, 2021.

[66] C. S. Indulkar, K. Ramalingam, Sensitivity Analysis of Induction Motor Performance, *Electrical India*, vol. 47, pp. 1-7, 2007.

[67] P. Hatos, A. Fodor, A. Mayar, Parameter Sensitivity Analiysis of an Induction Motor, *Hungarian Journal of Industrial Chemistry Veszprem*, vol. 39, pp. 157-161, 2011.

[68] C. Bastiaensen, W. Deprez, W. Symens, J. Driesen, Parameter Sensitivity and Measurement Uncertainty Propagation in Torque-Estimation Algorithms for Induction Machines, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, pp. 2727-2732, 2008.

[69] K. T. Kampisios, Electrical Machines Parameter Identification Using Genetic Algorithms, Doctoral dissertation, University of Nottingham, Nottingham, 2009.

[70] E. Bajrektarevic, Parameter identification of induction motor using a genetic algorithm, Doctoral dissertation, West Virginia University, Morgantown, West Virginia, 2002.

[71] Y. Abdel-Rehim, Parameter identification of induction motor, Doctoral dissertation, West Virginia University, Morgantown, West Virginia, 2015.

[72] S. B. Rengarajan, A Method for Parameter Estimation and System Identification for Model Based Diagnostics, Doctoral dissertation, The University of Texas at Austin, Austin, 2010.

[73] S.M. N. Hasan, Hybrid Electric Vehicle Powertrain: on-line Parameter Estimation of an Induction Motor Drive and Torque Control of a pm BLDC Starter-Generator, Doctoral dissertation, University of Akron, Akron, 2008.

[74] B. Karanayil, Parameter identification for vector controlled induction motor drives using artificial neural networks and fuzzy principles, Doctoral dissertation, The University of New South Wales, Sydney, 2005.

[75] K. Wang, A Methodology for Solving the Equations Arising in Nonlinear Parameter Identification Problems: Application to Induction Machines, Doctoral dissertation, University of Tennessee, Knoxville, 2005.

[76] M. Li, Differential -Algebraic Approach to Speed and Parameter Estimation of the Induction Motor, Doctoral dissertation, University of Tennessee, Knoxville, 2005.

[77] P. T. Huynh, Parameter Estimation for Single-phase Induction Motor from Transient Measurements, Doctoral dissertation, University of Illinois at Urbana, Urbana, 2016.

[78] H. T. Yazdi, Real time parameter determination of three phase induction motors and its applications in an on-line electronic machineless dynamometer with synthetic loading facility, Doctoral dissertation, The University of New South Wales, Sydney, 1996.

[79] F. Duan, Induction Motor Parameters Estimation and Faults Diagnosis using Optimisation Algorithms, Doctoral dissertation, The University of Adelaide, Adelaide, 2014.

[80] Ç. H. Özyurt, Parameter and Speed Estimation of Induction Motors from Manufacturers data and Measurements, Doctoral dissertation, The Middle East Technical University, Ankara, 2005.

[81] N. Z. Popov, Određivanje temperature i otpornosti namotaja rotora asinhrone mašine na osnovu analize statorskih napona i struja, Doktorska Disertacija, Univerzitet u Beogradu, Beograd, 2015.

[82] I. Kiralj, Proširena Teorija Prostornih Vektora za Određivanje Parametara Ekvivalentne Šeme Asinhronih Mašina, Doktorska Disertacija, Univerzitet u Novom Sadu, Novi Sad, 2016.

[83] S. Štatkić, M. Bebić, L. Ristić, B. Jeftinić, ПРАКТИКУМ ЗА ПРИМЕНУ ЕНЕРГЕТСКИ ЕФИКАСНИХ КАВЕЗНИХ АСИНХРОНИХ МОТОРА У ЕЛЕКТРОМОТОРНИМ ПОГОНИМА, Kosovska Mitrovica, Srbija, 2016.

[84] M. A. Masadeh, P. Pillay, Induction Machine Parameters Determination and the Impact of Stator/Rotor Leakage Split Ratio on Its Performance, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, pp. 5291-5301, 2020.

[85] IEEE Std. 112, IEEE Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators, New York, 2004.

[86] NEMA MG-1: Motors and Generators, National Electrical Manufacturers Association, Rosslyn, Virginia, 2009.

[87] A. Marfoli, M. Di Nardo, M. Degano, C. Gerada, W. Chen, Rotor Design Optimization of Squirrel Cage Induction Motor - Part I: Problem Statement, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, pp. 1271-1279, 2021.

[88] MotSize 7.1.1, ABB, https://new.abb.com/motors-generators/iec-low-voltage-motors/drivesize-motsize.

[89] IEC Low Voltage Induction Motors 400V 50 Hz, Motors for all applications, https://www.bing.com/search?q=iec%20lov%20voltage%20induction%20motors%20400V%2050%20Hz%20pdf&qs=n&form=QBRE&sp=-1&lq=0&pq=iec%20lov%20voltage%20induction%20motors%20400v%2050%20hz%20pdf&sc=12-47&sk=&cvid=611DCF6BD0974A24A16A23EBDB5FD98E.

[90] ABB High Voltage Induction Motors, Technical catalogue, https://www.matrix-group.su/content/files/ABB/BB_catalog_ENG.pdf.

[91] IEC Std. 60072-1, IEC Rotating Electrical Machines-Dimensions and Output Series, Geneva, 2022.

[92] P. J. Bickel, K. A. Doksum, Mathematical Statistics: Basic Ideas and Selected Topics, Chapman and Hall/CRC, New York, 2015.

[93] Operating Guide VLT Automation Drive FC 301/302, https://files.danfoss.com/download/Drives/MG33AT02.pdf.

[94] Facts Worth Knowing about AC Drives, https://assets.danfoss.com/documents/latest/242341/AV446558536912en-000101.pdf

[95] 1LE1001-1AB434 certificate https://www.scribd.com/document/756511303/1LE1001-1AB434-certificate-2-2-3

[96] D. C. Montgomery, G. C. Runger, Applied Statistics and Probability for Engineers, General & Introductory Industrial Engineering, United States of America, 2018.

[97] M. Merkle, Verovatnoća i statistika: za inženjere i studente tehnike, 4. dopunjeno i izmenjeno izdanje, Akademska misao, Beograd, 2020.

[98] R. Fletcher, Practical Methods of Optimization, John Wiley and sons, New York, NY, 2000.

[99] J. Pearl, Heuristics: Intelligent Search Strategies for Computer Problem Solving, Addison Wesley, Boston, MA, 1984.

[100] S. Edelkamp, S. Schroedl, Heuristic Search: Theory and Applications, Morgan Kaufmann, Burlington, MA, 2011.

[101] J. Kennedy, R. Eberhart, Particle Swarm Optimization, *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks*, Perth, WA, Australia, pp. 1942-1948, 1995.

[102] J. Kennedy, The Particle Swarm: Social adaptation of knowledge, *Proceedings of the IEEE International Conference on Evolutionary Computation (ICEC '97)*, Indianapolis, IN, USA, pp. 303-308, 1997.

[103] Y. Shi, R. Eberhart, A modified particle swarm optimizer, *IEEE International Conference on Evolutionary Computation Proceedings, IEEE World Congress on Computational Intelligence*, Anchorage, AK, USA, pp. 69-73, 1998.

[104] Y. Shi, R. Eberhart, Parameter selection in particle swarm optimization, *Evolutionary Programming VII*, New York, NY, pp. 591-600, 1998.

[105] F. Marini, B. Walczak, Particle swarm optimization (PSO), *A tutorial, Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, vol. 149, pp. 153-165, 2015.

[106] A. Engelbrecht, Particle swarm optimization: velocity initialization, *Proceedings of the IEEE Congress on Evolutionary Computation*, New York, NY, pp. 1-8, 2012.

[107] M.Clerc, J. Kennedy, The particle swarm: explosion stability and convergence in a multi-dimensional complex space, *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 20, pp. 1671-1676, 2002.

[108] J.C. Bansal, P.K. Singh, M. Saraswat, A. Verma, S. Singh Jadon, A. Abraham, Inertia weight strategies in particle swarm optimization, *Proceedings of the Third World Congress on Nature and Biologically Inspired Computing*, NewYork, NY, pp. 640-647, 2011.

[109] R. Eberhart, Y. Shi, Tracking and optimizing dynamic systems with particle swarms, *Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation*, New York, NY, pp. 94-100, 2001.

[110] J. Xin, G. Chen, Y. Hai, A particle swarm optimizer with multistage linearly decreasing inertia weight, *Proceedings of the International Joint Conference on Computational Sciences and Optimization*, New York, pp. 505-508, 2009.

[111] M. S. Arumugam, M. V. C. Rao, On the performance of the particle swarm optimization algorithm with various inertia weight variants for computing optimal control of a class of hybrid systems, *Discrete Dynamics in Nature and Society*. vol.2006, pp. 1-17, 2006.

[112] Y. Feng, G.F. Teng, A.X. Wang, Y.M. Yao, Chaotic Inertia Weight in Particle Swarm Optimization, *Second International Conference on Innovative Computing, Information and Control*, New York, NY, pp. 475, 2007.

[113] M. Clerc, Particle Swarm Optimization, e-Book, Wiley-ISTE, London, UK, 2006.

[114] C. Yang, W. Gao, N. Liu, C. Song, Low-discrepancy sequence initialized particle swarm optimization algorithm with high-order nonlinear time-varying inertia weight, *Applied Soft Computing*, vol. 29, pp. 386-394, 2015.

[115] M.Clerc, The swarm and the queen: Towards a deterministic and adaptive particle swarm optimization, *Proceedings of the 1999 Congress on Evolutionary Computation-(CEC99)*, Washington, DC, USA, pp. 1957, 1999.

[116] R. Eberhart, Y. Shi, Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization, *Proceedings of the 2000 Congress on Evolutionary Computation*, La Jolla, CA, USA, pp. 84-88, 2000.

[117] Z. Li-ping, Y. Huan-jun, H. Shang-xu, Optimal choice of parameters for particle swarm optimization, *Journal of Zhejiang University-Science*, vol. 6, pp. 528-534, 2005.

[118] A. Ratnaweera, S. K. Halgamuge, H. C. Watson, Self-organizing hierarchical particle swarm optimizer with time-varying acceleration coefficients, *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 8, no. 3, pp. 240-255, 2004.

[119] S. Raychaudhuri, Introduction to Monte Carlo simulation, *2008 Winter Simulation Conference*, Miami, FL, USA, pp. 91-100, 2008.

[120] J. Li, Study of Monte Carlo Simulation: Principles, Methods, and Applications, *Highlights in Science Engineering and Technology*, vol. 140, pp. 42-51, 2025.

[121] M. Amelin, Monte Carlo Simulation in Engineering, KTH Royal Institute of Technology Electric Power Systems, Stockholm, 2013.

[122] R. Y. Rubinstein, D. P. Kroese, Simulation and the Monte Carlo method, Hoboken, John Wiley & Sons, New Jersey, 2017.

[123] S. K. Park, K. W. Miller, Random number generators: Good ones are hard to find, *Communications of the ACM*, vol. 31, pp. 1192-1210, 1988.

[124] M. Matsumoto, T. Nishimura, Mersenne Twister: A 623-Dimensionally Equidistributed Uniform Pseudo-Random Number Generator, *ACM Transactions on Modeling and Computer Simulation (TOMACS)*, vol. 8, pp. 3-30, 1998.

ПРИЛОГ А: ОПТИМИЗАЦИЈА РОЈЕМ ЧЕСТИЦА (PSO)

Основе метахеуристике

Метахеуристичке методе представљају савремену технику за решавање сложених оптимизационих проблема. Ове методе не траже апсолутно најбоље решење, већ имају за циљ да у разумном времену пронађу приближно оптимално решење које је довољно добро за практичну примену. Ове методе су нарочито ефикасне у случајевима са великим простором претраге, у присуству нелинеарности модела или када је потребно истовремено оптимизовати више међусобно супротних циљева.

Метахеуристичке методе се све више користе за идентификацију параметара еквивалентне шеме асинхроног мотора због својих значајних предности у односу на традиционалне аналитичке и експерименталне приступе. Главни разлог за то представља сложен и нелинеаран математички модел асинхроног мотора.

Основни појмови оптимизације

У научном контексту, појам оптимизација односи се на процес идентификације најбољег решења (према једном или више дефинисаних критеријума) из скупа могућих алтернатива [98]. Математички, процес оптимизације се најчешће формулише преко параметризоване функције (f), при чему се оптимизација своди на проналажење вредности параметара који минимизују или максимизују ову функцију. Ако је функција (f) (критеријумска функција), која зависи од (D) параметара, дефинисана са [98]:

$$f : \mathbb{R}^D \rightarrow \mathbb{R}, \tag{A.1}$$

задатак максимизације се своди на проналажење оптималних вредности ($\boldsymbol{x}_{opt}$) уз услов:

$$f\left(\mathrm{x}_{\mathrm{opt}}\right) \geq f\left(\mathrm{x}\right),\ \forall \mathrm{x} \in \mathbb{R}^D. \tag{A.2}$$

Простор $\mathbb{R}^D$ у коме се дефинише функција, назива се простор претраге или параметарски простор, а свака тачка у том простору, одређена вектором координата ($\mathbf{x}$), представља могуће решење проблема. Вектор ($\mathbf{x}_{\text{opt}}$) представља оптимално решење, тј. решење које даје највећу или најмању вредност функције (f). Ова вредност представља меру квалитета решења у односу на постављени задатак.

Максимизација критеријумске функције је релативно једноставна када је (f) позната у аналитичком облику и диференцијабилна у свим тачкама. Међутим, у практичним проблемима ови услови најчешће нису испуњени. Критеријумска функција је често дефинисана имплицитно, а понекад није ни диференцијабилна у свим тачкама домена. У таквим случајевима задатак оптимизације своди се на опсежну претрагу параметарског простора, која обухвата итеративно испитивање различитих могућих решења, све док се не пронађе оно које даје најповољнији резултат [99, 100].

Основни концепт PSO алгоритма

Алгоритам оптимизације ројем честица први су представили *James Kennedy* и *Russell Eberhart* 1995. године у свом научном раду „*Particle Swarm Optimization*" [101]. Овај алгоритам инспирисан је феноменом колективне интелигенције, односно способношћу група да решавају проблеме и доносе одлуке на основу понашања појединаца и њихове интеракције. Посебан модел инспирације била је формација птица у јату које се крећу у потрази за храном или безбедним простором, као и понашање риба које синхронизовано пливају у групи ради заштите и оријентације. Ова јата функционишу без централне контроле, тј. свака јединка самостално доноси одлуке на основу локалних информација, као што су положај и правац кретања најближих јединки. Овај принцип колективне интелигенције пресликан је у рачунарски алгоритам, где свака честица (јединка), дефинисана својом позицијом и брзином у простору представља потенцијално решење проблема. Током итеративног процеса оптимизације свака честица ажурира своју позицију узимајући у обзир како сопствено најбоље решење до тада, тако и најбоље решење целокупне популације.

Принцип рада PSO алгоритма

Рад PSO алгоритма започиње иницијализацијом популације која се састоји од насумично изабраних решења. Свака честица се поставља на случајну позицију $x_i(0)$ унутар дефинисаног простора претраге и добија почетну брзину $v_i(0)$, такође, одабрану насумично. Простор претраге ограничен је у интервалу ($x_{\min} \leq x_i \leq x_{\max}$), док је кретање честица ограничено брзином унутар опсега ($v_{\min} \leq v_i \leq v_{\max}$), како би се очувала стабилност и валидност добијених решења. У наредној итерацији (t+1) брзина сваке честице се ажурира према следећем изразу [101, 102]:

$$\mathbf{v}_i(t+1) = \mathbf{v}_i(t) + c_1 r_1 \left(\mathbf{pbest}_i(t) - \mathbf{x}_i(t)\right) + c_2 r_2 \left(\mathbf{gbest}(t) - \mathbf{x}_i(t)\right), \tag{A.3}$$

где су:

$\boldsymbol{v}_i(t)$ - брзина честице i без других утицаја;

$\boldsymbol{x}_i(t)$ - тренутна позиција честице i, тј. тренутно решење;

r_1, r_2 - случајне вредности из интервала [0, 1] које обезбеђују стохастичку природу алгоритма;

c_1, c_2 - коефицијенти утицаја когнитивне компоненте (утицај искуства честице) и социјалне компоненте (утицај искуства целог роја);

$\mathbf{pbest}_i(t)$ - најбоља позиција коју је честица i достигла у итерацији t;

$\mathbf{gbest}(t)$ - најбоља позиција целог роја у итерацији t.

Као што се може видети из једначине (A.3) брзина честица састоји се од три дела:

- $\boldsymbol{v}_i(t)$ - инерција или претходна брзина честице, спречава честицу да нагло промени правац кретања, тако што памти информације о претходном правцу кретања честице;
- $c_1 r_1(\mathbf{pbest}_i(t) - \boldsymbol{x}_i(t))$ - когнитивна компонента, представља тежњу честице да се врати на своје претходно пронађено најбоље решење;
- $c_2 r_2(\mathbf{gbest}(t) - \boldsymbol{x}_i(t))$ - социјална компонента, представља тежњу честице да се приближи најбољем решењу целог роја (или локалног окружења честице, у зависности од тога да ли је у питању глобални или локални PSO).

Уколико се у једначини (A.3) изоставе когнитивна и социјална компонента, честице ће наставити да се крећу истом брзином у истом правцу све док не погоде границе претраживачког простора. У том случају, PSO алгоритам ретко проналази прихватљиво решење, осим ако се оно не налази на њиховим путањама кретања, што је мало вероватно. Ако се пак изостави претходна брзина, честице више не памте информације о претходном кретању, и њихова брзина зависи само од њихове тренутне и најбоље позиције у популацији, па ће се све честице кретати ка средишту између своје најбоље и глобално најбоље позиције. Честица која има најбољу глобалну позицију се неће померати све док нека друга честица не преузме ту улогу. Овакво понашање доводи до тога да све честице постепено конвергирају ка једној тачки, што значи да простор претраге постаје све мањи и личи на локалну претрагу. У том случају PSO може пронаћи решење само ако се глобални оптимум налази у почетном простору претраге. Крајње решење ће у великој мери зависити од иницијалне популације, па је алгоритам без претходне брзине више склон понашању карактеристичном за локалну претрагу. Уважавањем претходне брзине у једначини (A.3), честице стичу способност да истражују нове области и проширују простор претраге, што побољшава глобалну претрагу. Зато је важно ускладити глобалну и локалну претрагу у складу са задатим проблемом [103, 104].

Позиција честице у следећој итерацији (t+1) ажурира се према следећем изразу:

$$\mathbf{x}_i(t+1) = \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{v}_i(t+1)\,. \tag{A.4}$$

У току итеративног процеса, памте се најбоље позиције које су честице посетиле. Најбоља позиција појединачне честице (i), као и глобално најбоља позиција целог роја, представљају се у облику вектора:

$$\mathbf{pbest}_i(t) = \left[\, pbest_i^1(t), \ldots, pbest_i^k(t), \ldots, pbest_i^n(t) \right], \tag{A.5}$$

$$\mathbf{gbest}(t) = \left[\, gbest^1(t), \ldots, gbest^k(t), \ldots, gbest^n(t) \right]. \tag{A.6}$$

Вредности $\mathbf{pbest}_i(t)$ и $\mathbf{gbest}(t)$ се ажурирају на основу резултата критеријумске функције i-те честице $f(\boldsymbol{x}_i)$. Ако нова позиција честице доведе до бољег решења, $\mathbf{pbest}_i$ се ажурира према следећој једначини:

$$\mathbf{pbest}_i(t+1) = \begin{cases} \mathbf{pbest}_i(t) \text{ ако је } f\left(\mathbf{x}_i\left(t+1\right)\right) \geq f\left(\mathbf{pbest}_i\left(t\right)\right), \\ \mathbf{x}_i\left(t+1\right) \text{ ако је } f\left(\mathbf{x}_i\left(t+1\right)\right) < f\left(\mathbf{pbest}_i\left(t\right)\right). \end{cases} \tag{A.7}$$

Глобално најбоље решење се одређује као минимум од свих **pbest** вредности:

$$\mathbf{gbest}(t+1) = \arg\min f\left(\mathbf{pbest}_i(t+1)\right). \tag{A.8}$$

Итеративни процес описан једначинама (A.3) и (A.8) понавља се све док се не испуни неки од критеријума заустављања, нпр. достизање задатог броја итерација, достизање унапред дефинисане вредности критеријумске функције, или достизање задатог времена претраге.

Иницијализација PSO алгоритма

С обзиром на то да је PSO итеративни алгоритам, неопходна је иницијална процена положаја и брзина честица. Начин на који се ова два параметра иницијализују значајно утиче на вероватноћу да честице „прелете” границе простора претраге, што директно утиче на конвергенцију алгоритма и квалитет добијеног решења.

Иницијализација положаја честица

У литератури постоји општа сагласност да је најбољи приступ иницијализације положаја честица, онај који омогућава њихову што равномернију расподелу унутар простора претраге [105, 106]:

$$\mathbf{x}_i(0) \sim U(\mathbf{x}_{i,\min}, \mathbf{x}_{i,\max}), \tag{A.9}$$

где су ($x_{i,min}$) и ($x_{i,max}$) доња и горња граница простора претраге, док (U) представља униформну расподелу. Такав избор обезбеђује добру почетну

покривеност параметарског простора и побољшава способност алгоритма за истраживањем, што као резултат има убрзану конвергенцију решења [105, 106].

Иницијализација брзина честица

Иницијализација брзина честица и даље представља отворено питање и тему истраживања. Најчешће се препоручује да се и брзине, као и положаји честица, иницијализују случајним вредностима из униформне расподеле која обухвата целокупан домен простора претраге, у складу са једначином (A.9). Иако овај приступ обезбеђује већу почетну разноликост роја, услед утицаја инерцијалне компоненте и већих почетних корака он може повећати ризик од преласка граница простора претраге, што може довести до дивергенције алгоритма, такозване „експлозије брзине" [106, 107].

У циљу ублажавања овог проблема, у литератури је предложен низ модификација основне верзије PSO алгоритма. Једно од решења које наводе аутори рада [106] јесте иницијализација брзина на нулу или на веома мале случајне вредности. Овим приступом задржава се способност алгоритма за истраживање, која је већ обезбеђена пажљивим одабиром почетних положаја у складу са једначином (A.9). Једна од најчешће коришћених модификација за избегавање дивергенција роја услед „експлозије" брзине је увођење тежинског коефицијента инерције (w) (енг. *inertia weight*), којим се контролише утицај претходне брзине честице на њену тренутну брзину, што директно утиче на однос између глобалне и локалне претраге у оквиру алгоритма. Сходно томе, израз за ажурирање брзине честица модификује се на следећи начин [103-107]:

$$\mathbf{v}_i(t+1) = w(t)\mathbf{v}_i(t) + c_1 r_1 \left(\mathbf{pbest}_i(t) - \mathbf{x}_i(t)\right) + c_2 r_2 \left(\mathbf{gbest}(t) - \mathbf{x}_i(t)\right). \tag{A.10}$$

Овај израз показује да веће вредности коефицијента инерције подстичу глобалну претрагу омогућавајући честицама да истражују нове области простора решења. Супротно томе, мање вредности овог коефицијента омогућавају прецизније локално претраживање унутар ограниченог простора [104].

Shi и *Eberhart* [103] су у почетној верзији PSO алгоритма увели коефицијент инерције као константну вредност. Међутим, каснија истраживања су показала да динамичко прилагодљиви коефицијент инерције може значајно побољшати особине конвергенције PSO алгоритма [108-112]. Посебно се као веома ефикасна издвојила стратегија линеарно опадајућег коефицијента инерције [110], која доприноси већој ефикасности и бољим перформансама. Према експерименталним резултатима, опсег вредности коефицијента инерције од $w_{\max}$ = 0,9 до $w_{\min}$ = 0,4 даје веома добре резултате. Ипак, иако ова стратегија омогућава достизање глобалног оптимума, често се дешава да се алгоритам заглави у локалном оптимуму, посебно у случају функција са више екстрема. Компаративна анализа спроведена у раду [108] показала је да случајна промена коефицијента инерције води бржој конвергенцији, док хаотично опадајући коефицијент обезбеђује најстабилније резултате, са најнижом просечном грешком у серији од 30 симулација. Ипак, стратегије са константном и линеарно опадајућом вредношћу коефицијента инерције у пракси су се показале као оне које доводе до најмањих укупних грешака.

Поред ових приступа, у [113, 114] истраживане су сложеније стратегије промене коефицијента инерције, као што су квадратна, асимптотска и експоненцијална функција. Квадратна промена омогућава постепено и контролисано смањење коефицијента инерције током итерација, што доприноси бољем балансу између глобалног и локалног претраживања. Асимптотска стратегија обезбеђује стабилно и уједначено смањење, при чему се вредност коефицијента приближава минималној вредности без њеног прекорачења. Експоненцијалне стратегије теже брзој конвергенцији у почетној фази оптимизације и често укључују стохастичке елементе како би се повећала робусност алгоритма и смањила вероватноћа заглављивања у локалном оптимуму. Преглед најчешће коришћених стратегија динамичког подешавања коефицијента инерције приказан је у Табели А.1.

Табела А.1. Динамичке стратегије прилагођавања коефицијента инерције [105]

Коефицијент инерције	Израз	Референца
константна вредност	$w(t) = w = const$	[103]
случајна вредност	$w(t) = 0.5 - \frac{r}{2},\ \ r \in U(0,\ 1)$	[109]
линеарно опадајући	$w(t) = w_{\max} - \frac{(w_{\max} - w_{\min})t}{t_{\max}}$	[110]
глобално-локални	$w_{ij}(t) = 1.1 - \frac{\mathbf{pbest}_i(t)}{\mathbf{gbest}(t)}$	[111]
хаотично опадајући	$w(t) = (w(0) - w(t_{\max}))\left(\frac{t_{\max} - t}{t_{\max}}\right) + w(t_{\max})z,$ $z = 4r(1-r),\ r \in U(0,\ 1)$	[112]
хаотично случајни	$w(t) = 0.5r_1 + 0.5z,$ $z = 4r_2(1-r_2),\ \ r_1, r_2 \in U(0,\ 1)$	[112]
нелинеарни (квадратни)	$w(t) = w_{\min} + (w_{\max} - w_{\min})\frac{(t_{\max} - t)^2}{t_{\max}^2}$	[113]
асимптотски	$w(t) = w_{\min} + (w_{\max} - w_{\min})e^{-\lambda t},\ \lambda \in R$	[113]
експоненцијални	$w(t) = w_{\max} - (w_{\max} - w_{\min})\left(\frac{t}{t_{\max}}\right)^{\frac{1}{\pi^2}}$	[114]

Друга често коришћена модификација за избегавање дивергенција роја услед „експлозије” брзине је такозвано ограничење брзине (енг. *velocity clamping*), које подразумева дефинисање максималне брзине сваке честице, са циљем спречавања њеног кретања предалеко изван граница простора претраге. У складу с тим, у алгоритам се уводи праг брзине [105]:

$$\begin{aligned} &\mathbf{v}_i(t+1) > \mathbf{v}_{\max}, \quad \rightarrow \mathbf{v}_i(t+1) = \mathbf{v}_{\max} \\ &\mathbf{v}_i(t+1) < -\mathbf{v}_{\max}, \quad \rightarrow \mathbf{v}_i(t+1) = -\mathbf{v}_{\max} \end{aligned}, \tag{A.11}$$

где је $v_i(t+1)$ компонента брзине i-те честице у $(t+1)$-вој итерацији алгоритма, а $v_{\max}$ представља максималну апсолутну вредност брзине дозвољену у параметарском простору.

Према једначини (A.3) максимално дозвољена брзина делује као ограничење које контролише максималну могућу глобалну претрагу коју PSO може извршити. Сходно томе, ако се $v_{\max}$ постави на сувише малу вредност глобална претрага се ограничава, чиме PSO алгоритам све више тежи локалном претраживању, без обзира на вредност коефицијента инерције. Са друге стране, постављањем $v_{\max}$ на високе вредности, PSO добија шири опсег претраживања, а ниво глобалне претраге се тада може подешавати коефицијентом инерције [104].

Ради побољшања конвергенције PSO алгоритма, *Clerc* је у својим радовима [107, 115] предложио увођење фактора сужења у једначини за ажурирање брзине честица. Овај фактор је дефинисан следећим изразом:

$$\chi = \begin{cases} \dfrac{2k}{\varphi - 2 + \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}}, & \varphi > 4 \\ k, & \varphi < 4 \end{cases}, \tag{A.12}$$

где је k позитивна константа, а φ збир когнитивног и социјалног коефицијента $\varphi = c_1 + c_2$.

Једначина за ажурирање брзине честица има следећи облик:

$$\mathbf{v}_i(t+1) = \chi\left(\mathbf{v}_i(t) + c_1 r_1(\mathbf{pbest}_i(t) - \mathbf{x}_i(t)) + c_2 r_2(\mathbf{gbest}(t) - \mathbf{x}_i(t))\right). \tag{A.13}$$

Clerc између осталог описује, начин избора вредности параметара w, c_1 и c_2 тако да се обезбеди конвергенција. Правилним избором ових вредности елиминише се потреба за ограничавањем вредности v_i у опсегу $[-v_{\max}, v_{\max}]$.

Аутори рада [116] су упоредили перформансе роја који користи ограничење максималне брзине $v_{\max}$ са ројем који користи само фактор сужења. Њихови резултати показали су да фактор сужења, без ограничења брзине, обично доводи до брже конвергенције. Међутим, на неким тест функцијама алгоритам са фактором сужења није успео да достигне задати ниво грешке у оквиру дозвољеног броја итерација, јер су се честице превише удаљавале од подручја претраге. Да би ублажили овај ефекат, применили су и ограничење брзине у имплементацији са фактором сужења, тако што су максималну брзину ограничили на вредност $v_{\max}$ =

x_{max}. Ова стратегија је побољшала резултате у скоро свим случајевима како у брзини конвергенције, тако и у тачности решења.

Надовезујући се на радове [115, 116], аутори рада [117] предлажу увођење коефицијента пропорционалности у изразу за максималну брзину: $v_{max} = \gamma \cdot x_{max}$, при чему параметар γ узима вредности из интервала $0.001 \leq \gamma \leq 1$. Поред тога, препоручују и подешавање параметра (φ) у границама $4 \leq \varphi \leq 4.4$, са кораком повећања од 0.01. У [105] предложена је следећа једначина за одређивање максималне вредности брзине кретања честица:

$$v_{max} = k \cdot \frac{x_{max} - x_{min}}{2}, \tag{A.14}$$

коефицијент k узима вредности из интервала $0.001 \leq k \leq 1$.

Избор коефицијената c_1 и c_2

Према једначини (A.3), когнитивни и социјални коефицијент c_1 и c_2 битно утичу на кретање честица, јер се помоћу њих дефинише однос између утицаја сопственог искуства честице и искуства целе популације. Бројна истраживања [101-115] бавила су се анализом ових параметара и њиховим утицајем на путање кретања честица и особине конвергенције алгоритма. Показано је да веће вредности ових коефицијената доводе до чешћих осцилација честица око оптимума, док мање вредности резултују мирнијим, синусоидним кретањем. Вредности ових коефицијената се обично крећу у границама $0 \leq c_1, c_2 \leq 2$, при чему се најчешће узимају као једнаке [101]. Ипак, неке варијанте PSO алгоритма [109] примењују различите вредности за ова два параметра ($c_1 \neq c_2$), чиме се постиже боља флексибилност и контрола над радом алгоритма. Аутори рада [118] предлажу временски променљиве коефицијенте убрзања. У почетној фази алгоритма, висока вредност c_1 и ниска вредност c_2 подстичу честице да интензивније истражују простор решења. У завршној фази, обрнут однос (мањи c_1, већи c_2) води честице ка конвергенцији, тј. усмерава их ка глобалном оптимуму. Вредности c_1 и c_2 у том случају се динамички израчунавају према следећим изразима:

$$c_1(t+1) = (c_{1f} - c_{1i})\frac{t}{t_{\max}} + c_{1i}, \tag{A.15}$$

$$c_2(t+1) = (c_{2f} - c_{2i})\frac{t}{t_{\max}} + c_{2i}, \tag{A.16}$$

где су c_{1i}, c_{1f}, c_{2i} и c_{2f} почетне и коначне вредности когнитивних и социјалних коефицијената, респективно.

Популација роја

Величина популације роја представља још један фактор који утиче на ефикасност рада PSO алгоритма. Са повећањем броја честица повећава се разноврсност популације, што побољшава способност алгоритма да истражује простор решења. Међутим, већа популација може такође довести до повећане вероватноће преране конвергенције и повећаног рачунарског оптерећења. Ипак, бројна истраживања показују да за популације веће од 50 честица, осетљивост PSO алгоритма на величину популације значајно опада, што омогућава стабилне перформансе и при већим димензијама [105].

На Сл. А.1 приказан је процес кретања честице од тренутне ка новој позицији. Са слике се јасно види да положај честице у наредном кораку зависи не само од њене досадашње најбоље позиције и глобално најбоље позиције унутар роја, већ и од вредности променљивих параметара који утичу на динамику кретања.

Сл. А.1 Кретање честице у року

ПРИЛОГ Б: MONTE CARLO СИМУЛАЦИЈА

Monte Carlo метода нумеричких симулација представља скуп рачунарских техника заснованих на поновљеном случајном узорковању и статистичкој анализи, које се користе за проучавање система са стохастичким карактером или са параметрима чије варијације није могуће поуздано обухватити аналитичким или детерминистичким приступима [119, 120]. Основна идеја методе јесте коришћење случајности као средства за квантитативну анализу сложених система, при чему се резултати добијају као статистички исход великог броја симулација.

За разлику од детерминистичких модела, који се најчешће заснивају на називним вредностима улазних параметара, Monte Carlo симулација омогућава експлицитно уважавање неизвесности и ризика. Улазни параметри се описују одговарајућим расподелама вероватноће, чиме се омогућава испитивање понашања система у читавом домену њихових могућих вредности. Овакав приступ може се посматрати као систематизована форма *what-if* анализе, која пружа реалистичнији увид у варијабилност излазних величина [119, 121].

Основу Monte Carlo симулације чини математички модел посматраног система, који је по својој структури детерминистички, док се стохастичка природа уводи кроз случајне реализације улазних параметара. За сваки параметар дефинише се одговарајућа статистичка расподела, а затим се из њих генерише велики број међусобно независних узорака. Сваки скуп узорака представља један могући сценарио, за који се применом модела добијају одговарајуће вредности излазних величина [119, 120].

Поступак Monte Carlo симулације обично се састоји од три основна корака: узорковања, прорачуна и статистичке анализе резултата. Након великог броја симулационих понављања, добијени резултати се обрађују применом статистичких мера као што су математичко очекивање, варијанса и интервали поузданости. Захваљујући Закону великих бројева, са повећањем броја понављања резултати симулације конвергирају ка стварним вредностима посматраних величина [120].

Због своје флексибилности и опште примењивости, Monte Carlo метода се широко користи у различитим областима науке и инжењерства, укључујући електротехнику, физику, финансије, анализу ризика и статистику [119, 120]. Њена примена омогућава ефикасну анализу проблема различите сложености, од једноставних процена до моделирања комплексних система за које класични аналитички приступи нису практични. Са даљим развојем рачунарских ресурса, значај Monte Carlo симулација у нумеричкој анализи наставља да расте.

Дефиниције и методе

Независне и идентично расподељене случајне променљиве

Потребно је увести појам независних и идентично расподељених случајних променљивих (i.i.d.) (енг. *independent and identically distributed*), будући да овај концепт има централно место у теорији вероватноће, посебно у закону великих бројева и централној граничној теореми. Претпоставка о i.i.d. променљивама значајно поједностављује анализу, омогућава лакшу изградњу модела и спровођење прорачуна, а истовремено представља основу за бројне примене у Monte Carlo симулацијама, укључујући случајно узорковање и Markov Chain Monte Carlo (MCMC) методе [119, 120].

Нека је дато n случајних променљивих $Z_1, Z_2, \ldots, Z_n$, чије вредности припадају скупу реалних бројева, $z_n \in \mathbb{R}$. Кумулативна функција расподеле сваке од ових променљивих дефинисана је као [120]:

$$F_{Z_n}(z) = \mathbb{P}(Z_n \leq z), \tag{Б.1}$$

заједничка функција расподеле ових променљивих дата је са

$$F_{Z_1, Z_2, \ldots, Z_n}(z_1, z_2, \ldots, z_n) = \mathbb{P}(Z_1 \leq z_1 \wedge Z_2 \leq z_2 \wedge \ldots \wedge Z_n \leq z_n). \tag{Б.2}$$

Случајне променљиве су идентично расподељене ако важи

$$F_{Z_1}(z) = F_{Z_n}(z), \quad \forall z \in \mathbb{R}, \tag{Б.3}$$

а независне ако је испуњен услов

$$F_{Z_1,\ldots,Z_n}(z_1,\ldots,z_n)=\prod_{k=1}^{n}F_{Z_k}(z_k)\,. \tag{Б.4}$$

Закон великих бројева

Нека је $Z_1,Z_2,\ldots,Z_n$ низ независних и идентично расподељених случајних променљивих са математичким очекивањем $\mathbb{E}[Z_i]=\mu$ и коначном варијансом. Узорачка средина дефинисана је као [120]:

$$\bar{Z}_n=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}Z_i. \tag{Б.5}$$

Закон великих бројева тврди да, када $n \to \infty$, узорачка средина конвергира ка математичком очекивању μ. У зависности од врсте конвергенције, разликују се [120]:

- Слаби закон великих бројева (конвергенција у вероватноћи):

$$\lim_{n\to\infty}\mathbb{P}\left(\left|\bar{Z}_n-\mu\right|\geq\varepsilon\right)=0,\quad \forall\varepsilon>0. \tag{Б.6}$$

- Јаки закон великих бројева (готово сигурна конвергенција):

$$\mathbb{P}\left(\lim_{n\to\infty}\bar{Z}_n=\mu\right)=1.\,, \tag{Б.7}$$

Централна гранична теорема

Централна гранична теорема представља један од фундаменталних резултата теорије вероватноће и статистике. Она показује да, под одређеним условима, независно од почетне расподеле података, суме и узорачке средине случајних променљивих конвергирају ка нормалној расподели. Овај резултат има посебан значај у Monte Carlo симулацијама, јер обезбеђује да узорачке средине добијене симулацијом приближно следе Гаусову расподелу [120].

- Прва форма:

Централна гранична теорема наводи да за n независних и идентично расподељених случајних променљивих са математичким очекивањем μ и варијансом σ^2, нормализована узорачка средина конвергира ка стандардној нормалној расподели када је величина узорка довољно велика [120].

$$\frac{\bar{Z}_n - \mu}{\sigma / \sqrt{n}} \sim \mathcal{N}(0,1), \tag{Б.8}$$

- Друга форма:

Поред тога, за било коју i.i.d. случајну променљиву Z са произвољном расподелом вероватноће, математичким очекивањем μ и коначном варијансом σ^2, карактеристична функција променљиве T_N, која представља суму n случајних променљивих Z, дефинисана је као:

$$T_N = Z_1 + Z_2 + Z_3 + \ldots + Z_N, \tag{Б.9}$$

$$\Phi_{T_N}(k) = \left[\Phi_Z(k)\right]^N \approx \exp\left(ikn\mu - \frac{k^2 n\sigma^2}{2}\right), \tag{Б.10}$$

Како $N \to \infty$, променљива T_N конвергира у расподели ка нормалној случајној променљивој:

$$T_N \sim \mathcal{N}(n\mu, n\sigma^2), \tag{Б.11}$$

Основне расподеле

Бернулијева расподела.

Простор узорка за свако испитивање остаје исти, а вероватноћа појављивања сваког исхода не мења се током појединачних испитивања. Овакво испитивање се најчешће посматра као питање типа „да/не”, где исход може бити „успех” са вероватноћом b или „неуспех” са вероватноћом $1 - b$. Расподела вероватноће која описује такве исходе назива се Бернулијева расподела, а дефинише се функцијом масе вероватноће [120]:

$$b_Z(z) = \begin{cases} b, & z = 0 \\ 1 - b, & z = 1 \end{cases}, \tag{Б.12}$$

Илустративан пример Бернулијевог испитивања је бацање новчића. Ако се исход ‘глава’ означи са $z = 1$, а исход ‘писмо’ са $z = 0$, функција масе вероватноће има облик као у претходној дефиницији. Бернулијево испитивање представља најједноставнији случај који се примењује, на пример, у моделу случајног хода у

једној димензији. Оно је такође посебан случај биномне расподеле, која описује број успеха у низу независних Бернулијевих испитивања. Када је предмет интересовања број успеха у n таквих испитивања, без обзира на њихов редослед, користи се биномна расподела. Она се често формулише као комбинаторни проблем „n над l”, односно питање на колико начина се може добити l успеха са вероватноћом b. Одговор на то питање даје биномни коефицијент [120]:

$$\binom{n}{l} = \frac{n!}{l!(n-l)!}, \tag{Б.13}$$

Сходно томе, функција масе вероватноће биномне расподеле дефинише се као:

$$B(l,n,b) = \binom{n}{l} b^l (1-b)^{n-l}, \tag{Б.14}$$

Униформна (равномерна) расподела

У Monte Carlo симулацијама, униформна расподела има централну улогу као основа случајног узорковања и генерисања случајних бројева. Велики скупови случајних узорака са униформном расподелом користе се у Monte Carlo интеграцији и другим симулационим методама, јер обезбеђују непристрасно покривање простора узорка [120].

Континуална униформна расподела описује исход случајне променљиве Z која је дефинисана на интервалу $\alpha \leq Z \leq \beta$, тако да је вероватноћа сваког исхода у том интервалу једнака. Формално, каже се да Z прати униформну расподелу, односно ($Z \sim U(\alpha, \beta)$), ако су њена функција густине вероватноће (pdf) и кумулативна функција расподеле (cdf) дате као [120]:

$$f_Z(z) = \begin{cases} \dfrac{1}{\beta-\alpha}, & \alpha \leq z \leq \beta, \\ 0, & \text{Иначе}, \end{cases}, \tag{Б.15}$$

$$F_Z(z) = \begin{cases} 0, & z < \alpha, \\ \dfrac{z-\alpha}{\beta-\alpha}, & \alpha \leq z \leq \beta, \\ 1, & z > \beta, \end{cases}, \tag{Б.16}$$

Гаусова (нормална) расподела

Гаусова расподела је тесно повезана са централном граничном теоремом, као и са случајним узорковањем у Monte Carlo симулацијама. Централна гранична теорема обезбеђује да резултати Monte Carlo експеримената теже да апроксимирају нормалну расподелу. Овај феномен се јавља у бројним примерима из праксе и има значајну примену у различитим областима, као што су финансије, физика и машинско учење. Многи коначни исходи Monte Carlo симулација могу се моделирати као случајне променљиве са Гаусовом расподелом [120].

Гаусова функција се уопштено користи за описивање расподеле вероватноће нормално расподељене случајне променљиве Z са математичким очекивањем $\mathbb{E}(Z) = \mu$ и варијансом σ^2. Функција густине нормалне расподеле има облик [120]:

$$f(\mathrm{z};\mu,\sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-\frac{(\mathrm{z}-\mu)^2}{2\sigma^2}}. \tag{Б.17}$$

За случај (Z~N(0, 1)), односно стандардну нормалну расподелу, функција густине вероватноће $f(z)$ дата је са:

$$f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-\frac{z^2}{2}}. \tag{Б.18}$$

Генерисање случајних бројева и случајно узорковање

Генератор случајних бројева

Избор случајних узорака представља један од суштинских корака у свакој Monte Carlo симулацији. У практичном смислу, овај поступак се најчешће своди на генерисање једног случајног броја у сваком кораку симулације, чиме се омогућава реализација великог броја поновљених експеримената. Да би се овај процес правилно разумео, неопходно је увести појам генератора случајних бројева.

Историјски гледано, пре појаве рачунарских алгоритама, случајни бројеви су добијани физичким поступцима, као што су бацање новчића или окретање рулета. Међутим, са порастом сложености нумеричких прорачуна, овакви приступи показали су се као споро и непрактично решење. Поред тога, накнадне анализе су указале да

физички генерисани низови могу садржати пристрасности и међузависности између појединих вредности [122].

Развојем рачунарских метода уведен је појам псеудослучајности, који подразумева генерисање низа бројева који, иако су детерминистички дефинисани, поседују статистичка својства случајних величина. У ту сврху користе се псеудослучајни генератори бројева (PRNG) (енг. *pseudorandom number generator*), који представљају алгоритме са унапред дефинисаним правилима. Да би се један PRNG сматрао поузданим, потребно је да испуни више критеријума: да генерише бројеве униформно распоређене у задатом интервалу, да обезбеди статистичку независност узорака, да има што дужи период понављања, да буде рачунарски ефикасан и репродуктиван, као и да успешно пролази стандардне тестове случајности [120].

Један од најједноставнијих алгоритама ове врсте јесте линеарни конгруентни генератор (LCG) (енг. *linear congruential generators*), који су предложили W. E. Thomson и A. Rotenberg 1958. године. Он је дефинисан рекурентном релацијом [120]:

$$Z_{z+1} = aZ_r + q\left(\bmod m\right), \tag{Б.19}$$

где је Z_r тренутно стање генератора, a множилац, q инкремент, а m модул.

Уколико се параметри пажљиво одаберу, LCG може да произведе задовољавајући низ псеудослучајних бројева. Због примене модуларне аритметике, максимална дужина периода строго је ограничена и износи највише $m - 1$.

Као илустрација, нека су изабрани параметри $a = 5$, $q = 1$, $m = 100$ и $Z_z = 1$. Тада је рекурентна релација [120]:

$$Z_{i+1} = \left(5Z_i + 1\right) \bmod 100. \tag{Б.20}$$

Добијени низ гласи: 1, 6, 31, 56, 81, 6, … Иако на први поглед делује прихватљиво, уочава се да се ради о кратком циклусу са веома ограниченим бројем различитих вредности, што указује на лош квалитет случајности и јасно изражен детерминистички образац [120].

Из наведеног произилази да је квалитет генерисаног низа изузетно осетљив на избор параметара. Неприкладан избор доводи до кратког периода и изражених

корелација, док адекватна селекција параметара може значајно побољшати статистичка својства генератора. Један од познатих и често навођених примера дали су *Park* и *Miller* [123], са параметрима $a = 7^4$, $m = 2^{31} - 1$ и $q = 0$.

Савремени Monte Carlo алгоритми углавном се ослањају на напреднije генераторе, као што су вишеструки рекурзивни генератори и Мерсенов твистер [120]. Посебно је значајан Мерсенов твистер, развијен са циљем да превазиђе ограничења класичних LCG метода. Најраспрострањенија имплементација, MT19937, има период $2^{19937} - 1$ и обезбеђује висок степен униформности у више димензија [124].

Захваљујући овим својствима, Мерсенов твистер је прихваћен као подразумевани генератор случајних бројева у бројним софтверским окружењима, као што су Excel и Matlab, као и у програмским језицима попут Python-а. У Python-у, библиотека *random* користи управо MT19937, обезбеђујући генерисање реалних бројева са прецизношћу од 53 бита и изузетно дугим периодом [120].

Случајно узорковање и методе

Случајно узорковање представља процес у коме се независни и поновљени случајни узорци извлаче из задате функције густине вероватноће (pdf), чија је кумулативна функција расподеле (cdf) позната и означава се као циљна расподела $F(z)$ [120].

Метода инверзне трансформације

Метода инверзне трансформације користи се за генерисање случајних узорака из расподеле случајне променљиве Z у случајевима када је њена кумулативна функција расподеле позната и инвертибилна. Поступак се састоји из два корака: најпре се генерише случајна величина U која прати униформну расподелу на интервалу [0,1], а затим се примењује инверзна функција расподеле $F^{-1}(u)$, чиме се добија узорак из жељене расподеле. При томе важи [120]:

$$\mathbb{P}(Z \le z) = \mathbb{P}(F^{-1}(U) \le z) = \mathbb{P}(U \le F(z)) = F(z). \tag{Б.21}$$

Овим поступком се обезбеђује да генерисана случајна променљива Z заиста прати циљну расподелу $F(z)$.

Метода прихватања/одбацивања

Метода прихватања и одбацивања (енг. *rejection sampling*) представља општи поступак случајног узорковања који се широко примењује у Monte Carlo симулацијама. Основна идеја методе заснива се на тестирању предложених узорака: уколико узорак задовољава задати услов, он се прихвата, у супротном се одбацује и поступак се понавља.

Поступак се описује на следећи начин. Најпре се дефинише циљна расподела $f(z)$.на интервалу (α, β). Затим се бира помоћна (предложена) расподела $b(z)$ тако да за неку константу C важи [120]:

$$C \cdot b(z) \geq f(z), \quad \forall z \in (\alpha, \beta). \tag{Б.22}$$

Из помоћне расподеле се извлачи узорак Z_i, а затим се генерише ($u \sim U(0, 1)$). Узорак Z_i се прихвата ако је:

$$u < \frac{f(Z_i)}{Cb(Z_i)}. \tag{Б.23}$$

У супротном, узорак се одбацује и поступак узорковања се понавља. На овај начин, прихваћене вредности случајне променљиве z прате жељену циљну расподелу [120, 122].

ПРИЛОГ B: СПИСАК СИМБОЛА И СКРАЋЕНИЦА

FEM	метода коначних елемената (енг. *Finite Element Method*)
LMS	метода најмањих квадрата (енг. *Least Mean Square Technique*)
DLT	тест са два различита оптерећења (енг. *Dual Load Test*)
DC	једносмерна струја (енг. *Direct Current*)
EKF	проширен Калманов филтер (енг. *Extended Kalman filter*)
SSFR	тест фреквенцијског одзива у стању мировања (енг. *Standstill Frequenc*y *Response*)
TLS	метода тоталних најмањих квадрата (енг. *Total Least Square*)
PSO	оптимизација рojем честица (енг. *Particle Swarm Optimization*)
GA	генетски алгоритам (енг. *Genetic Algorithm*)
DE	алгоритам диференцијалне еволуције (енг. *Differential Evolution*)
ABC	алгоритам вештачке колоније пчела (енг. *Artificial Bee Colony*)
HSA	алгоритам хармонијске претраге (енг. *Harmony Search Algorithm*)
GWO	оптимизатор сивих вукова (енг. *Grey Wolf Optimizer*)
AMA тест	тест аутоматске адаптације мотора (енг. *Automatic Motor Adaptation test*)
SA	алгоритмам симулираног каљења (енг. *Simulated Annealing*)
IPSO	алгоритам оптимизације рojем честица интегрисан са хаотичним низовима (енг. *Integrated Particle Swarm Optimization with Chaotic Sequences*)
HGAPSO	хибридни алгоритам генетског алгоритма и оптимизације рojем честица (енг. *Hibrid Genetic Algorithm and Particle Swarm Optimization*)
PPSOGSA	хибридни алгоритам фазорске оптимизације рojем честица и гравитационог претраживачког алгоритма (енг. *Phasor Particle Swarm Optimization and Gravitational Search Algorithm*)
PSOGSA	хибридни алгоритам оптимизације рojем честица и гравитационог претраживачког алгоритма (енг. *Particle Swarm Optimization and Gravitational Search Algorithm*)
LS	алгоритам линеарне претраге (енг. *Linear Search algorithm*)
MSFLA	модификовани алгоритам мешовитих скокова жаба (енг. *Modified Shuffled Frog Leaping Algorithm*)
SA-ERWCA	хибридни алгоритам симулираног каљења и воденог циклуса са стопом испаравања (енг. *Simulated Annealing-Evaporation Rate Water Cycle Algorithm*)
EABC	побољшани алгоритам вештачке колоније пчела (енг. *Enhanced Artificial Bee Colony*)
BFA	алгоритам бактеријске потраге за храном (енг. *Bacterial Foraging Algorithm*)
EMO	алгоритам заснован на физичким принципима електромагнетних

	сила (енг. *Electromagnetism-Like Optimization*)
WHO	алгоритам оптимизације дивљих коња (енг. *Wild Horse Optimizer*)
CS	алгоритам кукавичје претраге (енг. *Cuckoo Search*)
AIS	алгоритам заснован на вештачком имунолошком систему (енг. *Artificial immune system*)
HPJOA	хибридни алгоритам оптимизације рojем честица и Jaya алгоритма (енг. *Hibrid Particle Swarm Optimization and Jaya Algorithm*)
IISA	побољшани интерни претраживачки алгоритам (енг. *Improved Interior Search Algorithm*)
CSO	оптимизацији јата пилића (енг. Chicken Swarm Optimization)
MDSM	метода заснована на техничкој документацији произвођача (енг. *Manufacturer's datasheet method*)
OsM	метода идентификације параметара током рада мотора (енг. *On-service method*)
ESDO	алгоритам електростатичког пражњења (енг. *Electrostatic Discharge Optimizer*)
WCA	алгоритам воденог циклуса (енг. *Water cycle algorithm*)
CMA-ES	стратегија еволуције са прилагођавањем матрице коваријансе (енг. *Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy*)
IMFO	побољшана оптимизација пламеног лептира (енг. *Improved Moth Flame Optimization*)
EHO	оптимизација крда слонова (енг. *Elephant Herding Optimization*)
CCEA	алгоритам кооперативне коеволуције (енг. *Cooperative-Coevolution algorithm*)
RLS	рекурзивна метода најмањих квадрата (енг. *Recursive Least Squares*)
CSS	алгоритам претраге наелектрисаног система (енг. *Charged System Search*)
ANN	вештачке неуронске мреже (енг. *Artifical neural netrork*)
ANFIS	адаптивни неуро-фази систем закључивања (енг. *Adaptive neuro-fuzzy inference system*)
PWM	импулсно-ширинска модулација (енг. *Pulse Width Modulation*)
R_s	статорска отпорност
X_s	расипна реактанса статора
X_m	реактанса магнећења
R_{fe}	отпорност која је сразмерна губицима снаге магнетног кола
R_r	роторска отпорност
X_r	расипна реактанса ротор
U_{ph}	фазни напон статора
I_s	фазна струја статора
I_r	фазна струја ротора
I_m	струја магнећења

s	клизање
$I_s(s)$	струја статора у функцији клизања
$I_r(s)$	струја ротора у функцији клизања
$\underline{Z}_p(s)$	еквивалентна импеданса паралелне везе гране магнећења и роторске гране
$M(s)$	електромагнетни момент мотора у функцији клизања
p	број пари полова
ω_s	кружна учестаност
s_{nom}	назначено клизање
M_{nom}	назначени момент
n'	синхрона брзина
n_{nom}	назначена брзина
s_{pr}	превално клизање
M_{pr}	превални момент
Z_{Th}	Тевененова импеданса
R_{Th}	активна отпорност Тевененове импедансе
X_{Th}	реактивна отпорност Тевененове импедансе
s_{pol}	полазно клизање
M_{pol}	полазни момент
$S_{el.nom}$	привидна снага мотора узета из мреже при назначеном оптерећењу
$P_{el.nom}$	активна снага мотора узета из мреже при назначеном оптерећењу
$Q_{el.nom}$	реактивна снага мотора узета из мреже при назначеном оптерећењу
$\cos\varphi_{nom}$	називни фактор снаге мотора
R_{r_nom}	омска отпорност унутрашњег кавеза ротора
X_{r_nom}	расипна реактанса унутрашњег кавеза ротора
R_{r_pol}	омска отпорност спољашњег кавеза ротора
X_{r_pol}	расипна реактанса спољашњег кавеза ротора
I_{r_nom}	фазна струја унутрашњег кавеза ротора (при називном оптерећењу)
I_{r_pol}	фазна струја спољашњег кавеза ротора (при поласку мотора)
$\underline{Z}_{p2}(s)$	еквивалентна импеданса паралелне везе гране магнећења, унутрашње и спољашње роторске гране двокавезног асинхроног мотора
$R_r(n)$	роторска отпорност у функцији брзине
$X_r(n)$	расипна реактанса ротора у функцији брзине
$S_{el.pol}$	привидна снага коју мотор узима из мреже при поласку
$P_{el.pol}$	активна снага коју мотор узима из мреже при поласку
$Q_{el.pol}$	реактивна снага коју мотор узима из мреже при поласку
$\cos\varphi_{pol}$	фактор снаге при поласку мотора
η_{nom}	називни степен искоришћења мотора

P_{nom}	механичка снага мотора при називном оптерећењу
n	брзина обртања ротора у опсегу од нула до синхроне брзине
g_r	фактор варијације отпорности ротора
g_x	фактор варијације расипних реактанси ротора
s_k	клизање при минималном моменту мотора
P_{opt}	механичка снага оптерећења
m_{pol}	однос полазног момента према називном моменту мотора
X_{pr}	расипна реактанса ротора при превалном моменту мотора
R_{pr}	отпорност ротора при превалном моменту мотора
I_{pol}	фазна струја статора при поласку мотора
I_{nom}	називна струја статора
Q_0	реактивна снага мотора при празном ходу
U_0	напон празног хода
I_0	струја празног хода
P_0	активна снага мотора при празном ходу
m	број фаза
Q_L	реактивна снага мотора при импедансном испитивању
U_L	напон при импедансном испитивању
I_L	струја при импедансном испитивању
P_L	активна снага мотора при импедансном испитивању
X_{s_L}	расипне реактансе статора при испитној фреквенцији
f_{nom}	називна фреквенција
f_L	испитна фреквенција при импедансном испитивању
B_m	сусцептанса гране магнећења
X_{r_L}	расипна реактанса ротора при испитној фреквенцији
G_{fe}	кондуктанса сразмерна губицима снаге магнетног кола
P_h	укупни губици у гвожђу
R_{r_L}	Отпорност ротора добијена при температури забележеној током импедансног испитивања
R_{s_L}	Отпорност једнака половини измерене отпорности статора између две фазе, на температури забележеној током импедансног испитивања
t_a	температура при којој су измерене отпорности
t_b	температура на коју се коригују отпорности
k_1	температурна константа проводника
Z	укупна импеданса по фази
θ_1	фазни угао улазне струје
θ_2	фазни угао укупне статорске струје у односу на напон напајања
R	укупна привидна отпорност по фази
X	укупна привидна реактанса по фази
U_r	напон ротора
θ_2	фазни угао пада напона на еквивалентној импеданси статора
Z_r	импеданса ротора
DK	приступ заснован на двокавезном математичком моделу
JK	приступ заснован на једнокавезном математичком моделу

КМ	комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ
$\vec{x}$	вектор параметара еквивалентне шеме
$f\left(\vec{x}\right)$	функција циља
$y_i^{\text{каталошко}}$	каталошке вредности одговарајућих излазних величина
$y_i^{\text{идентификовано}}\left(\vec{x}\right)$	излазне величине добијене на основу идентификованих параметара еквивалентне шеме
N	укупан број података (тачака) који се користе за евалуацију
OF_1	прва функција циља
F_1	релативно одступање добијене вредности називног момента од каталошке вредности
F_2	релативно одступање добијене вредности превалног момента од каталошке вредности
$M_{\text{nom_kat}}$	каталошка вредност називног момента мотора
$M_{\text{pr_kat}}$	каталошка вредност превалног момента мотора
F_3	релативно одступање добијене вредности степена искоришћења од каталошке вредности
$\eta_{\text{nom_kat}}$	каталошка вредност називног степена искоришћења
F_4	релативно одступање добијене вредности називног фактора снаге мотора од каталошке вредности
$OF_{2.1}$	друга функција циља уз претпоставку да су устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора једнаке
F_5	релативно одступање добијене вредности полазног момента од каталошке вредности
$M_{\text{pol_kat}}$	каталошка вредност полазног момента мотора
$OF_{2.2}$	друга функција циља уз претпоставку да су устаљена вредност расипне реактансе статора и полазна расипна реактанса ротора међусобно различите
F_6	релативно одступање добијене вредности полазног фактора снаге у односу на каталошку вредност
$\cos\varphi_{\text{pol_kat}}$	каталошка вредност фактора снаге при поласку мотора
OF_3	функција циља за једнокавезни математички модел мотора
$F_{1.1}$	релативно одступање добијене вредности називног момента мотора у односу на каталошку вредност, за једнокавезни модел мотора
$F_{2.1}$	релативно одступање добијене вредности полазног момента мотора у односу на каталошку вредност, за једнокавезни модел мотора
$F_{3.1}$	релативно одступање добијене вредности превалног момента мотора у односу на каталошку вредност, за једнокавезни модел мотора

$F_{4.1}$	релативно одступање добијене вредности називног фактора снаге у односу на каталошку вредност, за једнокавезни модел мотора
OF_4	функција циља за двокавезни математички модел мотора
$F_{1.2}$	релативно одступање добијене вредности називног момента мотора у односу на каталошку вредност, за двокавезни модел мотора
$F_{2.2}$	релативно одступање добијене вредности полазног момента мотора у односу на каталошку вредност, за двокавезни модел мотора
$F_{3.2}$	релативно одступање добијене вредности превалног момента мотора у односу на каталошку вредност, за двокавезни модел мотора
$F_{4.2}$	релативно одступање добијене вредности називног фактора снаге у односу на каталошку вредност, за двокавезни модел мотора
$F_{5.2}$	релативно одступање добијене вредности полазне струје мотора у односу на каталошку вредност, за двокавезни модел мотора
$\underline{I}_{\text{s_pol_kat}}$	каталошка вредност полазне струје мотора
$F_{6.2}$	релативно одступање добијене вредности називне струје мотора у односу на каталошку вредност, за двокавезни модел мотора
$\underline{I}_{\text{s_nom_kat}}$	каталошка вредност називне струје мотора
M_{min}	минимални момент мотора
η_{IE2}	степен искоришћења мотора класе енергетске ефикасности IE2
η_{IE3}	степен искоришћења мотора класе енергетске ефикасности IE3
c_1	коефицијент когнитивног убрзања честице
c_2	коефицијент социјалног убрзања честице
w_{max}	максимална тежина инерције
w_{min}	минимална тежина инерције
AKK	апроксимација промене роторских параметара у функцији квадратног корена брзине
LA	апроксимација промене роторских параметара као линеарне функције брзине
e	средња процентуална грешка
N_{T}	број постављених тачака
x_i	тачна вредност момента у i-тој тачки коју даје произвођач
y_i	вредност момента у i-тој тачки добијена применом предложене методе
$e_{\text{pol.1}}$	релативна грешка полазног момента добијена за први случај
$e_{\text{pol.2}}$	релативна грешка полазног момента добијена за други случај
e_{pr}	релативна грешка превалног момента
e_{nom}	релативна грешка називног момента
$e_{1.\text{AKK}}$	средња процентуална грешка механичке карактеристике добијене применом првог случаја и апроксимације промене роторских параметара у функцији квадратног корена брзине
$e_{1.\text{LA}}$	средња процентуална грешка механичке карактеристике добијене

	применом првог случаја и апроксимације промене роторских параметара као линеарне функције брзине
$e_{2.AKK}$	средња процентуална грешка механичке карактеристике добијене применом другог случаја и апроксимације промене роторских параметара у функцији квадратног корена брзине
$e_{2.LA}$	средња процентуална грешка механичке карактеристике добијене применом другог случаја и апроксимације промене роторских параметара као линеарне функције брзине
e_{KM}	средња процентуална грешка одступања механичке карактеристике добијене применом KM приступа од референтне карактеристике
e_{DK}	средња процентуална грешка одступања механичке карактеристике добијене применом DK приступа од референтне карактеристике
e_{JK}	средња процентуална грешка одступања механичке карактеристике добијене применом JK приступа од референтне карактеристике
e_{pol_KM}	релативна грешка полазног момента добијеног применом KM приступа уз примену случаја 2
e_{pr_KM}	релативна грешка превалног момента добијеног применом KM приступа уз примену случаја 2
e_{nom_KM}	релативна грешка називног момента добијеног применом KM приступа уз примену случаја 2
e_{pol_DK}	релативна грешка полазног момента добијеног применом DK приступа
e_{pr_DK}	релативна грешка превалног момента добијеног применом DK приступа
e_{nom_DK}	релативна грешка називног момента добијеног применом DK приступа
e_{pol_JK}	релативна грешка полазног момента добијеног применом JK приступа
e_{pr_JK}	релативна грешка превалног момента добијеног применом JK приступа
e_{nom_JK}	релативна грешка називног момента добијеног применом JK приступа
$e_{e.p_KM.1}$	релативна грешка електричних параметара мотора идентификованих применом KM приступа у случају 1, у односу на параметре добијене AMA тестом
$e_{e.p_KM.2}$	релативна грешка електричних параметара мотора идентификованих применом KM приступа у случају 2, у односу на параметре добијене AMA тестом
$e_{e.p_JK}$	релативна грешка електричних параметара мотора идентификованих применом JK приступа, у односу на параметре добијене AMA тестом
$e_{e.p_DK}$	релативна грешка електричних параметара мотора

	идентификованих применом DK приступа, у односу на параметре добијене AMA тестом
μ	математичко очекивање (средња вредност)
σ	стандардна девијација
f	критеријумска функција
$\boldsymbol{x}_{\text{opt}}$	вектор оптималних решења проблема
$\mathbb{R}^D$	дефинисани простор претраге
$\mathbf{x}$	вектор координата који представља могуће решење проблема
$x_i(0)$	почетна позиција честице
$v_i(0)$	почетна брзина честице
$v_i(t)$	брзина честице i без других утицаја у итерацији t
$x_i(t)$	тренутна позиција честице i, тј. тренутно решење у итерацији t
r_1, r_2	случајне вредности из интервала [0, 1] које обезбеђују стохастичку природу алгоритма
$\mathbf{pbest}_i(t)$	најбоља позиција коју је честица i достигла у итерацији t
$\mathbf{gbest}(t)$	најбоља позиција целог роја у итерацији t
$f(\boldsymbol{x}_i)$	критеријумска функција i-те честице
$x_{i\min}$	доња граница простора претраге
$x_{i\max}$	горња граница простора претраге
U	униформна расподела
w	тежински коефицијент инерције
$v_i(t+1)$	компонента брзине i-те честице у $(t+1)$-ој итерацији алгоритма
$v_{\max}$	максимална апсолутна вредност брзине дозвољена у параметарском простору
χ	фактора сужења
k	позитивна константа
φ	збир когнитивног и социјалног коефицијента
γ	коефицијент пропорционалности
c_{1i}	почетна вредност когнитивног коефицијента
c_{1f},	коначна вредност когнитивног коефицијента
c_{2i}	почетна вредност социјалног коефицијента
c_{2f}	коначна вредност социјалног коефицијента
i.i.d.	независне и идентично расподељене случајне променљиве (енг. *independent and identically distributed*)
MCMC	стохастичке методе засноване на Марковљевим ланцима (енг. *Markov Chain Monte Carlo*)
Z_i, $i = 1, 2,..., n$	i-та случајна променљива
z_i	конкретна вредност случајне променљиве
$\mathbb{R}$	скуп реалних бројева
$F_{Zi}(z)$	кумулативна функција расподеле случајне променљиве
$F_{Z1,\ldots,Zn}(z_1,\ldots,z_n)$	заједничка кумулативна функција расподеле случајних променљивих
$\mathbb{P}$	вероватноћа догађаја

$\bar{Z}_n$	узорачка средина низа случајних променљивих
σ^2	варијанса случајне променљиве
T_N	сума N независних и идентично расподељених случајних променљивих
$\mathbb{E}$	оператор математичког очекивања
ε	унапред задат мали позитиван број
$\mathcal{N}(0,1)$	стандардна нормална (Гаусова) расподела
$\Phi_{T_N}(k)$	карактеристична функција случајне променљиве
$\Phi_Z(k)$	карактеристична функција појединачне случајне променљиве
k	реална променљива (фреквенцијски параметар) карактеристичне функције
b	вероватноћа успеха у Бернулијевом испитивању
$b_Z(z)$	функција масе вероватноће (*pmf*) дискретне случајне променљиве
l	број успеха у n испитивања, l=0,1,…,n
$\binom{n}{l}$	биномни коефицијент
$B(l, n, b)$	функција масе вероватноће биномне расподеле
α	доња граница интервала униформне расподеле
β	горња граница интервала униформне расподеле
$Z \sim U(\alpha, \beta)$	континуална униформна расподела на интервалу [α, β]
$f_Z(z)$	функција густине вероватноће (pdf)
$F_Z(z)$	кумулативна функција расподеле (cdf)
$f(z; \mu, \sigma)$	функција густине нормалне расподеле
$Z \sim N(0, 1)$	стандардна нормална расподела
$f(z)$	функција густине вероватноће
PRNG	псеудослучајни генератор бројева (енг. *pseudorandom number generator*)
LCG	линеарни конгруентни генератор (енг. *linear congruential generators*)
Z_z	текуће стање псеудослучајног генератора
a	множилац у линеарном конгруентном генератору
q	инкремент у линеарном конгруентном генератору
m	модул у линеарном конгруентном генератору
$u \sim U(0, 1)$	случајна променљива са униформном расподелом на интервалу [0,1]
$F^{-1}(u)$	инверзна кумулативна функција расподеле
$b(z)$	помоћна (предложена) функција густине вероватноће
C	константа ограничења у методи прихватања/одбацивања

ПРИЛОГ Г: СПИСАК ТАБЕЛА

Таб. 6.1 Класификација кавезних асинхроних мотора према NEMA стандарду [87].. 90
Таб. 6.2 Каталошки подаци кавезних асинхроних мотора [88] 92
Таб. 6.3 Структура каталошке ознаке мотора 93
Таб. 6.4 IEC висина осовине према симболима [89, 91] 94
Таб. 6.5 Вредности напона и фреквенција и тип спреге према симболу [89, 90]..... 95
Таб. 7.1 Граничне вредности параметара еквивалентне шеме 100
Таб. 7.2 Параметри еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора идентификовани применом предложеног приступа 101
Таб. 7.3 Добијене вредности момента мотора у три карактеристичне тачке и њихове релативне грешке 112
Таб. 7.4 Средње процентуалне грешке механичких карактеристика за случајеве 1 и 2, при примени апроксимације квадратним кореном и линеарне апроксимације 114
Таб. 7.5 Параметри еквивалентне шеме мотора идентификовани применом JK приступа 131
Таб. 7.6 Параметри еквивалентне шеме мотора идентификовани применом DK приступа 133
Таб. 7.7 Средње процентуалне грешке механичких карактеристика добијених применом KM, JK и DK приступа 135
Таб. 7.8 Релативне грешке карактеристичних момената добијених применом три разматрана приступа за идентификацију електричних параметара асинхроних мотора 137
Таб. 8.1 Каталошки подаци Siemens 2.2 kW асинхроног мотора [95] 145
Таб. 8.2 Идентификовани параметри еквивалентне шеме мотора Siemens 2.2 kW ... 145
Таб. 8.3 Релативне грешке параметара еквивалентне шеме Siemens мотора снаге 2.2 kW 146
Таб. 8.4 Вредности полазног, превалног и називног момента и њихове грешке за Siemens мотор снаге 2.2 kW 150
Таб. 9.1 Статистички преглед (средња вредност и стандардна девијација) полазног, називног и превалног момента за двокавезни мотор снаге 55kW 154
Таб. 9.2 Граничне вредности електричних параметара у интервалу ($\mu \pm 2\sigma$), и средње апсолутне процентуалне грешке $e_{\mu-2\sigma}$ и $e_{\mu+2\sigma}$ за двополни мотор снаге 55 kW 163

ПРИЛОГ Д: СПИСАК СЛИКА

Сл. 3.1 Еквивалентна шема по фази једнокавезног асинхроног мотора [13, 39] 42
Сл. 3.2 Еквивалентна шема по фази двокавезног асинхроног мотора [13, 31] 45
Сл. 3.3 Еквивалентна шема по фази асинхроног мотора са уважавањем промене параметара на ротору услед површинског ефекта [8, 24]..... 47
Сл. 3.4 Утицај површинског ефекта на дубоке жлебове ротора [8] 50
Сл. 3.5 Промена роторских параметара у функцији квадратног корена брзине 52
Сл. 3.6 Промена роторских параметара као линеарна функција брзине 52
Сл. 4.1 Еквивалентна шема при испитивању асинхроног мотора у огледу празног хода [85]..... 58
Сл. 4.2 Еквивалентна шема испитивања асинхроног мотора при укоченом ротору [85] 60
Сл. 4.3 Зависност укупне реактансе од фазног напона у огледу празног хода [85]..... 65
Сл. 5.1. Блок дијаграм комбинованог апроксимативно-метахеуристичког оптимизационог приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора са уважавањем прелазних процеса на ротору 77
Сл. 5.2 Блок дијаграм приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора заснованог на једнокавезном математичком моделу.... 82
Сл. 5.3 Блок дијаграм приступа за идентификацију параметара еквивалентне шеме кавезних асинхроних мотора заснованог на двокавезном математичком моделу..... 86
Сл. 6.1 Класификација механичких карактеристика мотора према NEMA MG-1-2009 стандарду [87] 91
Сл. 6.2 Захтеви прописани према NEMA стандарду за четворополне моторе класе енергетске ефикасности IE2 и IE3 у опсегу снага од 0.367 kW до 367 kW [87]..... 91
Сл. 6.3 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (а) називна снага 2.2 kW; (б) називна снага 3 kW 96
Сл. 6.4 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (a) називна снага 5.5 kW; (b) називна снага 7.5 kW 96
Сл. 6.5 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (а) називна снага 11 kW; (б) називна снага 15 kW 96
Сл. 6.6 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (а) називна снага 22 kW; (б) називна снага 45 kW 97

Сл. 6.7 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (а) називна снага 55 kW; (б) називна снага 75 kW 97
Сл. 6.8 Поређење механичких карактеристика кавезних асинхроних мотора са различитим бројем полова (2, 4, 6 и 8): (а) називна снага 90 kW; (б) називна снага 110 kW 97
Сл. 7.1 Механичке карактеристике мотора снаге 2.2 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 104
Сл. 7.2 Механичке карактеристике мотора снаге 3 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 104
Сл. 7.3 Механичке карактеристике мотора снаге 5.5 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 105
Сл. 7.4 Механичке карактеристике мотора снаге 7.5 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 105
Сл. 7.5 Механичке карактеристике мотора снаге 11 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 106
Сл. 7.6 Механичке карактеристике мотора снаге 15 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 106
Сл. 7.7 Механичке карактеристике мотора снаге 22 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 107
Сл. 7.8 Механичке карактеристике мотора снаге 45 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 107
Сл. 7.9 Механичке карактеристике мотора снаге 55 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 108
Сл. 7.10 Механичке карактеристике мотора снаге 75 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 108
Сл. 7.11 Механичке карактеристике мотора снаге 90 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 109

Сл. 7.12 Механичке карактеристике мотора снаге 110 kW са различитим бројем полова, добијене применом случајева 1 и 2 уз апроксимацију квадратним кореном и линеарну апроксимацију: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 109
Сл. 7.13 Средње процентуалне грешке у функцији снаге асинхроног мотора са различитим бројем полова: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 117
Сл. 7.14 Разлике средњих процентуалних грешака ($e_{1.AKK} - e_{2.AKK}$ и $e_{1.LA} - e_{2.LA}$) у функцији снаге асинхроног мотора са различитим бројем полова: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 119
Сл. 7.15 Механичке карактеристике мотора снаге 2.2 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 122
Сл. 7.16 Механичке карактеристике мотора снаге 3 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 123
Сл. 7.17 Механичке карактеристике мотора снаге 5.5 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 123
Сл. 7.18 Механичке карактеристике мотора снаге 7.5 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 124
Сл. 7.19 Механичке карактеристике мотора снаге 11 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 124
Сл. 7.20 Механичке карактеристике мотора снаге 15 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 125
Сл. 7.21 Механичке карактеристике мотора снаге 22 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 125
Сл. 7.22 Механичке карактеристике мотора снаге 45 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 126
Сл. 7.23 Механичке карактеристике мотора снаге 55 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 126
Сл. 7.24 Механичке карактеристике мотора снаге 75 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 127

Сл. 7.25 Механичке карактеристике мотора снаге 90 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 127
Сл. 7.26 Механичке карактеристике мотора снаге 110 kW са различитим бројем полова, добијене применом три разматрана приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 128
Сл. 7.27 Разлике апсолутних грешака карактеристичних момената између DK и KM приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 140
Сл. 7.28 Разлике апсолутних грешака карактеристичних момената између JK и KM приступа: (а) 2 пола; (б) 4 пола; (в) 6 полова; (г) 8 полова 141
Сл. 7.29 Упоредни приказ кривих конвергенције које одговарају најбољим решењима добијеним применом различитих приступа 142
Сл. 8.1 (а) Експериментална поставка; (б) Натписна плочица фреквентног претварача Danfoss FC302 144
Сл. 8.2 Механичке карактеристике Siemens мотора снаге 2.2 kW 148
Сл. 9.1 Блок дијаграм примене Monte Carlo симулације за анализу осетљивости механичке карактеристике асинхроног мотора на варијације параметара еквивалентне шеме 153
Сл. 9.2 Осетљивост називног момента мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме 155
Сл. 9.3 Утицај варијација параметара еквивалентне шеме на називни момент мотора 155
Сл. 9.4 Осетљивост полазног момента мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме 156
Сл. 9.5 Утицај варијација параметара еквивалентне шеме на полазни момент мотора 157
Сл. 9.6 Осетљивост превалног момента мотора на варијацију параметара еквивалентне шеме 158
Сл. 9.7 Утицај варијација параметара еквивалентне шеме на превални момент мотора 158
Сл. 9.8 Механичке карактеристике двополног асинхроног мотора снаге 55 kW, добијене за граничне вредности параметара еквивалентне шеме у интервалу ($\mu \pm 2\sigma$) 161
Сл. 9.9 Разлика средњих апсолутних процентуалних грешака а) $e_{\mu\text{-}2\sigma} - e_{2.\mathrm{LA}}$ и б) $e_{\mu+2\sigma} - e_{2.\mathrm{LA}}$ 164
Сл. 9.10 Релативна повећања средњих апсолутних процентуалних грешака $e_{\mu\text{-}2\sigma}$ и $e_{\mu+2\sigma}$ у односу на $e_{2.\mathrm{LA}}$ 164
Сл. А.1 Кретање честице у рају 195

Прилог 1

Биографија кандидата

Јован Вукашиновић рођен је 8. септембра 1993. године у Краљеву. Основну школу је завршио у Лешку, а средњу Техничку школу „Михаило Петровић Алас”, у Косовској Митровици на смеру Електротехничар енергетике. Факултет техничких наука у Косовској Митровици уписао је 2012. године на студијском програму Електротехничко и рачунарско инжењерство, модул Електроенергетика. Поменуте основне академске студије завршио је 2017. године с просечном оценом 8,64. Мастер академске студије, на студијском програму Електротехничко и рачунарско инжењерство, модул Електроенергетика, завршио је 2019. године с просечном оценом 10,00. Исте године уписао је докторске академске студије на студијском програму Електротехничко и рачунарско инжењерство на Факултету техничких наука у Косовској Митровици, где је положио све предвиђене испите са просечном оценом 9,57. Од новембра 2017. до фебруара 2019. године Јован Вукашиновић је радио као сарадник ван радног односа (демонстратора у настави) на Факултету техничких наука у Косовској Митровици. Од марта 2019. до јуна 2020 године радио је као сарадник у настави на Факултету техничких наука у Косовској Митровици. На истом Факултету, од јула 2020. године до данас обавља послове асистента на групи предмета из уже научне области - Електроенергетика. Учесник је неколико међународних пројеката у оквиру Erasmus+ програма финансираних од стране Европске уније. Аутор је и коаутор више научних радова објављених у међународним часописима, као и више радова презентованих на међународним и домаћим конференцијама. Области интересовања Јована Вукашиновића су: електромоторни погони и енергетски претварачи, разводна постројења и електране, обновљиви извори електричне енергије, метахеуристичке методе.

Прилог 2

Изјава о ауторству

Потписани: Јован Вукашиновић

Број индекса: 01/2019

Изјављујем

да је докторска дисертација под називом:

„Комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ за одређивање параметара еквиваленте шеме кавезних асинхроних мотора са уважавањем прелазних процеса на ротору”

- 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 ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанта

_____

У Косовској Митровици, _____

Прилог 3

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторске дисертације

Име и презиме аутора: Јован Вукашиновић

Број индекса: 01/2019

Студијски програм: Електротехничко и рачунарско инжењерство

Наслов докторске дисертације: „Комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ за одређивање параметара еквиваленте шеме кавезних асинхроних мотора са уважавањем прелазних процеса на ротору”

Ментор: др Небојша Арсић, ред. проф.

Потписани: Јован Вукашиновић

Изјављујем да је штампана верзија моје докторске дисертације истоветна електронској верзији коју сам предао за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици.**

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци у вези са добијањем академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране докторске дисертације.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици.

Потпис докторанта

_____

У Косовској Митровици, _____

Прилог 4

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици унесе моју докторску дисертацију под насловом:

„Комбиновани апроксимативно-метахеуристички оптимизациони приступ за одређивање параметара еквиваленте шеме кавезних асинхроних мотора са уважавањем прелазних процеса на ротору”,

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 Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (енг. *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 докторанта

_____

У Косовској Митровици, _____

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

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

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

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

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

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