УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ

ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Драган С. Михић

ПРЕКИДАЧКИ РЕЛУКТАНТНИ МОТОРИ СА БИПОЛАРНИМ СТРУЈАМА

докторска дисертација

Београд, 2017.

UNIVERSITY OF BELGRADE

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING

Dragan S. Mihić

SWITCHED RELUCTANCE MOTORS WITH BIPOLAR CURRENTS

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2017.

ПОДАЦИ О МЕНТОРУ И ЧЛАНОВИМА КОМИСИЈЕ

Ментор:

Др Слободан Н. Вукосавић, редовни професор

Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Чланови комисије:

Др Зоран Лазаревић, редовни професор

Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Др Жарко Јанда, виши научни сарадник

Електротехнички Институт Никола Тесла

Др Бранко Колунџија, редовни професор

Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Др Жељко Деспотовић, виши научни сарадник

Институт Михаило Пупин

Датум одбране: _________________.

Захвалница

Пре свега бих желео да изразим захвалност ментору проф. др Слободану Вукосавићу чије је огромно знање и искуство допринело квалитету и вођењу научно-истраживачког процеса.

Захваљујем се Младену Терзићу на дугогодишњем пријатељству, безрезервној подршци и помоћи.

Захваљујем се колегама Дарку Шошићу и Богдану Брковићу који су такође допринели изради ове дисертације.

Захваљујем се др Жељку Деспотовићу, вишем научном сараднику из Института Михајло Пупин, на корисним саветима и сугестијама током израде докторске дисертације. Велику захвалност дугујем преосталим члановима комисије: проф. др Зорану Лазаревићу, др Жарку Јанди и проф. др Бранку Колунџији на конструктивним коментарима.

Наслов докторске дисертације:

Прекидачки релуктантни мотори са биполарним струјама

Резиме

Главни циљеви овог рада су развој новог нелинеарног аналитичког модела прекидачког релуктантног мотора (*Switched Reluctance Motor*-SRM) који узима у обзир ефекте међусобне интеракције фаза и развој нове топологије енергетског претварача базираног на полумостним структурама са смањеним бројем прекидача за напајање четворофазних прекидачких релуктантних мотора.

Занемарење ефеката међусобне интеракције фаза прекидачког релуктантног мотора доводи до грешке у предикцији његових перформанси. Постојећи модели који узимају у обзир међусобну интеракцију углавном се базирају на резултатима који су добијени методом коначних елемената (*Finite Element Method*-FEM) или експериментално. Због тога они нису подесни за динамичке симулације које су неопходне у процесу пројектовања и оптимизације SRM-a. Предложени модел узима у обзир све инхерентне нелинеарности и ефекте међусобне интеракције фаза SRM-a при чему се само један улазни параметар овог модела одређује коришћењем методе коначних елемената или експериментално. Детаљна компаративна анализа симулационих резултата новог аналитичког и базног модела, који представља почетну тачку његовог развоја, пружила је могућност да се утврди природа грешке која се јавља када су ефекти међусобне интеракције фаза занемарени и тиме нагласи важност њиховог моделовања. Поред тога, коришћење новог аналитичког модела је омогућило и да се утврди утицај магнетског поларитета суседних фаза мотора на његове перформансе. На овај начин су одређене секвенце магнетског поларитета фаза за које се постижу најбоље перформансе најчешће коришћених конфигурација SRM-a.

Верификација симулационих резултата и закључака који су добијени новим аналитичким моделом извршена је коришћењем FEM модела. Коришћењем овог модела детаљно је анализиран утицај дубоког магнетског засићења на перформансе мотора као и утицај међусобне интеракције фаза на губитке у гвожђу.

Једна од главних препрека у развоју погона са прекидачким релуктантним мотором и његовој широј примени јесте непостојање стандардних енергетских претварача који су доступни на тржишту. То се пре свега односи на напајање четворофазних прекидачких релуктантних мотора. У сврху превазилажења овог проблема представљена је нова топологија енергетског претварача која се у потпуности базира на стандардним полумостним структурама чији је број мањи у односу на број који је потребан за реализацију постојећих решења. При томе, нова топологија претварача испуњава све захтеве за напајање SRM-а. Поред ове предности, новом топологијом претварача се постижу и боље перформансе мотора скоро на целом опсегу експлоатационе карактеристике у односу на случај када се он напаја из референтне топологије претварача. Наиме, показује се да међусобна интеракција фаза у корелацији са инхерентним особинама нове топологије претварача доводи до појава које унапређују перформансе мотора. Напајање мотора из нове топологије претварача се означава као биполарно напајање и његова предност у односу на униполарно напајање које се везује за референтну топологију претварача је предмет детаљне анализе која је спроведена коришћењем FEM модела. Аналогно овом поступку спроведена је и компаративна анализа перформанси униполарно и биполарно напајаног трофазног прекидачког релуктантног мотора. Биполарно напајање се у овом случају везује за постојећу топологију претварача која се такође базира на минималном броју полумостних структура. Међутим, показује се да ова топологија претварача нарушава перформансе мотора у односу на униполарно напајање.

Експериментална верификација новог аналитичког модела показује да су симулациони резултати веома блиски реалним. Такође, појаве које су последица биполарног напајања иду у прилог верификацији симулационих резултата и закључака о утицају међусобне интеракције фаза и инхерентних особина претварача базираних на полумостним структурама и смањеним бројем прекидача на рад мотора.

Кључне речи: прекидачки релуктантни мотори, међусобна интеракција фаза, нелинеарни аналитички модел, биполарно напајање, униполарно напајање, метода коначних елемената

Научна област: Електротехника

Ужа научна област: Електричне машине

УДК број:621.3

The title of doctoral dissertation:

Switched reluctance motors with bipolar currents

Abstract

The main aim of this work is the development of a new nonlinear analytical model of the switched reluctance motor (SRM) which takes mutual coupling effect between phases into account, as well as the development of a new power converter topology for the supply of a four phase SRM, which is based on half-bridge structures with a reduced number of switches.

If the mutual coupling effect between the SRM phases is neglected, prediction of SRM performance can be incorrect. Existing SRM models, which take mutual coupling into account, are usually based on finite element method (FEM) or experimental results. This makes them inconvenient for dynamic simulations which are necessary in the process of SRM design and optimization. The new model proposed and developed in this work takes all inherent nonlinearities and effects of mutual interaction into account, whereby only one input parameter of this model has to be determined by FEM or experimentally. A previously developed basic analytical model was taken as a starting point for the development of this new improved model. A detailed comparative analysis of the simulation results of these two models provides a better insight in the nature of the error caused by neglecting mutual interaction, at the same time emphasizing the importance of its modeling. Apart from this, employment of the new analytical model helped recognize the influence of the magnetic polarity of successive phases on the SRM performance and thereby determine which sequences of magnetic polarities ensure the optimal performance for the most commonly used SRM configurations.

Verification of the simulation results obtained by the new analytical model and the accompanying conclusions is performed using a FEM model. This model helped investigate the influence of deep magnetic saturation on the motor performance, as well as the influence of mutual interaction on the core losses.

One of the greatest obstacles in development and wider application of SRM drives is the absence of suitable standardized power converter structures on the market. This mainly refers to the four-phase SRMs and their supply. In order to overcome this problem, a new power converter topology is developed in this thesis, which is based on half-bridge structures with fewer semiconductor components compared to the existing converters. In addition, this new converter topology fulfills all requirements related to the SRM supply. The new converter topology also produces better motor performance over almost the entire torque-speed range as compared to the classic converter topology. It is shown that mutual phase interaction, combined with inherent properties of the new converter topology, produces certain phenomena which improve the SRM performance. The new converter topology is referred to as bipolar supply, whereas unipolar supply is inherently associated with the reference converter topology commonly used for SRM supply. A detailed analysis regarding the advantages of bipolar over unipolar supply is conducted using a FEM model. Comparative analysis of unipolar and bipolar supply of three-phase SRM is also conducted in the same manner. In this case, bipolar supply is achieved by employing an existing converter topology which is also based on minimizing the number of half-bridge structures and thus the number semiconductor switches. However, it was shown that this converter topology impairs SRM performance when compared to the case of unipolar motor supply.

Experimental verification of the new analytical model exhibits a very good match between simulation and experimental results. Additionally, certain characteristic phenomena that arise as a consequence of bipolar motor supply provide further verification of simulation results. These analyses helped confirm the conclusions regarding the influence of mutual interaction and inherent features of converters based on half-bridge structures on the motor performance.

Key words: switched reluctance motors, mutual interaction, nonlinear analytical model, bipolar supply, unipolar supply, finite element method.

Scientific area: Electrical engineering

Specific scientific field: Electrical machines

UDK number: 621.3

САДРЖАЈ

1 УВОД

Електричне машине обављају електромеханичко претварање енергије у електранама, индустријским роботима, електричним возилима, транспортним системима, у алатима и кућним апаратима, као и у зградама пословне или резиденцијалне намене. Нове примене електричних машина обухватају алтернативне изворе електричне енергије као и савремене системе и подсистеме за пренос, акумулацију и дистрибуцију електричне енергије.

Савремене електричне машине најчешће имају променљиву брзину обртања и раде са варијабилном фреквенцијом. Приоритетни захтев у пројектовању нових генератора и мотора је смањење губитака. Енергетска ефикасност се постиже и смањењем утрошка гвожђа, бакра и алуминијума, за чију производњу се троше значајни износи електричне енергије. У масовним применама електричних машина, за које су пример кућни апарати и обновљиви извори мале снаге, захтева се и висок степен поузданости, једноставна и робусна конструкција, мале димензије и масе, једноставан процес израде и прихватљива цена. Веза савремених електричних машина са изворима, потрошачима и мрежама су најчешће енергетски претварачи који расположиве напоне и струје прилагођавају потребама машине.

Прекидачки релуктантни мотор (*Switched Reluctance Motor*-SRM) поседује карактеристике које задовољавају наведене услове. Одсуство обртног поља и импулсни карактер струја у статорском намотају разликује овај мотор од конвенционалних мотора. Асинхрони, синхрони, релуктантни мотори и мотори за једносмерну струју могу у ограниченој мери функционисати без погонског претварача и контролера; довољно их је прикључити на одговарајући извор једносмерног или наизменичног напона. SRM не може функционисати без посебног погонског претварача и микропроцесорског управљања које ће, у зависности од положаја ротора, у статорским намотајима обезбедити импулсе струје жељеног облика.

Прва употреба прекидачких релуктантних машина забележена је 1842. године у погону локомотиве која је саобраћала на релацији Глазгов-Единбург у Шкотској. Овакав мотор је конструисао проналазач Дејвидсон 1838. године, четири деценије пре проналаска асинхроног мотора. У то време механички прекидачи су служили за укључивања и искључивања фазних намотаја. Такав начин комутације фаза је стварао електричне лукове и варнице који су изазивали озбиљна механичка оштећења прекидача. Пошто магнетско коло није било ламинирано, губици у гвожђу су били велики што је доводило до значајног загревања погона. Поред тога, неуравнотежена природа магнетских сила захтевала је велики ваздушни зазор како би се избегао контакт покретних и непокретних делова машине. Због наведених особина, енергетска ефикасност оваквог погона је била веома мала.

Појава асинхроних мотора и мотора једносмерне струје последњих година 19. века ставила је по страни прекидачке релуктантне моторе који су нашли примену у изузетно малом броју уређаја. Примери тих уређаја су релуктантни типови актуатора, електричног звона и слично.

Прекидачки релуктантни мотори пажњу истраживача привлаче тек након појаве тиристорских претварача снаге [1]–[3]. Група истраживача под руководством професора Лоренсона је реализовала већи број успешних примена SRM-а углавном у електричној вучи [4]–[7]. Напредак у развоју снажних полупроводничких компоненти довео је до наглог развоја погона са SRM-ом при чему је значајан допринос дао и пад цене компоненти енергетске електронике и микропроцесора који управљају њима.

Најважније предности прекидачких релуктантних мотора у односу на друге типове мотора су:

1) Једноставна и робусна конструкција. Ламинирани статор са сконцентрисаним намотајем као и ламинирани ротор без сталних магнета и намотаја омогућавају једноставну израду, а самим тим ниску производну цену мотора и јефтину серијску производњу.

2) Не користи се механички комутатор са четкицама већ електронски, чиме се повећава поузданост мотора.

3) Одсуство контуре кратког споја у топологији претварача и способност за рад и након испада једне фазе.

4) Због истурених полова статора и ротора, SRM има велику густину снаге у односу на масу и запремину, малу инерцију и велики полазни моменат који се може постићи без великих ударних полазних струја.

5) Непостојање сталних магнета и намотаја на ротору омогућује постизање јако великих брзина.

6) Погодни су за рад у отежаним условима радне околине коју карактерише јако висока или ниска температура. Једноставни су за одржавање.

7) Висока ефикасност мотора и претварача.

Поред позитивних особина, постоје одређене негативне особине прекидачких релуктантних мотора које ограничавају њихову примену:

1) За функционисање прекидачког релуктантног мотора неопходан је инвертор.

2) Због истурених полова статора и ротора као и сконцентрисаних намотаја, јављају се велике радијалне силе које генеришу вибрације проузрокујући значајан ниво акустичне буке.

3) Импулсни начин напајања и неуравнотежени карактер генерисаног момента проузрокује његову значајну валовитост.

4) За разлику од осталих врста машина, флуксни обухват и електромагнетски моменат SRM-а је функција и фазне струје и положаја ротора. Њихова изразито нелинеарна веза отежава аналитичко моделове и предикцију перформанси погона са SRM-ом.

5) Информација о положају ротора је неопходна за његово управљање.

6) За постизање великог односа момента и запремине машине, потребан је јако мали ваздушни зазор што захтева изузетну велику прецизност током производње.

Мала маса и инерција ротора омогућава рад са врло великим брзинама, што ову врсту машина чини погодном за примене у гасним турбинама, микротурбинама, хибридним и електричним аутомобилима [8]–[25]. Једноставна конструкција и повољан однос моменат/маса чине да SRM буде право решење за масовне примене као што су кућни апарати, вентилатори, расхладни системи, али и у електричној вучи која захтева константну снагу на широком опсегу брзина [26]–[30].

И поред многих предности, SRM-и нису нашли ширу примену на местима где се традиционално користе машине за наизменичну струју услед буке, валовитости момента, као и проблема у реализацији адекватног енергетског претварача и одговарајућег управљања.

Одређени напредак у смањењу буке и валовитости момента постигнут је оптимизацијом геометрије машине [31]–[41] или применом различитих алгоритама управљања [42]–[58]. Заједничка особина већине наведених алгоритама је правилно обликовање фазних струја.

Генерално, методе које се користе у смањењу валовитости момента захтевају што тачнију предикцију карактеристика и перформанси SRM-а како би обликовање фазних струја дало жељени резултат. Другим речима, да би се оптимизовали таласни облици фазних струја неопходно је користи математички модел који узима у обзир све инхерентне особине SRM-а. Одређивање перформанси SRM-а значајно отежава изразито нелинеарна веза између флуксног обухвата фазног намотаја, струје и угаоног положаја ротора. Нелинеарност је последица магнетског засићења које се јавља у нормалном режиму рада мотора, нарочито током делимичног преклапања статорских и роторски полова коју карактерише дубоко локално засићење. Са друге стране, пошто технике обликовања фазних струја захтевају истовремено побуђивање више фаза мотора, јавља се међусобна интеракција фаза током интервала истовременог вођења која утиче на његове перформансе. Због тога је за тачну предикцију перформанси SRM-а моделовање појава које настају током међусобне интеракције фаза од великог значаја.

Наведени проблеми у моделовању SRM-а значајно су отежали развој адекватног математичког модела који би омогућавао веома брзо и тачно израчунавање карактеристика SRM-а и на тај начин помогао развој нових топологија машине и претварача, као и нових управљачких алгоритама за унапређење перформанси погона са SRM-ом. Значајан истраживачки напор је уложен у развој модела за пројектовање и предикцију перформанси SRM-а. Већина постојећих нелинеарних модела [59]–[96] занемарује међусобну интеракцију фаза SRM-а што доводи до грешке у предикцији његових перформанси. Са друге стране, модели који узимају у обзир међусобну интеракцију [97]–[109] углавном се базирају на резултатима који су добијени методом коначних елемената или експериментално. Сложеност примене методе коначних елемената и решавање система нелинеарних диференцијалних једначина успорава процес израчунавања, па те моделе чини неподесним за динамичке симулације које су неопходне за потребе оптимизације геометрије мотора и контролних параметара у циљу постизања што бољих перформанси као што су максимални моменат, однос момент/струја, минимизација валовитости момента итд. Из наведеног се може закључити да је главни правац истраживања усмерен у циљу проналажења модела који ће узети у обзир ефекте међусобне интеракције фаза и кључне нелинеарности, али ће истовремено омогућити брза израчунавања те ће стога бити погодан за процес оптимизације геометрије мотора и управљачких алгоритама као и изналажење нових решења и унапређења постојећих.

Упркос великом напретку и истраживању у области SRM-а још једна од важних препрека у развоју погона са SRM-ом и његовој широј примени, поред наведених тешкоћа у моделовању, јесте непостојање стандардних енергетских претварача који су доступни на тржишту, за разлику од машина наизменичне струје код којих је трофазни напонски инвертор (*Voltage Source Inverter*-VSI), постао стандардно решење напајања. Захваљујући њиховој масовној примени, технологија пројектовања и производње инвертора је усавршена што је резултовало веома компактним решењима код којих је комплетан инвертор са драјверским колима и колима за заштиту интегрисан у оквиру једног јединог модула, односно компоненте која се причвршћује на хладњак.

Топологије инвертора за напајање SRM-а [110]–[121] претежно садрже велики број дискретних полупроводничких и пасивних компоненти које узрокују релативно скупу производњу чиме се значајно утиче на укупну цену погона са прекидачким релуктантним мотором. Истовремено, побудна кола су доста сложена док компликовано повезивање компоненти погона има утицај на поузданост целог система. Неки претварачи су конципирани тако да имају једноставније топологије и мањи број полупроводничких компоненти, али тада не постоји могућност да се из постојећег дизајна извуче максимум. Наиме, за разлику од других врста мотора код SRM-а се уочава много већа повезаност конструкције и параметара мотора, топологије погонског претварача и начина управљања. Ова повезаност налаже да се поступци пројектовања и оптимизације машине и претварача врше једновремено како би се у целости искористили предности SRM-а уз прихватљиво улагање у ресурсе претварача.

Иако му је цена израде висока услед великог броја дискретних полупроводничких компоненти, сложеног побудног кола и компликованог повезивања, референтну топологију за напајање SRM-а представља асиметрични полумостни инвертор (АПИ) који омогућава пуну слободу управљања над SRM-ом и тиме максимално искоришћење његових карактеристика. Та слобода се односи пре свега на независно управљање фазама мотора без икаквих ограничења које би наметала сама топологија претварача.

Из горе наведених разлога, правац истраживачког рада у области претварачких топологија се усмерава ка проналажењу решења која би омогућила употребу стандардних полумостних структутра у реализацији енергетских претварача и развоју алгоритама за њихово управљање. Циљ је добијање што бољих перформанси погона са SRM-ом, уз истовремено јефтин комерцијални управљачки систем, како би погони са SRM-ом као такви лакше нашли своје место на тржишту. Перформансе погона са трофазним SRM-ом које се напајају из топологија [122]–[128] су приближно исте, али лошије у односу на случај када се тај погон напаја из АПИ-а пошто коришћење једног VSI-а и начин везивања фазних намотаја за њега онемогућава независно управљање фазама мотора. У [129] је представљено ново решење инвертора за трофазни SRM које је у потпуности засновано на стандардним полумостним структурама. Ово решење за разлику од претходно наведених не садржи диоде које су везане на ред са фазним намотајима па се реализација оваквог погона значајно поједностављује. Међутим, начин везивања фазних намотаја за ову топологију претварача такође онемогућава независно управљање фазама мотора, али тај утицај на перформансе мотора није истражен.

Када су у питању четворофазни прекидачки релуктантни мотори, топологија инвертора за њихово напајање која користи стандардне полумостне структуре представљена је у [130]. Она је у функционалном смислу иста као АПИ, али је број полумостних структура сувише велики за серијску производњу.

Узимајући у обзир горе наведене нерешене проблеме, као и постојеће правце у истраживању, уочава се потреба за развојем новог математичког модела који поред свих инхерентних нелинеарности које прате рад SRM-а, узима у обзир и међусобну интеракцију фаза у циљу тачније предикције перформаси погона са SRM-ом. На тај начин се пружа могућност и анализе утицаја међусобне интеракције фаза на перформансе погона са SRM-ом. Са друге стране, захтева се и развој нове топологије инвертора за напајање четворофазног SRM-а. Она треба да садржи мањи број полумостних структура у односу на топологију [130] при чему се задржава функционалност АПИ-а како би се омогућила шира употреба SRM-а на местима где су њихове особине супериорније од машина наизменичне струје.

У овој докторској дисертацији је развијен нови нелинеарни аналитички модел SRM-а који узима у обзир међусобну интеракцију фаза чиме се пружа могућност анализе њеног утицаја на предикцију перформанси и рад SRM-а. Поред тога у фокусу истраживања је утицај енергетских претварача на рад и перформансе SRM-а. Та анализа обухвата две топологије претварача које се базирају на полумостним структурама при чему се утицај утврђује поређењем добијених перформанси са перформансама погона SRM-а када се он напаја из АПИ-а. Прву топологију представља ново решење енергетског претварача за напајање четворофазног SRM-а чија је синтеза извршена користећи минимални број полумостних структура тако да се задрже функционалне особине АПИ-а. Друга је претварач за који до сада није утврђено како утиче на перформансе погона са трофазним SRM-ом будући да она има одређена инхерентна ограничења. Заједничка особина новог енергетског претварача за напајање четворофазног SRM-а и претварача [129] за напајање трофазног SRM-а је карактер смера струја на излазу из инверторских фаза. Наиме, алгоритми за управљање овим претварачима, услед њихових инхерентних особина, су такви да смер струја на излазу из свих инверторских фаза није исти, за разлику од АПИ-а код кога је то случај. Из тог разлога, напајање SRM-а из ових топологије претварача се означава као биполарно напајање, док се напајање из АПИ-а назива униполарно.

Утврђивање природе међусобне интеракција фаза као и њен утицај на перформансе SRM-а је извршено за различите радне режиме коришћењем новог нелинеарног аналитичког модела имплементираног у програмском пакету MATLAB. Верификација добијених резултата па самим тим и тачности развијеног модела, врши се методом коначних елемената и експеримантално. На овај начин се долази до закључка да ли бенефит услед међусобне интеракције фаза постоји у случају када је магнетски поларитет суседних фаза мотора исти или различит односно до закључка која је је од могућих секвенци магнетског поларитета фаза оптимална.

Један од ефеката међусобне интеракције фаза се манифестује тако што индуковани напон на крајевима фазног намотаја постоји и када та фаза мотора није побуђена. Ова појава се може довести у везу са постојањем струје у фази мотора и када она није побуђена имајући у виду експерименталне резултате биполарног напајања [129]. Дакле, у ситуацији када не постоји независно управљање фазама мотора, стање полупроводничких компоненти и индуковани напон могу проузроковати описану појаву која није могућа када се мотор напаја из АПИ-а, односно у случају униполарног напајања. Због тога се ова сложена интеракција претварача и мотора може очекивати и код погона са четворофазним SRM-ом, када се он напаја из нове топологије претварача. Самим тим, намеће се закључак да је познавање природе међусобне интеракције фаза од суштинског значаја за разумевање појава које карактеришу биполарно напајање. Због тога, један од главних задатака новог аналитичког модела поред већ наведених јесте да се утврди природа индукованог напона у непобуђеним фазама услед струја побуђених фаза у тренутку када се сагласно алгоритму управљања дешава промена стања полупроводнички компоненти. Имајући у виду очекивану сложеност интеракције топологија инвертора са биполарним напајањем и мотора, у циљу утврђивања утицаја биполарног напајања на перформансе погона са SRM-ом користиће се метода коначних елемената и експериментална мерења.

Резултати анализе треба да потврде употребну вредност нове топологије претварача за напајање четворофазног SRM-а у односу на његово напајање из АПИ-а, односно биполарног напајања у односу на униполарно. Када је у питању претварач [129], резултати треба да нагласе како се у зони када наступе ограничења које намеће ова топологија инвертора могу значајно нарушити перформансе погона са трофазним SRM-ом.

Докторска дисертација је организована у 7 поглавља.

Друго поглавље се односи на основне особине и принцип рада прекидачких релуктантних мотора. Представљен је упрошћен математички модел SRM-а који занемарује међусобну интеракцију фаза и процес електромеханичког претварања енергије. Дефинисани су карактеристични радни режими SRM-а кроз анализу механичке карактеристике као и алгоритми управљања. Размотрене су и основне топологије инвертора које се користе за напајање SRM-а кроз преглед литературе при чему су наглашене њихове предности и мане. На крају је анализирано димензионисање SRM-а у процесу његовог пројектовања као и утицај конструкције мотора на излазне карактеристике.

У трећем поглављу је извршен детаљан преглед постојеће литературе која се бави моделовањем и пројектовањем прекидачких релуктантних мотора. Она обухвата моделе који не узимају у обзир међусобну интеракцију фаза чиме се прави грешка у предикцији перформанси мотора, али и моделе који то узимају у обзир делимично или у потпуности. Међутим, начин на који ови модели узимају у обзир међусобну интеракцију фаза ове моделе чини неподесним за динамичке симулације које су неопходне за поступак оптимизације геометрије мотора и његовог управљања. Из наведених разлога, у оквиру овог поглавља је приказан развој новог нелинеарног аналитичког модела који узима у обзир међусобну интеракцију фаза и то на такав начин који омогућава да број улазних параметара модела, који се одређују мерењем или коришћењем методе коначних елемената, буде минималан. Пре развоја новог модела дат је кратак опис нелинеарног аналитичког модела [90], који не узима у обзир међусобну интеракцију фаза и представља основу за његов развој. Поред тога, дефинисане су и секвенце магнетског поларитета фаза. Оне су предмет анализе која има за циљ одређивање оптималне магнетске секвенце сагласно утврђеном утицају магнетског поларитета суседних фаза мотора на његове карактеристике. Дакле, након развоја новог нелинеарног аналитичког модела следи његово поређење са базним моделом [90] у циљу наглашавања грешке која се прави у предикцији перформанси SRM-а занемарењем међусобне интеракције фаза као и поређење дефинисаних секвенци магнетског поларитета фаза SRM-а, односно утврђивање утицаја магнетског поларитета фаза на перформансе мотора. Треба нагласити да горе наведена анализа подразумева напајање SRM-а из виртуализованог претварача, односно претварача који омогућава потпуно независно управљање фазама мотора без икаквог ограничења које би наметала нека конкретна топологија претварача. Као што је претходно речено, нови аналитички модел је у директној вези са биполарним напајањем будући да је интеракција мотора и претварача са биполарним напајањем инхерентно везана за међусобну интеракцију фаза и стање полупроводничких компоненти. Због тога је ово поглавље од суштинског значаја не само из разлога што је у њему представљен нови нелинеарни аналитички модел који узима у обзир међусобну интеракцију већ и због чињенице што су закључци о утицају побуђених фаза на непобуђене од круцијалног значаја за разумевање биполарног напајања и појава које га прате.

У четвртом поглављу је представљен поступак моделовања прекидачког релуктантног мотора помоћу софтверског алата који се базира на прорачуну електромагнетског поља методом коначних елемената. Сврха FEM модела је верификација добијених резултата и закључака из трећег поглавља који су добијени коришћењем новог аналитичког модела као и анализа утицаја међусобне интеракције фаза на губитке у гвожђу SRM-а. Касније, у петом поглављу, развијени FEM модел се користи као алат за анализу утицаја топологије инвертора на рад SRM-а.

Пето поглавље се бави проучавањем топологија енергетских претварача са смањеним бројем прекидача заснованих на стандардним полумостним структурама, као и њихов утицај на рад SRM-а. Дат је детаљан преглед досадашње литературе која се бави топологијама инвертора заснованих на полумостним структурама. Након тога се дефинише униполарно и биполарно напајања као два могућа начина напајања SRM-а, а који се везују за смер струја на излазу из фаза инвертора. Нова топологија енергетског претварача за четворофазни SRM реализована коришћењем два трофазна напонска инвертора представља поред новог нелинеарног аналитичког модела други најзначајнији научни допринос ове докторске дисертације. Предности ове топологије претварача се мере у односу на АПИ који представља досадашње најприхватљивије решење за погон прекидачког релуктантног мотора. Наиме, он је очигледан са аспекта сложености посматраних претварача. Међутим, од суштинске важности је и утицај нове топологије инвертора на перформансе четврофазног 8/6 SRM-а чија детаљна анализа треба да покаже предности биполарног напајања у односу униполарно. После ове анализе, следи анализа утицаја енергетског претварача [129] на рад трофазног 6/4 SRM-а како би се утврдио утицај инхерентних ограничења топологије претварача на перформансе мотора.

Опис експерименталне поставке и мерења која верификују резултате новог аналитичког и FEM модела као и утицај топологије инвертора на рад мотора представљена су у шестом поглављу. Мерења се односе на трофазни 6/4 SRM који је доступан у лабораторији. Главни резултати мерења упоређени су са резултатима симулација при чему су изведени одређени закључци.

У оквиру закључног поглавља сажето су приказани сви важнији резултати истраживања као и допринос дисертације у области моделовања прекидачких релуктантних мотора и енергетских претварача за њихово напајање. На основу најважнијих закључака наведени су правци даљег истраживања у овој области.

2 Основне особине и принцип рада прекидачких релуктантних мотора

У оквиру овог поглавља су представљене основне особине и принцип рада прекидачких релуктантних мотора. У потпоглављу 2.1 је дат опис SRM-а и објашњен принцип генерисања електромагнетског момента. Након тога следи математичко моделовање SRM-а и анализа процеса електромеханичког претварања енергије у потпоглављима 2.2 и 2.3, респективно. Карактеристични радни режими SRM-а су дефинисани у потпоглављу 2.4 кроз анализу механичке карактеристике. Алгоритми управљања SRM-ом су предмет дискусије у потпоглављу 2.5. Топологије инвертора које се користе за напајање SRM-а су изложене у потпоглављу 2.6 кроз преглед литературе при чему су наглашене њихове предности и мане. На крају, у потпоглављу 2.7 је анализирано димензионисање SRM-а у процесу његовог пројектовања као и утицај конструкције мотора на излазне карактеристике.

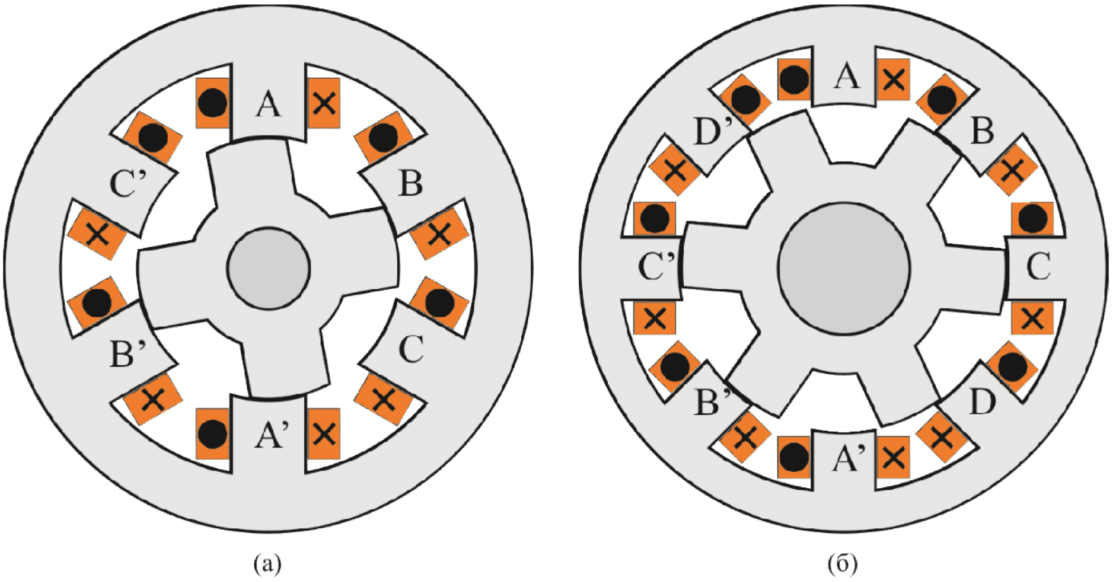
2.1 Опис и принципи рада SRM-а

Прекидачки релуктантни мотор је врста електричног мотора код кога се принцип рада заснива на промени релуктансе. Електромагнетски моменат се јавља као резултат тежње покретног дела (ротора) да заузме положај у односу на побуђени непокретни део (статор), тако да је индуктивност побуђене фазе максимална (минимална релуктанса). Конструкција SRM-а је врло једноставна. Мотор поседује истурене полове на статору и ротору. Магнетско коло статора и ротора је ламинирано гвожђе. Сваки статорски пол поседује једноставан сконцентрисан намотај. Редна или паралелна веза намотаја наспрамних статорских полова представља фазу мотора. На ротору нема намотаја нити сталних магнета.

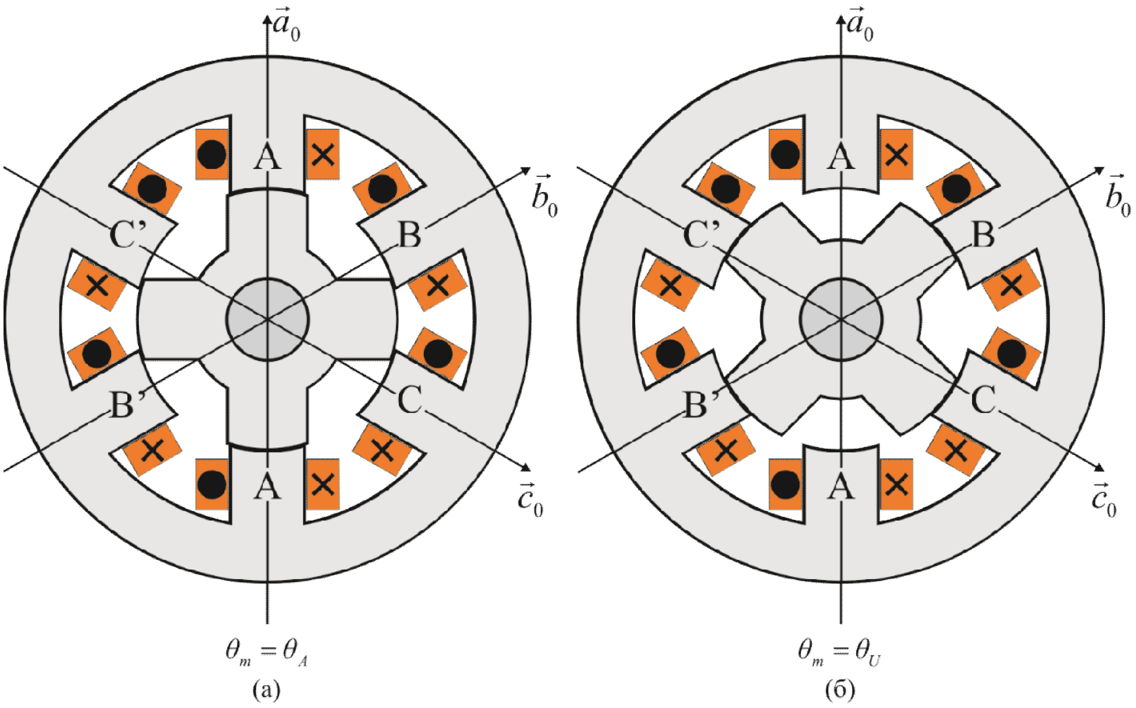
Конфигурације конвенционалних SRM-а су дефинисане бројем полова статора и ротора N_S и N_R, респективно као N_S/N_R при чему одговарајући број фаза мотора

$$q = \frac{N_S}{\left|N_S - N_R\right|} \tag{2.1}$$

у циљу постизања континуалног момента мора бити већи од два, а број полова ротора и статора паран број. Слика 2.1 приказује попречне пресеке најчешћих конвенционалних конфигурација, трофазног 6/4 и четврофазног 8/6 SRM-а. Процес електромеханичког претварања енергије SRM-а зависи од магнетске интеракције статора и ротора која се мења у зависности од релативног положаја ротора у односу на статор.



Слика 2.1 Попречни пресеци (а) трофазног 6/4 SRM-а и (б) четворофазног 8/6 SRM-а.

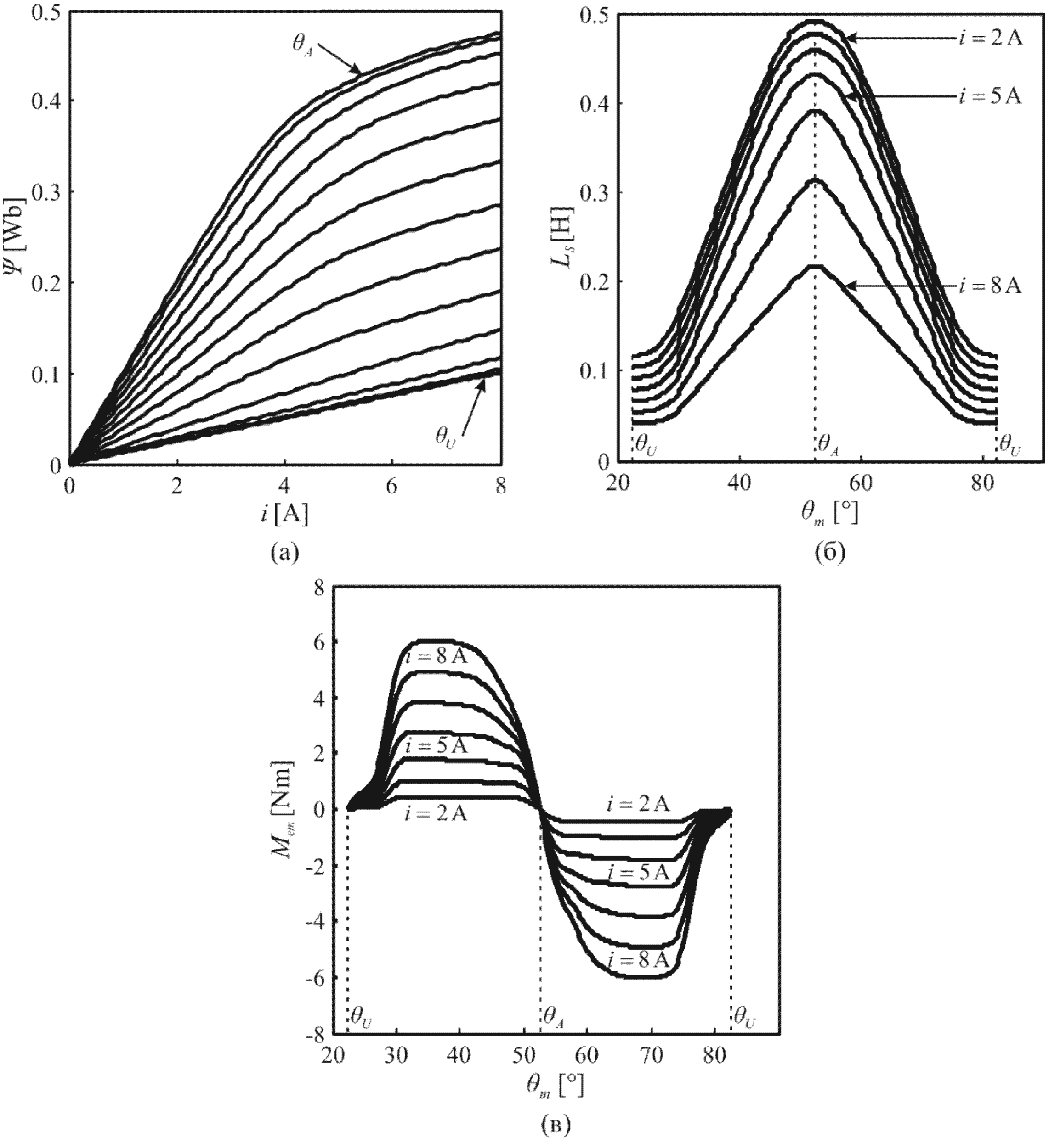


Слика 2.2 (а) усаглашени и (б) неусаглашени положај ротора у односу на статорске полове фазе А 6/4 SRM-а.

Током обртања ротора разликују се три карактеристична положаја:

- Усаглашен положај (*aligned position*), θ_A, представља положај ротора θ_m када је оса роторског пола усаглашена са осом статорског пола посматране фазе. Тада је ваздушни зазор између полова ротора и статора најмањи па је релуктанса на путу линија магнетског флукса минимална, односно индуктивност побуђене фазе максимална. Постојање струје у посматраној фази резултује електромагнетским моментом чија је вредност једнака нули. Ако се ротор изведе из усаглашеног положаја јавља се момент који враћа ротор у првобитни положај, тј. положај минималне релуктансе. Усаглашен положај се зове и положај стабилне равнотеже. За посматрану фазу А 6/4 SRM-а усаглашени положај ротора приказан је на слици 2.2(а).
- У неусаглашеном положају (*unaligned position*), θ_U, оса између полова ротора је усаглашена са осом статорских полова посматране фазе. Овај положај за посматрану фазу представља положај максималне релуктансе на путу линија магнетског флукса, односно минималне индуктивности побуђене фазе, пошто је тада највећи ваздушни зазор између полова ротора и статора. Као и у случају усаглашеног положаја, постојање струје у посматраној фази резултује електромагнетским моментом чија је вредност једнака нули. Међутим, померај ротора у овом случају не резултује његовим враћањем у првобитни положај већ у усаглашен положај па се неусаглашен положај зове и положај нестабилне равнотеже. Неусаглашен положај ротора посматране фазе А 6/4 SRM-а приказан је на слици 2.2(б).
- Међуположај (*intermediate position*) је било који положај ротора θ_m различит од усаглашеног и неусаглашеног. Сходно томе, очигледно је да положаји ротора на слици 2.1 представљају примере међуположаја који одговарају свим фазама 6/4 и 8/6 SRM-а.

Иако се у самом називу мотора спомиње релуктанса односно магнетска отпорност, објашњење принципа рада и генерисања електромагнетског момента се везује за анализу функционалне зависности флуксног обухвата Ψ, сопствене индуктивности L_S и електромагнетског момента M_{em} од фазне струје i и положаја ротора θ_m. Пример горе наведених карактеристика, које се још називају и статичке, приказан је на слици 2.3. Квалитативна анализа ових карактеристика треба за почетак да образложи природу њиховог понашања која је пре свега проузрокована дубоким засићењем као инхерентном особином SRM-а у нормалном режиму рада. У усаглашеном положају, доминантан део укупне



Слика 2.3 Типичне зависности (а) флуксног обухвата од фазне струје за различите положаје ротора, (б) сопствене индуктивности од положаја ротора за различите фазне струје и (в) електромагнетског момента од положаја ротора за различите фазне струје једне фазе мотора SRM-а.

релуктансе на путу линија магнетског флукса је одређен малим ваздушним зазором између полова статора и ротора. Међутим, чак и при малим вредностима струје преостала значајна путања флукса, пре свега у јарму статора и ротора је подложна засићењу. Тај ефекат засићења значајно утиче на *Ψ-i* криву у усаглашеном положају, што се јасно види на слици 2.3(а). Са друге стране, услед засићења јарма статора и ротора јавља се пад магнетског напона који утиче на смањење сопствене индуктивности у усаглашеном положају. Овај утицај расте са повећањем струје што потврђује и слика 2.3(б).

Током делимичног преклапања статорских и роторских полова флукс се затвара кроз веома узану заједничку преклопљену површину, проузрокујући њихово засићење чак и при малим вредностима струја. Овај ефекат се зове локално засићење и јавља се доста раније него засићење осталих делова магнетског кола. Од неусаглашеног, па до положаја када почиње преклапање статорски и роторских полова, криве магнетизације немају брзу промену.

Са почетком преклапања *Ψ-i* криве се померају на горе услед магнетског засићења и флукса расипања узимајући брзо облик који је близак кривој која одговара усаглашеном положају. Дакле, и у случају делимичног преклапања статорских и роторских полова, са повећањем засићења односно струје сопствена индуктивност се смањује.

Нагли раст момента почиње са почетком преклапања статорских и роторских полова сагласно слици 2.3(в). Дакле, дубоко локално засићење у зони делимично преклопљених полова је од круцијалног значаја за генерисање електромагнетског момента. Очигледно је да већа вредност струје омогућава већи моменат. Међутим, са већом преклопљеном површином полова статора и ротора, услед засићења магнетског кола машине, долази до његовог смањења.

Постојање момента пре почетака преклапања полова статора и ротора, сагласно слици 2.3(в) јасан је показатељ присуства расипног флукса. Његов утицај се такође манифестује и током приближавања ротора усаглашеном положају. Наиме, услед његовог смањења смањује се и нагиб кривих сопствене индуктивности нарочито при малим вредностима струја што се може приметити на слици 2.3(б).

Утицај засићења и флукса расипања на *Ψ-i* криву и сопствену индуктивност у неусаглашеном положају је значајно мањи у поређењу са претходно анализираним положајима ротора сагласно сликама 2.3(а) и 2.3(б). Због тога се може рећи да је у неусаглашеном положају *Ψ-i* крива приближно линеарна а индуктивност константна.

Као последица ефекта магнетског засићења који карактерише нормалан рад SRM-а, веза између флуксног обухвата, фазне струје и положаја ротора је изразито нелинеарна, тј. важи $\Psi=f(i,\theta_m)$ односно $i=f(\Psi,\theta_m)$. Значај засићења и његов утицај на процес електромеханичког претварања енергије је детаљно објашњен у одељку 2.3. Са друге стране, ова особина SRM чини релативно тешким за моделовање. За сада треба напоменути да предикција перформанси SRM-а директно зависи од тачности моделовања *Ψ-i* кривих.

Принцип рада SRM-а се може објаснити на једноставан начин посматрајући идеализоване профиле сопствене индуктивности и електромагнетског момента једне фазе мотора, при чему идеализовани профил подразумева занемарење магнетског засићења и флукса расипања. Примери ових профила, који одговарају ширини полног корака ротора

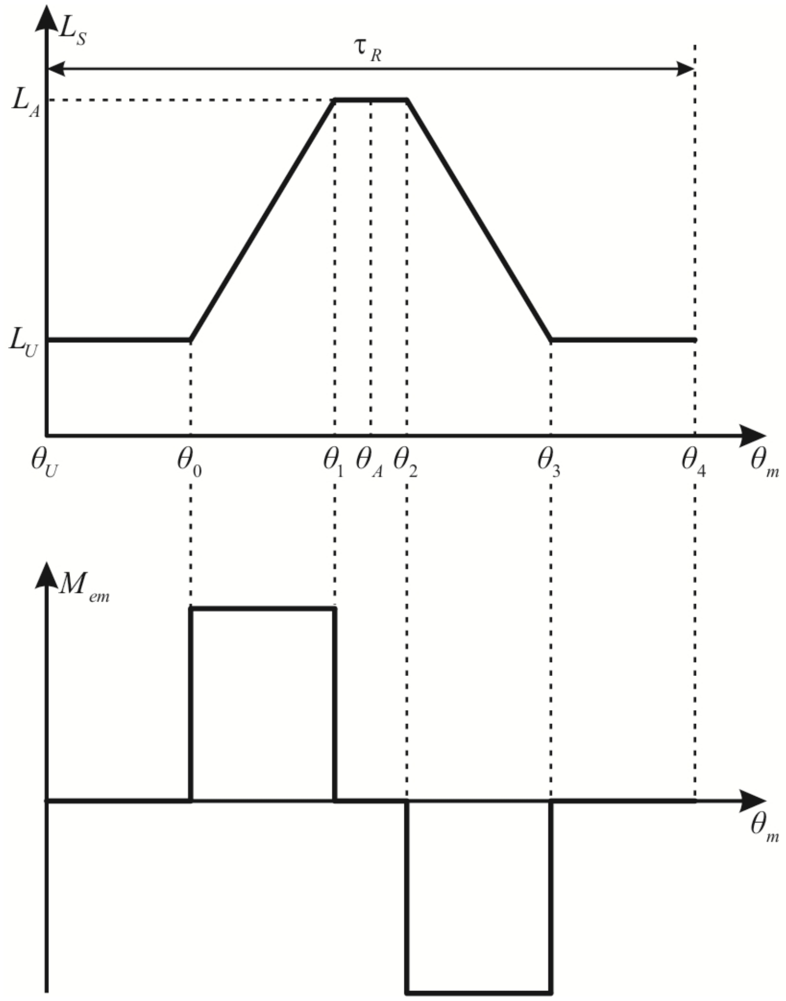
$$\tau_R = \frac{360^0}{N_R} \tag{2.2}$$

и константној струји фазног намотаја, дати су на слици 2.4. Треба нагласити да τ_R представља ширину једног циклуса електромеханичког претварања енергије при чему су профили индуктивности и моменти преосталих фаза SRM-а идентични посматраној фази са слике 2.4 с тим што је фазни померај између њих дефинисан углом

$$\pounds = \frac{360^0}{qN_R}\,. \tag{2.3}$$

Опис карактеристичних интервала и тачака од интереса са слике 2.4 и њихово физичко значење образложено је у наставку.

θ_0–θ_1: са почетком преклапања статорских и роторских полова у положају θ_0, долази до линераног увећања сопствене индуктивности. Њена позитивна промена траје све док се не достигне потпуно преклапање статорских и роторских полова у положају θ_1 коју карактерише максимална вредност сопствене индуктивности L_A. Постојање струјног импулса у овој области генерише



Слика 2.4 Идеализован профил сопствене индуктивности и електромагнетског момента једне фазе SRM-а при константној струји.

позитиван моменат. Пошто је у овој анализи струја константна, одговарајући моменат је правоугаоног облика будући да он према [131] директно зависи од квадрата струје и промене сопствене индуктивности.

θ_1–θ_2: од θ_1 до θ_2 сопствена индуктивност задржава максималну вредност будући да су полови статора и ротора и даље потпуно преклопљени. Као последица тога, генерисани електромагнетски момент је једнак нули без обзира на интезитет побудне струје.

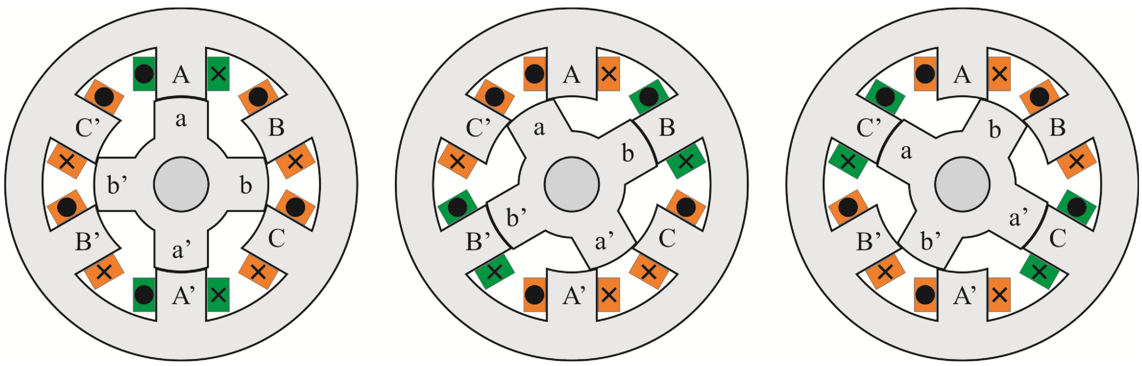
θ_2–θ_3: од θ_2 до θ_3 сопствена индуктивност почиње да линеарно опада све до своје минималне вредности L_U пошто се након угла θ_2 завршава потпуно преклапање полова статора и ротора. На тај начин промена индуктивности је негативна и позиционирањем струјног импулса у овој области постиже се генераторски режим рада.

θ_U–θ_0, θ_3–θ_4: током ових интервала нема преклапања статорских и роторских полова па сопствена индуктивност L_U задржава константну вредност. Због тога, ова област не доприноси генерисању момента.

Дакле, обртањем ротора од неусаглашеног ка усаглашеном положају, релуктанса се монотоно смањује, односно индуктивност монотоно расте па се има позитивна промена индуктивности. У случају постојања струје у фазном намотају, позитиван моменат, односно моторни режим рада се може постићи само ако се роторски пол налази између неусаглашеног и следећег усаглашеног положаја за исти, дефинисани смер обртања. У супротном, има се кочиони моменат, односно генераторски режим рада, будући да је промена индуктивности негативна. Због тога, правилан рад мотора захтева побуђивање фаза одговарајућим редоследом који је синхронизован са профилом индуктивности. За разлику од других врста машина, побуђивање фаза SRM-а захтева коришћење енергетског претварача који према дефинисаном алгоритму управљања омогућава постизање горе наведених захтева о чему ће бити више речи касније.

Слика 2.5 илуструје механизам генерисања позитивног електромагнетског момента код 6/4 SRM-а. Три узастопна положаја ротора дата на слици 2.5 настају као резултат побуђивања мотора низом од три импулса, за сваку од фаза по један. Активне фазе мотора чије секвенцијално побуђивање доводи до ових положаја, означене су зеленом бојом.

Нека је почетни положај ротора дефинисан тако да он за фазу А представља усаглашен положај. До њега се дошло применом напонског/струјног импулса на фазу А. Статорски полови А-А’ побуђене фазе А су привукли роторске полове а-а’, и на тај начин посматрани пар роторских полова је померен за 30^0. За даље



Слика 2.5 Три узастопна положаја ротора 6/4 SRM-а који одговарају позитивном смеру обртања ротора.

Табела 2.1 Секвенца побуђивања 6/4 SRM-а током једног обртаја ротора.

Редни број импулса	**Побуђена фаза мотора**	**Активни пар роторских полова**	**Угаони положај ротора**
1.	A	a-a'	0^0
2.	B	b-b'	30^0
3.	C	a-a'	60^0
4.	A	b-b'	90^0
5.	B	a-a'	120^0
6.	C	b-b'	150^0
7.	A	a-a'	180^0
8.	B	b-b'	210^0
9.	C	a-a'	240^0
10.	A	b-b'	270^0
11.	B	a-a'	300^0
12.	C	b-b'	330^0
1.	A	a-a'	0^0

померање ротора у истом смеру потребно је укинути побуду фазе A, а побудити фазу B. Побуђивањем фазе B, наредни пар роторских полова b-b' се помера за 30^0 и долази у усаглашен положај фазе B. Укидањем побуде фазе B и побуђивањем фазе C, пар роторских полова a-a' заузима усаглашен положај фазе C.

На овај начин је обављен један електрични циклус који одговара полном кораку ротора, τ_R. Аналогно, применом горе описаног побуђивања фаза мотора, обезбеђује се континуално генерисање момента. Да би се остварио један комплетан механички обртај ротора, потребно је укупно $S=q\cdot N_R$ импулса будући да се се свака фаза мотора побуђује N_R пута током једног обртаја ротора.

Може се уочити да секвенца побуђивања фаза A-B-C резултује позитивним смером обртања ротора (супротним од смера казаљке на часовнику) и моторним режимом рада. Секвенца побуђивања A-C-B такође резултује моторним режимом рада али негативним смером обртања ротора(у смеру казаљке на часовнику). Комплетан низ напонских импулса током једног механичког обртаја ротора у смеру супротном од казаљке на сату је дат у табели 2.1.

2.2 Математички модел SRM-а

Основу математичког модела SRM-а представља: једначина напонске равнотеже фазних намотаја, функционална веза флуксног обухвата, фазне струје и угаоног положаја ротора, израз за електромагнетски моменат и Њутнова једначина механичког подсистема за обртно кретање. У циљу поједностављења математичког модела, међусобна спрега односно међусобна индуктивност између фаза се занемарује, што пружа могућност да се фазни намотаји у магнетском смислу посматрају потпуно независно.

2.2.1 Једначина напонске равнотеже

Узимајући у обзир горе наведено занемарење, једначина напонске равнотеже фазног намотаја је дата изразом

$$u = Ri + \frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t}, \tag{2.4}$$

при чему је u напон напајања фазног намотаја, i фазна струја, R отпорност фазног намотаја аΨ укупни флуксни обухват. Као што је већ речено, магнетско засићење као инхерентна особина SRM-а резултује чињеницом да је флуксни обухват Ψ функција струје и угаоног положаја ротора, то јест важи

$$\Psi = \Psi\left(i, \theta_m\right). \tag{2.5}$$

Будући да је флуксни обухват функција струје и положаја ротора има се

$$u = Ri + \frac{\partial \Psi}{\partial i}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi}{\partial \theta_m}\frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}, \tag{2.6}$$

где је dθ_m/dt угаона брзина обртања ротора Ω_m. Први сабирак са десне стране једнакости (2.6) је омски пад напона, други индуктивни пад напона, док је трећи контраелектромоторна сила услед обртања ротора.

Ако се занемари магнетско засићење, међусобна интеракција фаза и флукс расипања тада важи релација

$$\Psi = L\left(\theta_m\right) \cdot i, \tag{2.7}$$

при чему је $L(\theta_m)$ сопствена индуктивност статорског намотаја. Под овим условима, посматрајући прекидачки релуктантни мотор као линеарни систем, једначина напонске равнотеже има облик

$$u = Ri + L\left(\theta_m\right)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + i\frac{\partial L\left(\theta_m\right)}{\partial \theta_m}\frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}. \tag{2.8}$$

2.2.2 Одређивање електромагнетског момента

Одређивање електромагнетског момента које следи у наставку базира се на принципу одржања енергије. Прираштај улазне електричне енергије dW_e једнак је збиру прираштаја магнетске енергије dW_m и прираштаја механичког рада dW_{meh}

$$\mathrm{d}W_e = \mathrm{d}W_m + \mathrm{d}W_{meh}. \tag{2.9}$$

Тренутна улазна снага побуђене фазе мотора је

$$p_e = ui = Ri^2 + i\frac{\partial \Psi}{\partial i}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + i\frac{\partial \Psi}{\partial \theta_m}\frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}, \tag{2.10}$$

одакле је прираштај улазне електричне енергије dW_e одређен као

$$\mathrm{d}W_e = Ri^2\mathrm{d}t + i\frac{\partial \Psi}{\partial i}\mathrm{d}i + i\frac{\partial \Psi}{\partial \theta_m}\mathrm{d}\theta_m. \tag{2.11}$$

Први сабирак са десне стране једнакости је прираштај енергије Џулових губитака, други је прираштај магнетске енергије dW_m док је трећи прираштај механичког рада dW_{meh}. Израз за промену енергије магнетског поља и механичког рада се може написати као

$$\mathrm{d}W_m + \mathrm{d}W_{meh} = i\frac{\partial \Psi}{\partial i}\mathrm{d}i + i\frac{\partial \Psi}{\partial \theta_m}\mathrm{d}\theta_m. \tag{2.12}$$

Магнетска енергија W_m је функција струје и положаја ротора, $W_m=W_m(i,\theta_m)$. У том случају важи

$$\mathrm{d}W_m = \frac{\partial W_m}{\partial i}\mathrm{d}i + \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m}\mathrm{d}\theta_m. \tag{2.13}$$

Када се једначина (2.13) уврсти у израз (2.12) добија се

$$\mathrm{d}W_{meh} = \left(i\frac{\partial \Psi}{\partial i} - \frac{\partial W_m}{\partial i}\right)\mathrm{d}i + \left(i\frac{\partial \Psi}{\partial \theta_m} - \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m}\right)\mathrm{d}\theta_m. \tag{2.14}$$

За одређени положај ротора, енергија магнетског поља W_m се може одредити помоћу израза

$$W_m = \int_0^{\Psi_S} i\mathrm{d}\Psi, \tag{2.15}$$

односно

$$W_m = i\Psi - \int_0^{i_S} \Psi\mathrm{d}i, \tag{2.16}$$

што се види на кривој магнетизације која је приказана на слици 2.6 за одређени положај ротора.

Парцијални извод једначине (2.16) по струји даје следећу једнакост

$$\frac{\partial W_m}{\partial i} = i\frac{\partial \Psi}{\partial i} + \Psi - \int_0^{i_S}\frac{\partial \Psi}{\partial i}\mathrm{d}i = i\frac{\partial \Psi}{\partial i}. \tag{2.17}$$

Ако се једначина (2.17) уврсти у једнакост (2.14) добија се израз који представља прираштај механичког рада

$$\mathrm{d}W_{meh} = \left(i\frac{\partial \Psi}{\partial \theta_m} - \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m} \right) \mathrm{d}\theta_m . \tag{2.18}$$

Прираштај механичког рада се може представити као производ електромагнетског момента M_{em} и померајa ротора, $\mathrm{d}\theta_m$

$$\mathrm{d}W_{meh} = M_{em}\mathrm{d}\theta_m . \tag{2.19}$$

Израз за тренутну вредност електромагнетског момента је

$$M_{em}\left(i,\theta_m\right) = i\frac{\partial \Psi\left(i,\theta_m\right)}{\partial \theta_m} - \frac{\partial W_m\left(i,\theta_m\right)}{\partial \theta_m} . \tag{2.20}$$

Са друге стране, електромагнетски момент се може поједноставити дефинисањем израза за коенергију

$$W_C = \int_0^{i_S} \Psi \mathrm{d}i , \tag{2.21}$$

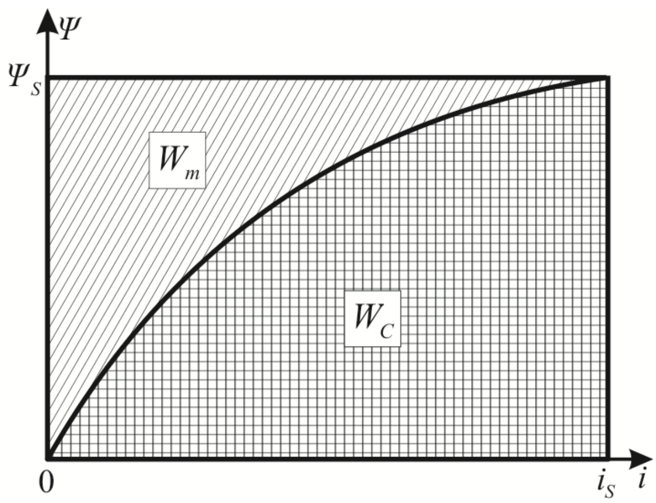
сагласно слици 2.6.

Парцијални извод једначине (2.16) по угаоном положају ротора даје следећу једнакост

$$\frac{\partial W_C}{\partial \theta_m} = i\frac{\partial \Psi}{\partial \theta_m} - \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m} . \tag{2.22}$$

Дакле, на основу једначина (2.20) и (2.22), тренутна вредност електромагнетског момента се одређује као

$$M_{em}\left(i,\theta_m\right) = \left. \frac{\partial W_C\left(i,\theta_m\right)}{\partial \theta_m} \right|_{i=\mathrm{const.}} . \tag{2.23}$$



Слика 2.6 Крива магнетизације SRM-а за одређени положај ротора.

Горе спроведена анализа је урађена узимајући струју и угаони положај ротора као независне променљиве, тј. $\Psi=\Psi(i,\theta_m)$.

Електромагнетски момент се може представити у функцији флуксног обухвата и угаоног положаја ротора узимајући њих као независне променљиве, тј $i=i(\Psi,\theta_m)$. У овом случају израз за промену енергије магнетског поља се може написати као

$$\mathrm{d}W_m = \frac{\partial W_m}{\partial \Psi}\mathrm{d}\Psi + \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m}\mathrm{d}\theta_m . \tag{2.24}$$

Заменом једначине (2.24) у израз (2.12) добија се

$$\mathrm{d}W_{meh} = i\left(\frac{\partial \Psi}{\partial i}\mathrm{d}i + \frac{\partial \Psi}{\partial \theta_m}\mathrm{d}\theta_m\right) - \frac{\partial W_m}{\partial \Psi}\mathrm{d}\Psi - \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m}\mathrm{d}\theta_m . \tag{2.25}$$

Будући да је

$$\mathrm{d}\Psi = \frac{\partial \Psi}{\partial i}\mathrm{d}i + \frac{\partial \Psi}{\partial \theta_m}\mathrm{d}\theta_m , \tag{2.26}$$

следи да је

$$\mathrm{d}W_{meh} = i\mathrm{d}\Psi - \frac{\partial W_m}{\partial \Psi}\mathrm{d}\Psi - \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m}\mathrm{d}\theta_m . \tag{2.27}$$

С обзиром да је

$$\frac{\partial W_m}{\partial \Psi}\mathrm{d}\Psi = \frac{\partial}{\partial \Psi}\left(\int_0^{\Psi_S} i\mathrm{d}\Psi\right)\mathrm{d}\Psi = i\mathrm{d}\Psi , \tag{2.28}$$

тренутна вредност електромагнетског момента је

$$M_{em}\left(\Psi,\theta_m\right) = -\left.\frac{\partial W_m\left(\Psi,\theta_m\right)}{\partial \theta_m}\right|_{\Psi=\mathrm{const.}} . \tag{2.29}$$

Спроведено одређивање тренутне вредности електромагнетског момента узима у обзир засићење као инхерентну појаву која је карактеристична за SRM. Као што је већ речено, у случају линеарног система, занемарујући ефекат засићења магнетског материјала важи $\Psi(\theta_m)=L(\theta_m)\cdot i$. Коенергија у посматраном случају, сагласно једначини (2.21) износи

$$W_C = \frac{1}{2}L\left(\theta_m\right)i_S^2 , \tag{2.30}$$

одакле следи да је моменат

$$M_{em} = \frac{1}{2}i_S^2\frac{\mathrm{d}L\left(\theta_m\right)}{\mathrm{d}\theta_m} . \tag{2.31}$$

Посматрајући слику 2.7 на којој су приказане криве магнетизације, у случају занемарења магнетског засићења, може се закључити да коенергија и енергија магнетског поља имају исту вредност. До израза за електромагнетски моменат дефинисан једначином (2.31) може се доћи на основу једначине (2.8) која представља једначину напонске равнотеже фазног намотаја у случају када се занемарује засићење.

Множењем леве и десне стране једнакости (2.8) са струјом *i*, добија се следећа релација

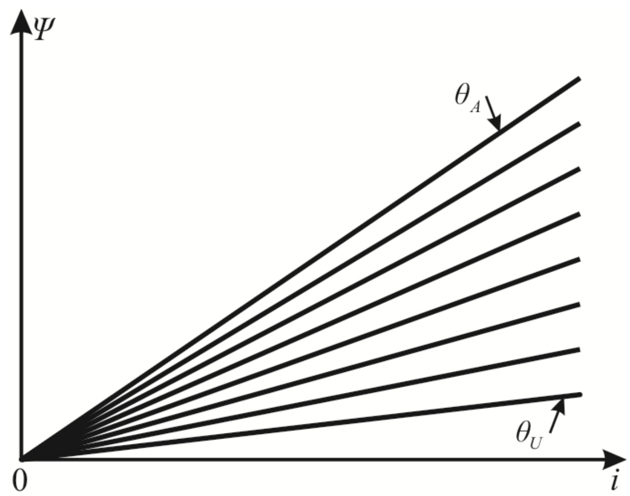
$$ui = Ri^2 + iL(\theta_m)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + i^2\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m}\frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}\,. \tag{2.32}$$

Промена магнетске енергије, односно коенергије у било ком тренутку времена дата је изразом

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{1}{2}L(\theta_m)i^2\right) = \frac{1}{2}\frac{\mathrm{d}L(\theta_m)}{\mathrm{dt}}i^2 + iL(\theta_m)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{dt}} = \frac{1}{2}\Omega_m\frac{\mathrm{d}L(\theta_m)}{\mathrm{d}\theta_m}i^2 + iL(\theta_m)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{dt}}\,. \tag{2.33}$$

На основу закона електромеханичког претварања познато је да се део снаге извора улаже у енергију поља, део губи услед Џулових губитака у намотајима а преостала снага претвара у механичку захваљујући спрежном пољу. У складу са овим и једначина (2.32) и (2.33) има се

$$M_{em} = \frac{1}{2}i_S^2\frac{\mathrm{d}L(\theta_m)}{\mathrm{d}\theta_m}\,. \tag{2.34}$$



Слика 2.7 Зависност флуксног обухвата од фазне струје за различите положаје ротора у случају занемарења односно непостојања магнетског засићења.

Дакле, на два различита начина се долази до истог израза за електромагнетски моменат који је карактеристичан за линеарни систем, када је индуктивност функција само угаоног положаја ротора.

Горе спроведено извођење тренутне вредности момента, како за случај засићене тако и незасићене машине, односило се само на једну фазу мотора. Будући да прекидачки релуктантни мотор уобичајено има више фаза, укупна тренутна вредност момента дефинисана је изразом

$$M_{uk} = \sum_{j=1}^{q} M_{em,j} \ , \tag{2.35}$$

при чему $M_{em,j}$ представља тренутну вредност генерисаног момента од стране j-те фазе, а q је укупан број фаза мотора.

Израз за електромагнетски моменат (2.34) указује да он не зависи од знака струје али зависи од знака $\mathrm{d}L/\mathrm{d}\theta_m$. Такође, може се закључити да вредност момента зависи од апсолутне вредности $\mathrm{d}L/\mathrm{d}\theta_m$, тако да се приликом пројектовања SRM-а тежи што већем односу L_A/L_U. Квадратна зависност електромагнетског момента од струје се јавља практично само у случају малих вредности струја. Због чињенице да у нормалном режиму рада магнетска индукција улази у зону дубоког засићења, уз постојање локалног засићења током делимичног преклапања полова статора и ротора, веза момента и струје је изразито нелинеарна.

У овој упрошћеној анализи се занемарује међусобна интеракција фаза и у том случају моменат не зависи од смера струје. Међутим, када се узме у обзир међусобна спрега и ефекат међусобног засићења услед истовременог вођења више побуђених фаза мотора, показаће се касније да смер струје у сукцесивним фазама мотора има утицај на вредност електромагнетског момента, односно перформансе погона са SRM-ом.

2.2.3 Њутнова једначина механичког подсистема

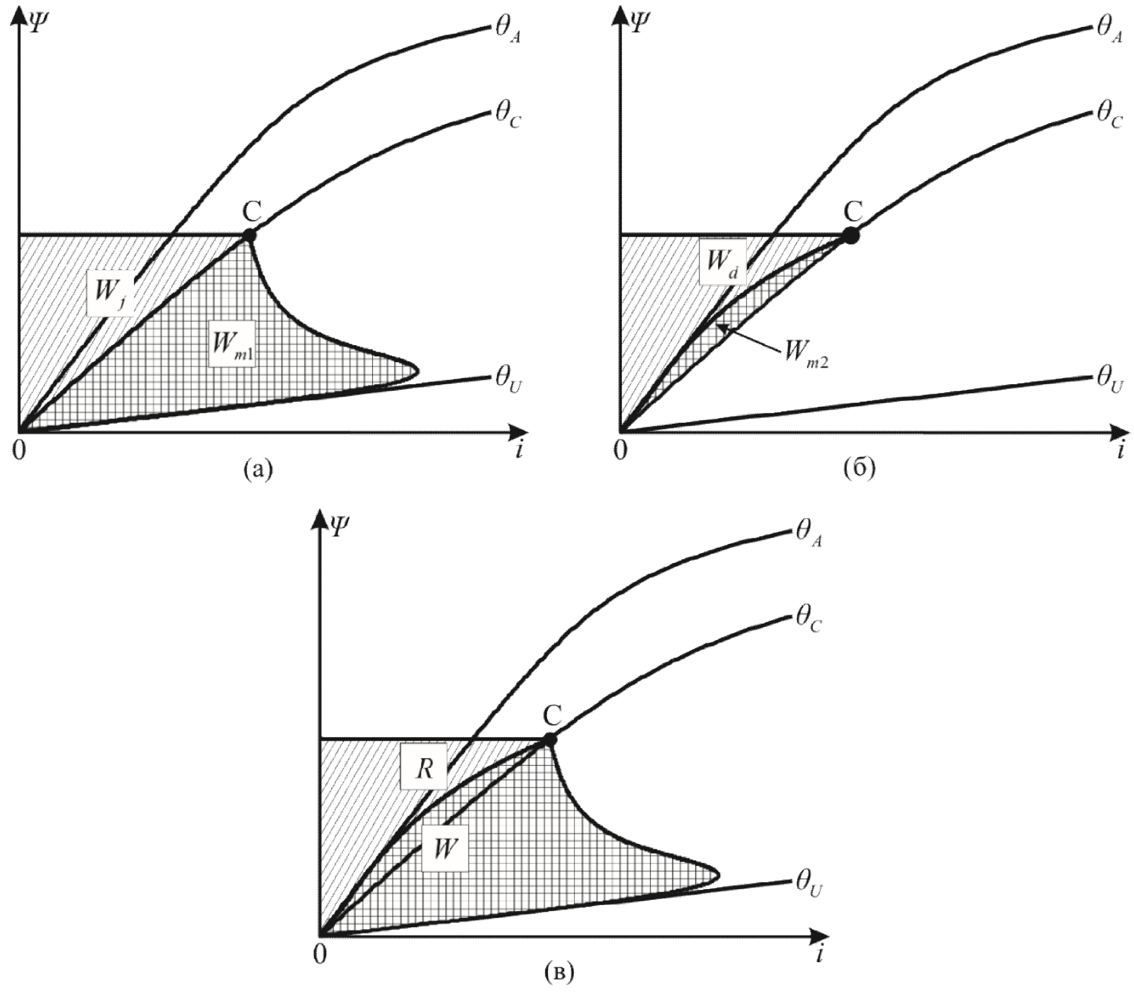
Промена брзине обртања ротора дефинисана је Њутновом једначином

$$J \frac{\mathrm{d}\,\omega_m}{\mathrm{d}t} = M_{em} - M_m - k_F\, \omega_m \, , \tag{2.36}$$

где J представља еквивалентни моменат инерција свих обртних делова, M_m моменат оптерећење којим радна машина делује на ротор а k_F коефицијент трења.

2.3 Процес електромеханичког претварања енергије SRM-а и утицај магнетског засићења на његов рад

Услед валовитости момента, као инхерентне особине прекидачког релуктантног мотора, тренутна вредност електромагнетског момента није константна. Међутим, изузимајући саму валовитост момента, за корисника прекидачког релуктантног мотора од велике важности је његова средња вредност. Због тога, од интереса је размотрити *Ψ-i* петљу фазе мотора чија површина током једног електричног циклуса представља механичку енергију коју посматрана фаза развија. Анализираће се природа *Ψ-i* петље једне фазе мотора кроз комбинацију процеса њене магнетизације и демагнетизације на примеру који је приказан на слици 2.8.



Слика 2.8 Илустрација (в) Ψ-i петље једне фазе SRM-а која је резултат комбинације процеса електромехничког претварања енергије током њене (а) магнетизације и (б) демагнетизације.

Овај пример је карактеристичан за режиме великих брзина SRM-а о чему ће бити више у одељку 2.4.2. Поред тога, треба нагласити да је магнетизација и демагнетизација фазног намотаја везана за довођење напона напајања и њему инверзног напона у циљу постизања жељеног облика струје користећи енергетски претварач којим се мотор напаја у складу са одговарајућим алгоритмом управљања.

Нека се претпостави константна брзина обртања ротора при чему се напон на фазни намотај доводи у тренутку који одговара неусаглашеном положају ротора. Ако је напон напајања константан и отпорност фазног намотаја мала, флуксни обухват расте линеарно са положајем ротора сагласно једначини (2.4). Такође, пораст струје је приближно линеаран, јер интервал током кога се посматра струја карактерише константна вредност индуктивности, приближно једнака L_U. Међутим, са почетком преклапања статорских и роторских полова, расте индуктивност и контраелектромоторна сила која смањује пораст струје. Процес магнетизације фазног намотаја представља трајекторија на Ψ-i петљи између тачака 0 и C. То се види на слици 2.8(а).

Тачка C представља тренутак комутације, односно положај ротора, када се мења поларитет доведног напона напајања. На слици 2.8(а), поред наведене трајекторије, дате су и криве магнетизације за усаглашен и неусаглашен положај као и крива магнетизације за положај који одговара углу комутације.

Акумулисана енергија магнетског спрежног поља је W_f. Извршени механички рад између тачке 0 и C, током позитивног напона на крајевима статорског намотаја је W_{m1}. Дакле, у тачки C, енергија извора једнака је збиру енергије магнетског поља, W_f, и извршеног механичког рада, W_{m1}. На основу слике 2.8(а) може се грубо проценити да је извршени механички рад упоредив са енергијом магнетског спрежног поља. То значи да се приближно половина енергије извора претвара у механички рад.

Током демагнетизације фазног намотаја, слика 2.8(б), када је поларитет напона напајања промењен, енергија магнетског спрежног поља се враћа у извор. Узимајући у обзир индуктивни карактер фазног намотаја, пре него струја и флукс у тачки O достигну нулту вредност, ротор пређе одређени угаони положај. Дакле, део енергије магнетског спрежног поља се претвара у механички рад током комутације, чиме се смањује енергија магнетског поља у корист механичког рада.

Извршени механички рад током демагнетизације представља трајекторија од тачке C до тачке O и једнак је $W_{m2}=W_f-W_d$. Треба уочити да је део енергије магнетског спрежног поља који се конвертује у механички рад током демагнетизације мањи од половине енергије поља у тренутку комутације. Укупан механички рад, $W=W_{m1}+W_{m2}$, током једном циклуса претварања који обухвата период пре и после комутације, приказан је на слици 2.8(в) и он представља комбинацију две претходне Ψ-i петље са слика 2.8(а) и 2.8 (б).

Енергија магнетског поља, R, на крају електричног циклуса једнака је енергији W_d. У [7] се уводи појам величине E

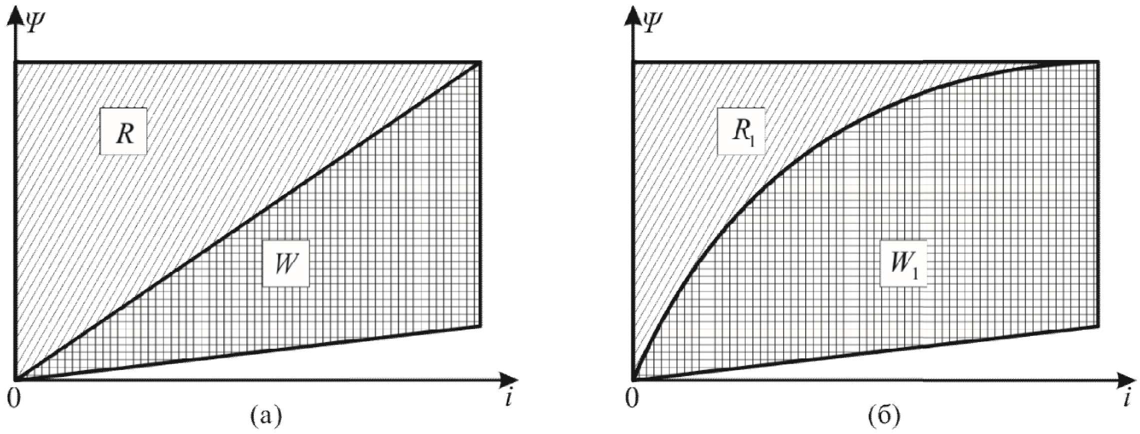
$$E=\frac{W}{W+R} \tag{2.37}$$

који дефинише однос енергије која се претвара у механички рад, W, и укупне енергије коју извор предаје мотору током једног циклуса електромеханичког претварања енергије, $W+R$.

У циљу добијања што веће вредности E, енергија магнетског поља, R, треба да буде што је могуће мања у односу на добијени механички рад, W. Због тога, од интереса је утврдити утицај и значај засићења на процес електромеханичког претварања. За почетак ће се анализирати Ψ-i петља прекидачке релуктантне машине без засићења. Узима се идеализовани случај побуђивања фазних намотаја, када су углови укључења и искључења везани за неусаглашени и усаглашени положај респективно, при чему је струја између њих константна. При таквим условима, Ψ-i петља током једног циклуса електромеханичког претварања дата је на слици 2.9(а). Као што се види на слици 2.9(а), без магнетског засићења и датим условима побуђивања, E је мање од 0.5, што значи да се мање од 50% енергије извора може претворити у механички рад.

Инверзна вредност величине E дефинише волт-амперску карактеристику инвертора, тј.важи

$$C=\frac{1}{E}=\frac{W+R}{R}\,. \tag{2.38}$$



Слика 2.9 Ψ-i петље идеализованог напајања SRM-а у условима када је магнетско коло (а) незасићено и (б) засићено.

На основу једначине (2.38) јасно се види да са смањењем добијеног механичког рада *W*, односно *E*, расту волт-амперски захтеви прекидачког релуктантни мотор.

Поредећи слике 2.9(а) и 2.9(б), може се приметити да са засићењем, при истим условима напајања као у случају незасићене машине, механички рад расте у односу на енергију магнетског спрежног поља, односно важи $R1<R$ и $W1>W$. Као што је већ речено, механички рад доступан у једном радном циклусу је пропорционалан површини *Ψ-i* петље за дефинисани радни режиму у *Ψ-i* дијаграму. Због тога, у случају машине са изразитим засићењем за исту улазну снагу се добија више механичког рада него у што би то било са незасићеном машином.

Имајући у виду да засићење унапређује перформансе прекидачког релуктантног мотора, нормални рад мотора је праћен дубоким засићењем. Оно је пожељно да буде локализовано у ивицама статорског и роторског пола, пошто се процес електромеханичког претварања јавља у ваздушном зазору. Са друге стране дубоко засићење осталих делова машине може да смањи могућност електромеханичког претварања за дате димензије, пре свега због губитака у гвожђу. У исто време, са повећањем засићења, смањују се волт-амперски захтеви инвертора за дати моменат и брзину. Због тога, може се рећи да захтев за делимичан рад у зони засићења није у контрадикцији са уобичајеном процедуром избегавања рада машина у нелинеарним условима. Дакле, волт-амперски захтеви за дати мотор опадају у случају засићења, док у исто време фактор искоришћења расте са повећањем момента оптерећења. Ово значајно утиче на димензије инвертора, односно његово смањење. Да би се минимизирале димензије мотора и инвертора, коенергија мора бити максимална а енергија магнетског спрежног поља минимална. Због тога се захтева јако мали ваздушни зазор са гвожђем велике пермеабилности. Међутим као последица нелинеарних карактеристика прекидачког релуктантног мотора, његово моделовање је доста сложено и компликовано.

2.4 Механичка карактеристика SRM-a

Анализа природне механичке карактеристике SRM-a у [4] показује да зависност M_{em} -Ω_m, при непроменљивом напону напајања и углу вођења, има исти облик као машина једносмерне струје са редном побудом када се SRM посматра као линеарни систем. Будући да је моменат пропорционалан квадрату флукса, а време и флукс током магнетизације једне фазе обрнуто пропорционални брзини обртања, моменат природне карактеристике је обрнуто пропорционалан квадрату брзине, тј. важи

$$M_{em} \sim \frac{1}{\Omega_m^2}\,, \tag{2.39}$$

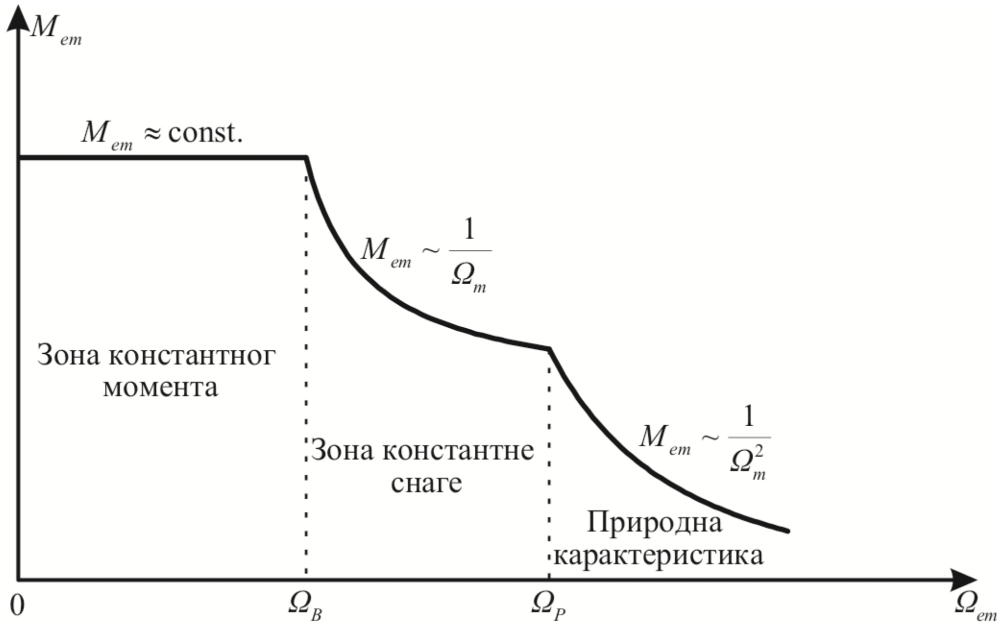
односно, снага је обрнуто пропорционална брзини обртања

$$P \sim \frac{1}{\Omega_m}\,. \tag{2.40}$$

Дакле, карактеристика M_{em}-Ω_m прекидачког релуктантног мотора се може регулисати као код машине једносмерне струје са редном побудом, променом напона напајања. Међутим, код SRM-a утицај на карактеристику се може постићи и променом угла укључења и искључења, односно углом вођења. Подешавањем углова укључења и искључења пружа се могућност постизања оптималних перформанси погона са SRM.

Механичка карактеристика SRM-a је приказана на слици 2.10 и на њој се може уочити:

1) Зона константног момента
2) Зона константне снаге
3) Природна карактеристика.



Слика 2.10 Механичка карактеристика SRM-а

Пре него што се пређе на опис зона механичке карактеристике и начина на који се радне тачке тих зона могу остварити, у наставку следи дефинисање карактеристичних углова који ће се користити у наставку.

Угао укључења, θ_{ON}, је положај ротора за који се везује почетак магнетизације фазног намотаја.

Угао искључења, θ_{OFF}, је положај ротора за који се везује почетак демагнетизације фазног намотаја.

Угао вођења, θ_D, представља разлику између угла укључења и искључења, тј. важи $\theta_D = \theta_{OFF} - \theta_{ON}$.

Угао гашења струје, θ_E, је положај ротора за који фазна струја достиже нулту вредност.

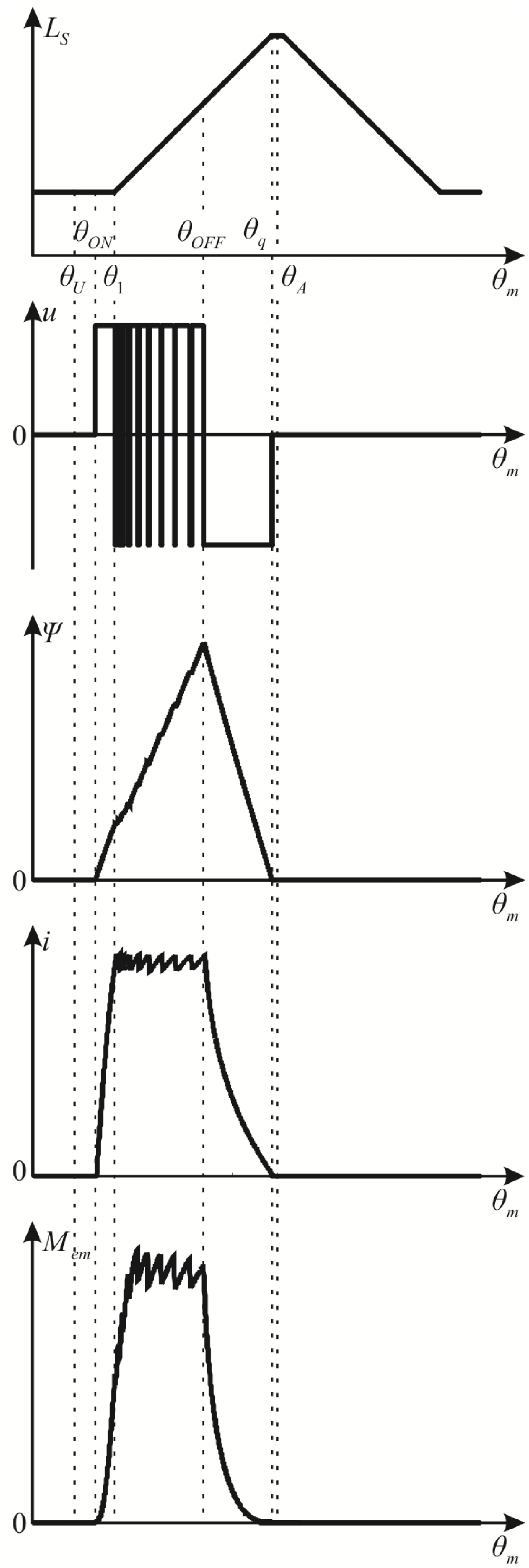
2.4.1 Зона константног момента

Геометријско место тачака M_{em}-Ω_m дијаграма кога карактеришу брзине мање од базне Ω_B при чему је средња вредност моменат приближно константна и једнака номиналној вредности, зове се зона константног момента. Базну брзину представља брзина обртања ротора при којој се максимално дозвољена струја и номинални моменат постижу уз номиналан напон напајања при фиксним угловима, θ_{ON} и θ_{OFF}.

Будући да се при малим брзинама обртања има мала електромоторна сила, применом номиналног напона, време које одговара углу провођења је сувише дугачко па фазне струје могу достићи вредности значајно веће од максимално дозвољених за полупроводничке компоненте проузрокујући њихово уништење. Због тога је ограничење фазних струја неопходно. Ограничење фазних струја се постиже коришћењем неке од техника напонске импулсно ширинске модулације (*Pulse Width Modulation-PWM*) или струјне регулације [131]. Као резултат примене ових техника има се смањење средње вредности напона којим се напаја фазни намотај, а самим тим и ограничење струје.

Типичан таласни облик напона, флуксног обухвата, фазне струје и момента добијени применом једне од техника импулсно ширинске модулације приказан је на слици 2.11. Поред наведених таласних облика, приказан је и идеализовани профил индуктивности. Тај "идеализовани" профил индуктивности се има само у случају бесконачне магнетске пермеабилности гвожђа без постојања ивичних ефеката сагласно одељку 2.3. Сврха коришћења таквог профила индуктивности у анализи наведених таласних облика која следи јесте једноставније уочавање карактеристичних положаја ротора.

Посматрајући слику 2.11 може се уочити да магнетизација фазног намотаја почиње непосредне пре почетка преклапања статорског и роторског пола. Као последица тога, струја расте готово линеарно и достиже захтевани ниво. Применом импулсно ширинске модулације, ниво захтеване струје се одржава чоповањем у границама дефинисаног хистерезиса пошто доведени напон превазилази електромоторну силу. Процес демагнетизације, односно довођење инверзног напона у циљу достизања нулте вредности струје у датом примеру започиње пре достизања усаглашеног положај ротора са циљем да се избегне негативна вредност момента. Када је у питању флуксни обухват, он расте линеарно све до тренутка када струја достигне максималну вредност и крене њено ограничење чоповањем, пошто је до тренутка чоповања целокупни напон извора доведен на фазни намотај. Након тога, са почетком преклапања статорских и роторских полова, даљи раст флуксног обухвата се има све до тренутка комутације сагласно ограничењу фазне струје.



Слика 2.11 Типични таласни облик напона напајања, флуксног обухвата, фазне струје и електромагнетског момента једне фазе SRM-а у зони константног момента.

Током комутације, услед целокупног негативног напона извора, флуксни обухват линеарно опада све док не достигне нулту вредност као и фазна струја. Електромагнетски моменат по успостављању фазне струје расте динамиком коју одређује нагли пораст фазне струје и релативно мала промена индуктивност. Са преклапањем статорских и роторских полова јасно се види да је таласни облик момента диктиран регулисаном фазном струјом. Као у случају фазне струје, након комутације, моменат великом стрмином пада на нулу. У овом примеру, нема негативног момента будући да је струја достигла нулту вредност пре усаглашеног положаја.

Дакле, у овој зони регулација момента се врши регулацијом фазних струја са правилним избором референтне струје и релативно малим подешавањем углова θ_{ON} и θ_{OFF} у циљу обликовања струја које ће резултовати смањењем буке или већом ефикасношћу.

2.4.2 Зона константне снаге

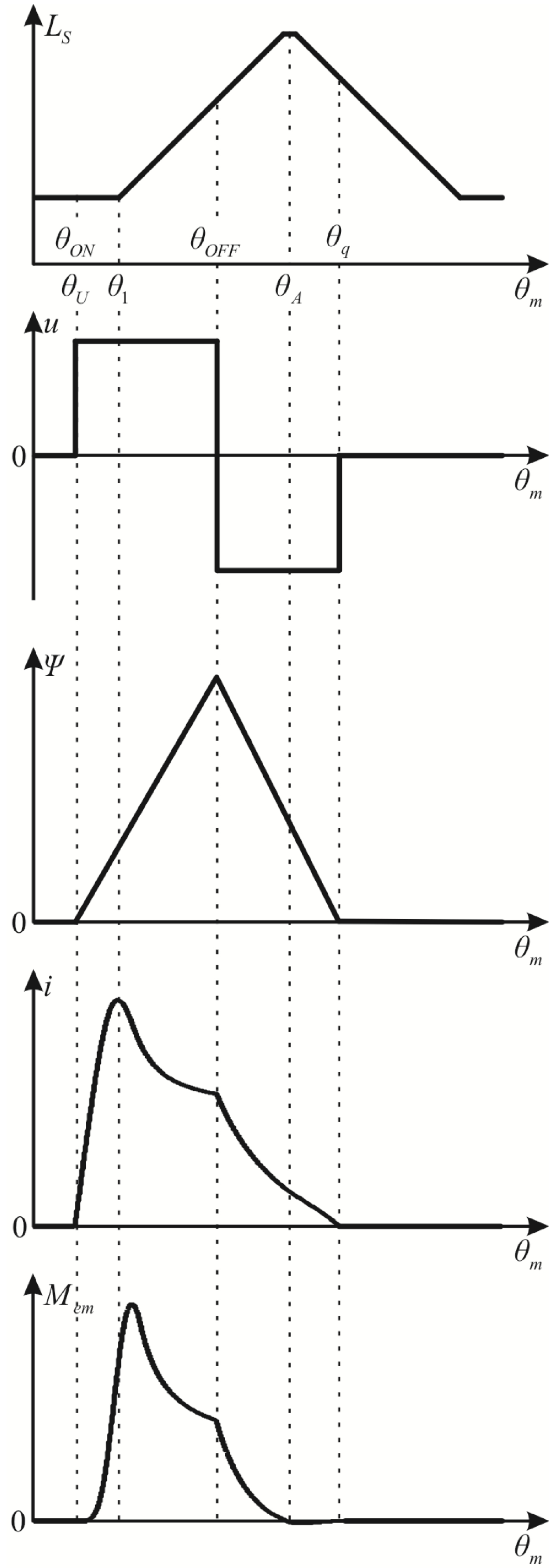
Са повећањем брзине, односно за брзине веће од базне, време које одговара процесу магнетизације се смањује, док контраелектромоторна сила постаје већа од напона напајања па се на тај начин ограничава струја без икакве струјне регулације. При базној брзини, контраелектромоторна сила расте до нивоа који захтева целокупан напон магнетизације да би се одржала номинална вредност струје. Било какво чоповање би смањило средњу вредност напона напајања, односно струју и моменат. Дакле, фазна струја је ограничена контраелектромоторном силом.

У исто време, након базне брзине, пошто нема регулације струје применом импулсно ширинске модулације, моменат не може више имати константну вредност. Да би се постигао што већи моменат у датим условима, неопходно је остварити што је могуће већу струју у зони генерисања момента. То се постиже подешавање угла θ_D, односно померањем углова θ_{ON} и θ_{OFF}. Такво подешавање наведених углова на начин да је моменат обрнуто пропорционалан брзини резултује константном снагом. Очигледно, у овом случају захтевани флукс је обрнуто пропорционалан квадратном корену брзине обртања ротора. У супротном, као што је већ речено, ако би се контролни параметри θ_{ON} и θ_{OFF} одржавали константним, моменат би опадао са квадратом брзине. Оваква регулација момента у циљу постизања константне снаге могућа је до неке брзине Ω_P пошто постоји ограничење у погледу максималног угла θ_D, односно углова θ_{ON} и θ_{OFF}. Та брзина се постиже у случају када је угао θ_D приближно једнак половини полног корака ротора, при чему је померање угла θ_{ON} ограничено положајем ротора након којег се улази у зону негативне промене фазне индуктивности. Са даљим повећањем брзине више није могуће задржати зону константне снаге. Ширина зоне константне снаге је обично два до три пута већа од базне брзине.

Типичан таласни облик идеализованог профила индуктивности, напона, флуксног обухвата и фазне струје који одговара режиму константне снаге приказан је на слици 2.12.

Као што се може приметити на слици 2.12, угао θ_{ON} лежи у интервалу током кога нема преклапања статорског и роторског пола, непосредно после усаглашеног положаја. Нагли пораст струје након доведеног напона на крајеве фазног намотаја последица је мале контраелектромоторне силе која се супротставља порасту струје јер је индуктивност релативно мала. Међутим, са преклапањем статорског и роторског пола јавља се нагли пораст контраелектромоторне силе која превазилази напон напајања. На тај начин, извод струје постаје негативан и струја почиње да опада при чему већој брзини обртања ротора одговара стрмији пад струје. Моменат се јавља по успостављању фазне струје, при чему се највећи део њега генерише у зони када је промена индуктивности позитивна. Током магнетизације, флуксни обухват расте линеарно будући да је напон напајања константан. Од тренутка комутације, под дејством негативног напона, има се стрмији пад фазне струје све док она не достигне нулту вредност.

Слично као у случају магнетизације, сада се под дејством константног негативног напона, има линеарни пад флуксног обухвата до нулте вредности. Комутација у режиму великих брзина треба да буде раније у односу на режим малих брзина, будући да је време које је на располагању током демагнетизације краће. На тај начин се може избећи нежељени негативни моменат који у посматраном примеру постоји.



Слика 2.12 Типични таласни облик напона напајања, флуксног обухвата, фазне струје и електромагнетског момента једне фазе SRM-а у зони константне снаге.

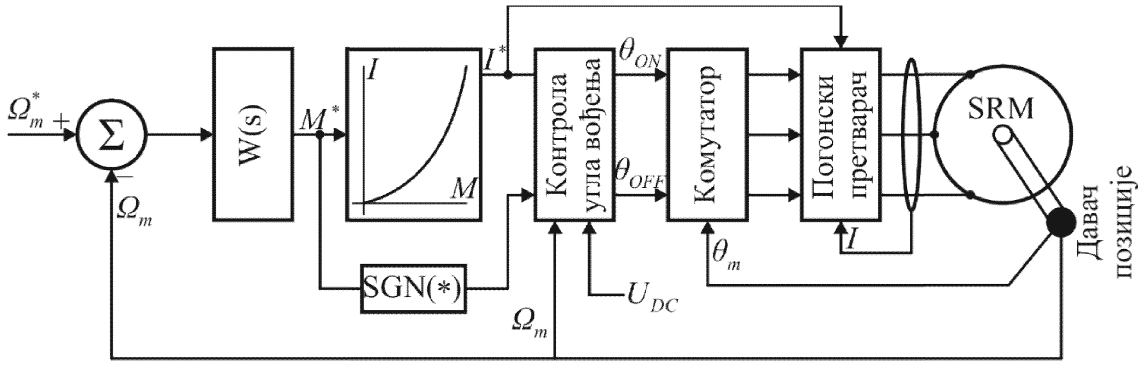
2.4.3 Зона природне карактеристике

Када је брзина обртања ротора већа од максималне брзине која се постиже у режиму константне снаге, односно када је достигнут минимални угао укључења и максимални искључења, регулација фазних струја није могућа пошто се угао θ_{ON} више не може смањивати, односно померати. Даље смањење угла θ_{ON} је контрапродуктивно, јер се на тај начин доприноси генерисању негативног момента пошто се улази у зону када је промена индуктивност негативна. Дакле, жељени ниво струје се не може остварити и јавља се значајан пад момента. Тада се радна тачка налази на природној карактеристици чија је промена дефинисана релацијом (2.39). Са даљим повећањем брзине и време који стоји на располагању за демагнетизацију је све краће, тако да је потребно смањивати угао θ_{OFF}.

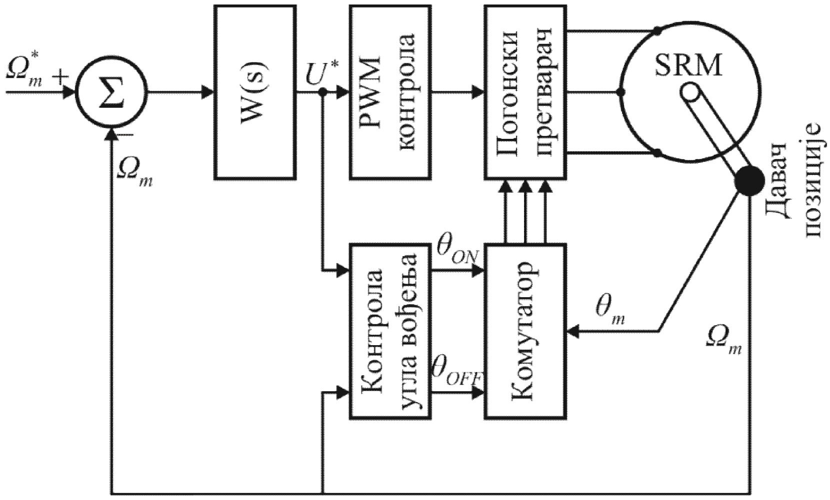
2.5 Алгоритми за управљање SRM-ом

Као што је већ речено, у циљу добијања жељених перформанси SRM-а неопходно је ограничење и обликовање фазних струја користећи напон напајања, референтну струју и углове укључења и искључења као управљачке величине сагласно одговарајућем алгоритму управљања који у себи садржи напонску PWM или струјну регулацију. Са друге стране, за реализацију одговарајућег алгоритма управљања неопходан је енергетски претварач, давач позиције и струјни сензори.

Ако су у путању погони високих перформанси онда је уобичајено да се контрола погона врши струјном регулацијом. Пример структуре струјно контролисаног погона SRM-а са контролом угла вођења приказан је на слици 2.13. Она се састоји од унутрашње и спољашње контуре. Задатак унутрашње регулационе контуре је одржавање покретачког момента који ствара SRM на жељеној вредности. Сагласно слици 2.13, на основу референтног момента и функционалне везе струја-моменат задаје се референтна струја. Пошто је целокупан напон једносмерног међукола доступан, омогућава се брза промена фазне струје односно момента. На тај начин, будући да спољашња контура регулише брзину обртања, струјно контролисани погон омогућава потпуну контролу момента са задовољавајућим одзивом на широком опсегу брзина. Треба нагласити да овај начин регулације захтева број струјних сензора који одговара броју фаза мотора.



Слика 2.13 Пример струјно контролисаног погона са SRM-ом.



Слика 2.14 Пример напонски PWM контролисаног погона са SRM-ом.

Погони ниских перформанси не захтевају брз одзив момента па се за њихово управљање обично користи напонска PWM регулација. Структура напонски контролисаног погона SRM-а са контролом угла вођења приказана је на слици 2.14.

Као што је већ речено, међу главне проблеме који ограничавају ширу употребу SRM-а спадају акустична бука и валовитост момента. Акустична бука је последица механичких вибрација SRM-а. Механичке вибрације се јављају пре свега услед радијалних сила које делују на статорске полове проузрокујући деформацију статорског јарма. У циљу смањења акустичне буке и вибрација развиле су се бројне технике [31]–[38], [42], [43] Оне се углавном заснивају на одговарајућем обликовању фазних струја имајући у виду да су радијалне силе најизраженије током комутације фаза или нарочитим обликовањем магнетске структуре ротора и статора како би се последице резонантних појава ублажиле.

Узрок инхерентне валовитости момента SRM-а лежи у начину електромехничког претварања енергије који се разликује од других врста машина, о чему је било више речи у одељцима 2.2 и 2.3. Због тога, моменат у себи садржи, високофреквентну прекидачку компоненту (<20 kHz), која је проузрокована начином напајања SRM-а, нискофреквентну комутациону компоненту (<1 kHz) услед комутације фаза мотора и компоненту која је последица међусобне интеракција фаза (<250 Hz) [132].

Технике које се користе у циљу смањења валовитости момента су сличне природе као оне које се користе у сврху умањења акустичне буке. Дакле, минимизација валовитости момента се врши оптимизацијом магнетског кола машине [39]–[41] или алгоритмима управљања који се пре свега базирају на одговарајућем обликовању фазних струја [44]–[58]. Пошто електромагнетски моменат, који делује на ротор има исти профил као тангенцијалне силе [133], очигледно је да смањење валовитости момента такође доприноси смањењу буке. Од интереса је истаћи да валовитост момента проузрокује и вибрације у лежајевима мотора које увећавају укупан ниво буке погона са SRM-ом.

Проблем који се јавља при примени SRM-а са смањеном валовитишћу момента је околност због које управљачки захтеви (иначе усмерени ка смањењу валовитости) смањују средњу вредност корисног момента. Елиминација удара момента кроз уобличавање импулса фазних струја чини да SRM губи своје компаративне предности, међу којима је специфични моменат(однос Nm/A), специфичну снагу мотора и фактор снаге који постају инфериорни у односу на исте величине код машина наизменичне струје. Поред осталих ефеката, алгоритми за умањење валовитости момента SRM-а знатно умањују и степен корисног дејства погона. Због тога мора постојати компромис између захтева за минимизацијом валовитости момента и захтева за што већим специфичним моментом.

Постоји, међутим, велики број примена у којима импулсни карактер момента не представља недостатак, па се тако SRM-и могу успешно користити у електричној вучи као и код погона вентилатора, компресора и пумпи где се већи ниво буке може толерисати. У ту сврху су се развили алгоритми управљања чији је циљ оптимизација перформанси погона са SRM-ом пре свега ефикасности на целом опсегу механичке карактеристике. Ти алгоритми се углавном базирају на одређивању оптималних углова укључења и искључења који обезбеђују баланс између максималне ефикасности погона и минимизације валовитости момента пошто се ова два критеријума не могу истовремено задовољити за све радне тачке. У режиму малих брзина када се врши ограничење фазних струја, оптимални угао укључења θ_{ON} се одређује тако да фазна струја увек достигне референтну вредност у тренутку када почне преклапање статорских и роторских полова пошто после тог положаја електромоторна сила нагло расте. То се остварује контролним алгоритмом [134] који узима у обзир отпорност фазног намотаја као и утицај флукса расипања на индуктивност у неусаглашеном положају. Оптимални угао искључења θ_{OFF} се одређује тако да флуксни обухвати суседних фаза мотора буду једнаки у положају ротора који одговара тачки њиховог пресека.

Унапређење контролног алгоритма [134] којим се постиже оптимизација ефикасности радних режима који не подлежу ограничењу фазних струја представљено је у [135]. Наиме, сагласно одељку 2.4.2, са повећањем брзине обртања ротора, у режиму константне снаге, неопходно је померање углова θ_{ON} и θ_{OFF} У овом случају, оптимални углови θ_{ON} и θ_{OFF}, су они углови за које вршна вредност флуксних обухвата обезбеђује најбољи баланс између губитака у бакру и гвожђу. Овај услов се постиже када је угао θ_D једнак половини интервала током којег струја постоји у фазном намотају, θ_E -$\theta_{ON.}$

2.6 Топологије енергетских претварача за напајање SRM-а

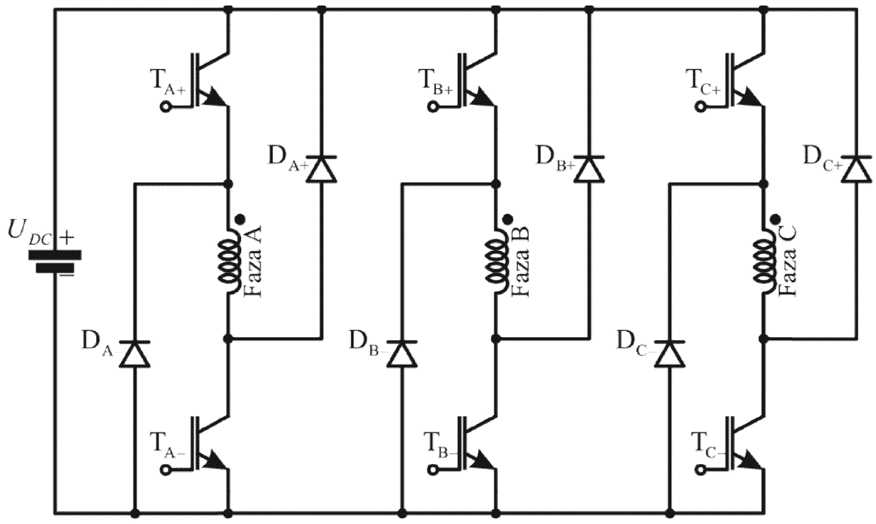
За разлику од машина једносмерне и наизменичне струје, прекидачки релуктантни мотори не могу функционисати без инвертора. Другим речима, да би се остварили радни режими дефинисани у одељку 2.4, неопходно је коришћење одговарајућег инвертора и алгоритма управљања који омогућава регулацију и обликовање фазних струја у циљу постизања жељеног момента. Избор топологије инвертора за напајање SRM-а у великој мери зависи од његове примене и захтеваног алгоритма управљања. Генерално, најважнији услови које треба да задовољи енергетски претварач за напајање SRM-а су:

- Минимални број полупроводничких и пасивних компоненти у циљу смањења његове комплексности.

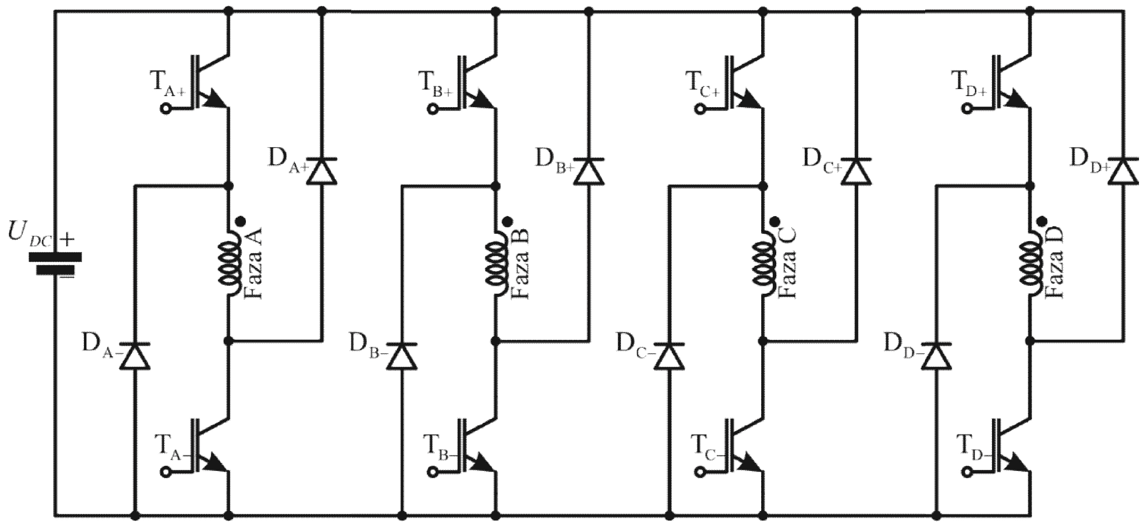
- Независно управљање фазама мотора при чему се омогућава истовремено вођење више фаза мотора и импулсно ширинска модулација напона фазе у циљу обликовања фазних струја.
- Напон током демагнетизације треба да буде што је могуће већи у циљу смањења појаве негативног момента.

Захтеви који се постављају пред енергетске претвараче за напајање SRM-а су у одређеној мери противречни. Као последица тога постоји велики број развијених топологија инвертора који у већој или мањој мери ове захтеве задовољавају. Свеобухватан преглед разних топологија претварача за погон са прекидачким релуктантним мотором и њихова компаративна анализа извршена је у [110], [112]. Постојеће топологије инвертора за напајање SRM [111], [113]–[121] углавном заснивају алгоритам рада на униполарном карактеру фазних струја. Оне претежно садрже велики број дискретних полупроводничких и пасивних компоненти које проузрокују релативно скупу производњу чиме се значајно утиче на укупну цену погона са прекидачким релуктантним мотором. Са друге стране побудна кола су доста сложена док компликовано повезивање компоненти погона има утицај на поузданост целог система. Зато се тежи топологијама претварача са минималним бројем прекидача. Међутим, досадашње топологије са смањеним бројем прекидача су довеле до лошијег искоришћења напона једносмерног међукола или немогућности истовременог вођења више фаза мотора. То значајно утиче на искоришћење механичке карактеристике и смањење валовитости електромагнетског момента.

Преглед литературе показује да је асиметрични полумостни инвертор (АПИ) најприхватљиве топологија енергетског претварача за напајање SRM-а. У наставку следи детаљна анализа радних режима ове топологије инвертора са истакнутим предностима и манама будући да се он сматра референтном топологијом инвертора за SRM. Асиметрични полумостни инвертори (АПИ) за напајање трофазног и четворофазног прекидачког релуктантног мотора су приказани на слици 2.15. Треба напоменути да се напон једносмерног међукола U_{DC} обично добија помоћу исправљача који мрежни напон конвертује у једносмерни при чему се за акумулацију енергије користе електролитички кондензатори. Будући да је у фокусу анализе АПИ, начин добијања напона



(а)



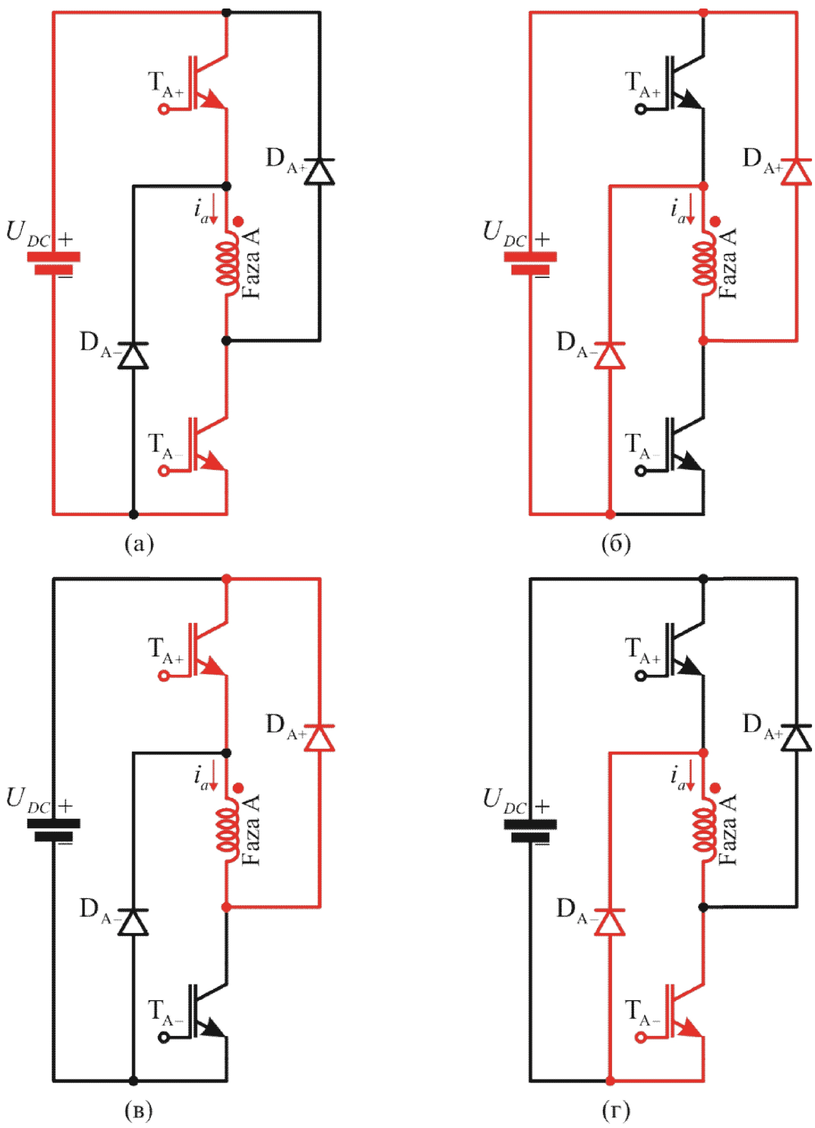
(б)

Слика 2.15 Асиметрични полумостни инвертор за напајање (а) трофазног 6/4 SRM-а и (б) четворофазног 8/6 SRM-а.

једносмерног међукола на слици 2.15 није приказан.

Посматрајући слику 2.15 може се уочити да АПИ користи два прекидача снаге и две диоде по једној инверторској фази. Сваку инверторску фазу независно карактеришу четири могућа радна режима чија је илустрација на примеру фазе А дата на слици 2.16. У наставку су наведене специфичност свих радних режима који одговарају слици 2.16.

Режим 1: Када су укључени прекидачи T_{A+} и T_{A-}, слика 2.16(а), напон фазе А мотора је једнак напону једносмерног међукола чиме се врши магнетизација фазног намотаја.



Слика 2.16 Радни режими једне фазе асиметричног полумостног инвертора који омогућавају (а) магнетизацију, (б) демагнетизацију и (в), (г) одржавање струје фазног намотаја SRM-а.

Режим 2: Ако непосредно пре искључења прекидача у фазном намотају постоји струја i_A тада се укључују диоде D_{A+} и D_{A-}, слика 2.16(б), и под дејством инверзног напона једносмерног међукола струја пада на нулу. На тај начин се врши демагнетизација фазног намотаја.

Режим 3: Искључењем прекидача T_{A-} струјно коло се затвара кроз укључени прекидач T_{A+} и диоду D_{A+}, слика 2.16(в). Напон на фазном намотају је приближно једнак нули па се овај радни режим назива одржавање струје.

Режим 4: Овај радни режим је сличан режиму 3, с тим што је сада искључен прекидач T_{A+} па се режим одржавања струје врши преко прекидача T_{A-} и диоде D_{A-}, слика 2.16(г).

Очигледно је да комбиновање наведених радних режима АПИ-а омогућава ограничење фазних струја које је неопходно за радне режиме у зони константног момента, о чему је било речи у одељку 2.4.1. Наиме, комбинација режима 1 и 2, представља тврду (*hard*) напонску импулсно ширинску модулацију будући да се контрола средње вредности напона напајања напон на фазном намотају врши на начин да напон на фазном намотају у тренуцима $\theta_{ON}<\theta_m<\theta_{OF}$ периодично узима позитивну односно негативну вредност напона једносмерног међукола.

Са друге стране, ограничење фазне струје које се постиже комбинацијом режима 1 и 3 односно 1 и 4 представља меку (*soft*) импулсно ширинску модулацију пошто напон на фазном намотају током периода $\theta_{ON}<\theta_m<\theta_{OF}$ узима вредност напона једносмерног међукола или нулу. Поред PWM-а ограничење фазних струја се може извршити и струјном регулацијом коришћењем струјног хистерезисног регулатора који фазну струју држи у границама дефинисаног прага хистерезиса [131].

Узимајући и обзир структуру и наведене функционалне особине једне фазе АПИ-а главне предности АПИ-а у односу на друге топологије инвертора су:

- Управљање фаза мотора је у потпуности распрегнуто и независно. Ово је од нарочитог значаја будући да је за потребе генерисања већег момента неопходно преклапање у вођењу фаза мотора.
- Пробојни напон прекидача једнак је напону једносмерног међукола, V_{DC}.
- Максимална струја прекидача одговара максималној фазној струји, I_{max}.
- Укупне волт-амперске(VA) карактеристике за напајање q-фазног SRM износе $2qV_{DC}\cdot I_{fmax}$.
- Не садржи пасивне компоненте.
- Не постоји опасност од кратког споја једносмерног међукола.

Највећа мана АПИ-а је велики број полупроводничких компоненти, сложено побудно коло и компликовано повезивање што у суштини и ограничава ширу употребу SRM-а. Да би се то превазишло, тежи се топлогијама инвертора које се базирају на стандардним поломостним структурама и минималним бројем прекидача при чему се настоје задржати горе наведене одлике АПИ-а.Управо то је предмет научне расправе у петом поглављу где је и предложена нова топологија инвертора за напајања 8/6 SRM-а која је у функционалном смислу слична АПИ-у. Међутим, пошто је она у потпуности базирана на стандардним модулима енергетске електронике коју користе и инвертори за напајање машина наизменичне струје, постоји могућност да њено коришћење допринесе широј употреби SRM-а.

2.7 Утицај конструкције SRM-а на његове излазне карактеристике

Пројектовање SRM-а зависи од апликације за коју је мотор намењен. Спецификација процеса пројектовања се састоји од захтева и ограничења. Захтеви могу бити везани за потребну брзину и момент машине, а ограничења за димензије мотора, напон напајања, струју инвертора итд. Осим тога, током процеса пројектовања мотора морају се узети у обзир термичке, електричне и механичке карактеристике материјала како би се задовољили сви безбедносни аспекти током рада машине. Почетно димензионисање и избор конфигурације мотора представља важан корак у процесу пројектовања мотора. На основу њега се оптимизацијом појединачних параметара може доћи до жељених карактеристика мотора. У ту сврху се користе разни софтверски алати који на аналитички или нумерички начин, уз искуство омогућавају постизање жељених циљева.

2.7.1 Конфигурација SRM-а

Будући да у циљу стварања континуалног момента q мора бити већи од два а N_S и N_R парни бројеви, табела 2.2 приказује комбинације броја полова статора и ротора закључно са петофазним SRM-а које се обично сусрећу у пракси.

Избор одговарајуће конфигурације мотора зависи од постављених захтева. Због тога, пре него се пређе на димензионисање прекидачког релуктантног мотора потребно је анализирати утицај саме конфигурације SRM-а на његове карактеристике. Моторе са мањим бројем полова у односу на моторе са већим бројем карактерише већи однос L_A/L_U као и дужа област профила индуктивности током које је сопствена индуктивност фазног намотаја блиска L_U. На тај начин

Табела 2.2 Најчешће конфигурације трофазних, четворофазних и петофазних SRM-а.

q=3		q=4		q=5	
N_S	N_R	N_S	N_R	N_S	N_R
6	4	8	6	10	8
6	8	8	10	10	12
12	8	16	12	20	16
12	16	16	20	20	24

могућност померања угла укључења је већа што резултује широм зоне константне снаге. Због тога су они погодни за примене где се траже велике брзине. Пошто раде на нижој прекидачкој учестаности, снага губитака у гвожђу и претварачу је мања.

Са друге стране, мотори са већим бројем полова обично развијају већи моменат и имају мање пулсације момента од мотора са мањим бројем полова. Код њих могућност истовременог вођења више побуђених фаза омогућава развијање већег момента при чему се уз одговарајућу контролу, валовитост момента може значајно смањити. Генерално, са повећањем броја фаза мотора смањује се таласност момента, али се повећавају захтеви у погледу погонског претварача.

У [12] су поређене особине 6/4 и 8/6 конфигурација SRM-а за исте спољашње димензије. Анализа је показала да конфигурација 6/4 има већи опсег константне снаге док конфигурација 8/6 развија већи момент и има већи степен корисног дејства као и фактор снаге који се дефинише као количник снаге на осовини мотора и ефективне вредности волт-амперске карактеристике.

2.7.2 Излазна једначина

Величина активног дела машине зависи од захтеваног момента и ефикасности система за хлађење. За дати моменат величина машине се може смањити унапређењем система за хлађење. Међутим, тај поступак би повећао цену производње, тако да је моменат основни параметар који одређује величину мотора. Због тога, у принципу, пројектовање и димензионисање SRM-а почиње са излазном једначином за момент која код SRM-а има облик

$$M = KD_R^2 L_s\,, \qquad (2.41)$$

при чему је K излазни коефицијент, D_R пречник ротора, а L_s аксијална дужина магнетског кола. Коефицијент K је детаљно описан у литератури [131], [136] и он

Табела 2.3 Типичне вредности коефицијената K и TRV.

Врсте мотора са применама	***K* [kNm/m^3]**	***TRV* [kNm/m^3]**
Мали инкапсулирани мотори	1.2 - 5.5	1.5 - 7
Мотори у индустрији	5.5 - 25	7 - 30
Сервомотори високих перформанси	12 - 40	15 - 50
Мотори у авионима	25 - 60	30 - 75
Велике машине са додатним хлађењем	80 - 200	100 - 250

зависи од димензија машине и система хлађења. У складу са тим, типичне вредности коефицијента K за различите примене мотора су дате у табели 2.3. Поред ових коефицијената у табели 2.3 су дате и одговарајуће вредности момента по јединици запремине (TRV). Овај коефицијент се у [131] дефинише као

$$TRV = \frac{M}{\circledR D_R^2 L_s / 4}, \tag{2.42}$$

па се на основу једначина (2.41) и (2.42) може се закључити да је веза између коефицијената K и TRV

$$TRV = \frac{4}{\circledR} K\ . \tag{2.43}$$

2.7.3 Аксијална дужина магнетског кола, спољашњи пречник ротора и статора, L_s, D_R и D_S

У почетној фази пројектовања обично се претпоставља да је $D_R/L_s=1$. На основу потребног момента и усвојеног коефицијента K могу се одредити D_R и Ls. Спољашњи пречник статора D_S се одређује на основу односа D_R/D_S који се у највећем броју конструкција креће од 0.4 до 0.7. Однос D_R/D_S углавном зависи од броја полова статора и ротора при чему је овај однос има већу вредност за већи број полова. Утицај односа D_R/D_S на средњи моменат машине анализиран је у [137]. Максимални однос између средње вредности момента и снаге Џулових губитака се јавља у опсегу $0.42<D_R/D_S<0.5$ за 6/4 SRM и однос ширине пола и полног корака, $t/\tau=0.35$. Исти критеријум је испитиван при константној снази Џулових губитака и константној густини струје. Утврђено је да се оптимални однос јавља у опсегу $0.57<D_R/D_S<0.63$. Може се закључити да мале промене овог параметра могу значајно да утичу на радне карактеристике машине па је потребно његово прецизно одређивање.

2.7.4 Аксијална дужина машине, L_{es}

Аксијална дужина машина осим аксијалне дужине магнетског кола узима у обзир крајеве фазних намотаја. Одређује се приближно као

$$L_{es} = L_s + 2.4t_S\,, \tag{2.44}$$

при чему је t_S ширина пола статора. Треба уочити да запремина ваљка дефинисаног пречником D_S и дужином L_{es} чини бруто електромагнетску запремину, док нето електромагнетску запремину чини ваљак дефинисан параметрима D_S и L_s.

2.7.5 Ширина ваздушног зазора, δ

У циљу смањења акустичне буке, минимизације волт амперске карактеристике и добијања што веће специфичне густине момента тежи се што мањој ширини ваздушног зазора. Машине са мањим ваздушним зазором уз прихватљиву механичку толеранцију дају већу средњу вредност момента. Према [131], ширина ваздушног зазора δ износи 0.5% пречника ротора ако је однос L_s/D_R=1. Са повећањем овог односа, пропорционално се повећава и ширина ваздушног зазора. У [138] се саветује да однос ширине полног корака ротора τ_R и ваздушног зазор буде између 50 и 120. Ово се добро слаже са резултатима [137], [139] који такође иду у прилог тврдњи да се већи моменат добија за већи однос ширине полног корака ротора и ваздушног зазора. У пракси ширина ваздушног зазора најчешће лежи у опсегу 0.2 mm≤δ≤0.06 mm зависно од величине машине и њене примене.

2.7.6 Ширина полова статора и ротора, β_Sи β_R

У процесу пројектовања се обично узима да су статорски полови ужи од роторских јер се тако оставља више простора за намотај. Са друге стране, предност различитих ширина полова статора и ротора је и заравњени део профила самоиндуктивности. На овом сегменту је електромагнетски момент нула без обзира на интензитет струје која постоји у намотају. Зато је он погодан за демагнетизацију фазне струје. Избор углова β_S и β_R није произвољан, пошто се морају задовољити одређени услови. То се односи пре свега на стартовање мотора из било ког положаја ротора у односу на статор. Овај услов је дефинисан релацијом

$$\min(\beta_R, \beta_S) \geq \frac{360^0}{qN_R}, \tag{2.45}$$

док се минимизација индуктивности L_U и међусобне индуктивности фаза постиже користећи неједнакост

$$\beta_S \leq \frac{360^0}{N_R} - \beta_R. \tag{2.46}$$

Према датим условима постоје разне комбинације углова β_S и β_R што је најбоље илустровано Лоренсовим троуглом [7]. Детаљна истраживања доводе до закључка да је најчешћи избор $\beta_S > \beta_R$. Утицај β_S и β_R на перформансе мотора је веома значајан. Анализа конфигурације 6/4 SRM-а методом коначних елемената у [12] је показала да мотори са ужим половима ротора имају шири опсег константне снаге, а мотори са ширим роторским половима већу средњу вредност момента. Слично важи и за конфигурацију 8/6 SRM. У литератури се често анализирају карактеристике SRM-а у зависности од односа угла пола и полног корака β/τ како статора тако и ротора, тј. β_S/τ_S и β_R/τ_R. У [137] је проучаван утицај овог односа на средњу вредност момента и индуктивност L_A за задату струју. Наводи се да оптимални однос β_S/τ_S лежи у опсегу 0.35–0.5, а β_R/τ_R у опсегу 0.3–0.45. Слична анализа за 6/4 SRM је спроведена уз услов $\beta=\beta_S=\beta_R$ и $\tau=\tau_R$ за више критеријума. Оптимална средња вредност момента се постиже када однос β/τ лежи у опсегу 0.42–0.47. Међутим, узимајући у обзир да су густина струје и омски губици константни овај опсег се сужава на опсег 0.33–0.4. Са аспекта ефикасности мотора оптимум се постиже у опсегу 0.25–0.35. Максимизација односа момента и снаге Џулових губитака се остварује у опсегу 0.27–0.3. Узимајући у обзир горе наведена три критеријума закључује се да оптимални однос β/τ представља опсег 0.33–0.4. Углови β_S и β_R дефинишу ширину статорског и роторског пола, t_S и t_R у метрима као

$$t_S = 2\left(\frac{D_R}{2} + \text{¢}\right)\sin\left(\frac{180\,\beta_S[\circ]}{2\text{®}}\right), \tag{2.47}$$

и

$$t_R = D_R \sin\left(\frac{180\,\beta_R[\circ]}{2\text{®}}\right). \tag{2.48}$$

2.7.7 Дебљина статорског јарма, y_S

Избор дебљине статорског јарма је ограничен пре свега условом да гвожђе не уђе у засићење при максималном магнетском флуксу. Магнетска индукција у јарму је приближно једнака половини магнетске индукције у полу статора тако да је потребно да буде задовољен услов $y_S>t_S/2$. Имајући у виду да се делови јарма статора деле између различитих фаза које могу бити истовремено побуђене, у [131] се предлаже да дебљина статорског јарам буде већа за око 20-40% од $t_S/2$. Разлог за повећање дебљине јарма је тежња за увећањем механичке робусности, али и утицај на радијалне силе у циљу смањења акустичне буке и мехничких вибрација мотора. Међутим, мора се водити рачуна да повећање дебљине јарма статора утиче на смањење простора за намотаје.

2.7.8 Висина статорских полова, h_S

Висина статорских полова треба да буде што већа, јер се на тај начин повећава простор за намотаје минимизирајући Џулове губитке како би се обезбедила потребна магнетопобудна сила. Будући да је одређен спољашњи пречник статора D_S, спољашњи пречник ротора D_R, дужина ваздушног зазора δ и дебљина јарма статора y_S, висина h_S се одређује као

$$h_S = \frac{1}{2}\left(D_S - D_R - 2\left(\delta + y_S\right)\right). \tag{2.49}$$

2.7.9 Дебљина роторског јарма, y_R

Слично као код јарма статора, дебљина јарма ротора мора да задовољи услов $y_R>t_R/2$ при чему је увећање y_R у односу на $t_R/2$ обично 20-40% из истог разлога како код y_S.

2.7.10 Висина роторских полова, h_R

Генерално, краћи роторски полови доводе до мањег односа индуктивности L_A/L_U. Са друге стране тиме се постижу дужи полови статора при чему се сматра да су пречник статора, пречник јарма статора и ротора као и вратила непромењени. На тај начин се повећава унутрашњи пречник статора чиме се омогућава више простора за намотај статора. Повећањем висине роторских полова при истим условима има се већи пречник ротора чиме се за исту магнетопобудну силу повећава моменат сагласно једначини (2.41). Међутим, повећава се снага Џулових губитака у намотају па се може рећи да значајно повећање висине роторских полова не доводи до озбиљног бенефита. Део линија магнетског флукса се затвара бочно кроз роторске полове тако да се индуктивност L_U не смањује значајно. Сматрајући унутрашњи пречник статора фиксним, висина роторских полова је ограничена дебљином роторског јарма како не би дошло до засићења као и потребом за пречник вратила буде што је могуће већи.

Да би се постигла што мања индуктивност L_U потребно је да висина роторског пола буде бар 20 до 30 пута већа од дужине ваздушног зазора [131]. Утицај повећања h_R на карактеристике мотора је анализиран у [12]. Ефекат је смањење номиналне вредности момента, али и истовремено повећање опсега константне снаге. Комбинација најужег и највећег роторског пола омогућује мотору да има највећи опсег константне снаге, међутим он при томе развија најмању средњу вредност момента. За разлику од ове комбинације, мотор најмање висине али највеће ширине роторских полова развија највећу средњу вредност момента, али и најмањи опсег константне снаге.

2.7.11 Пречник осовине мотора, D_{sh}

У циљу повећања крутости и чврстоће вратила тежи се да његов пречник буде што већи јер већи пречник вратила мотора смањује буку и вибрације мотора [131]. За фиксан спољашњи пречник ротора, висину ротора и дебљину његовог јарма, пречник осовине се одређује као

$$D_{sh} = D_R - 2\left(h_R + y_R\right). \tag{2.50}$$

2.7.12 Број навојака фазног намотаја, N

Број навојака N се може грубо проценити под претпоставком да за угао провођења који одговара $1/q$ полног корака ротора брзина обртања SRM-а износи n_m. Сматрајући да је при брзини n_m магнетопобудна сила довољна да магнетска индукција статорских полова уђе у засићење (B_S=1.8 T) вршна вредност флуксног обухвата фазног намотаја је

$$\Psi_m = NB_S t_S L_s . \tag{2.51}$$

Вршна вредност флукса се обично постиже када преклопљеност полова ротора и статора износи 2/3 β_S [131]. Претпостављајући радни режим у коме нема регулације струје напонском ширинском импулсном модулацијом, занемарењем омског пада напона има се

$$\Psi_m = \frac{U_{DC}\,\overline{}_{D}}{\Omega_m}, \tag{2.52}$$

при чему је U_{DC} вредност једносмерног напона напајања. Комбинујући једначине (2.51) и (2.52), при се сматра да је θ_D=1/q·(2·π/N_R), број навојака фазног намотаја се одређује као

$$N = \frac{60U_{DC}}{qn_m N_R B_S t_S L_s}. \tag{2.53}$$

3 Нови нелинеарни аналитички модел SRM-а који узима у обзир међусобну интеракцију фаза и анализа њеног утицаја на перформансе мотора

У циљу постизања што веће средње вредности момента и смањења његове валовитости, неопходно је истовремено побуђивање више фаза SRM-а. Међусобна интеракција која се јавља током интервала истовременог вођења фаза утиче на перформансе мотора. Због тога је за тачну предикцију перформанси SRM-а моделовање појава услед међусобне интеракције фаза од великог значаја. Управо, развој новог нелинеарног аналитичког модела који узима у обзир међусобну интеракцију фаза представља главни задатак овог поглавља. Наиме, уобичајено је да се код већине модела све фазе мотора посматрају потпуно независно. На тај начин, флуксни обухват је функција положаја ротора и само струје посматране фазе која тај флукс ствара. Утицај струја других побуђених фаза на флуксни обухват се не узима у обзир, односно допринос сваке фазе електромагнетском моменту је исти. Сматрајући да не постоји електромагнетска спрега између фаза мотора такви модели праве грешку у предикцији перформанси SRM-а

Преглед литературе која се бави моделовањем SRM-а на бази потпуне независности фаза приказан је у потпоглављу 3.1. Постојећа моделовања међусобне интеракције фаза наведена у потпоглављу 3.2 намећу потребу за развојем новог нелинеарног аналитичког модела која је образложена у потпоглављу 3.3.

У потпоглављу 3.4 су дефинисане секвенце магнетског поларитета фаза 6/4 и 8/6 SRM-а пошто су оне најчешће коришћене конфигурације SRM-а и као такве су у фокусу ове докторске дисертације. Сврха дефинисаних секвенци јесте одређивање оптималне, односно секвенце за коју се постижу најбоље перформансе погона са прекидачким релуктантним мотором. Да би се то урадило потребно је утврдити да ли бенефит од међусобне интеракције фаза постоји у случају када је магнетски поларитет суседних фаза мотора исти или различит. Када се установи природа и карактер међусобне интеракције фаза у зависности од њиховог поларитета, очигледно је да ће најбоље перформансе SRM-а пружити она секвенца која у себи садржи највећи могући број комбинација поларитета фаза које унапређују перформансе SRM-а. Све горе наведено треба да омогући нови нелинеарни аналитички модел који узима у обзир ефекте међусобне интеракције фаза.

Развоју новог нелинеарног аналитичког модела претходи опис базног модела, односно модела који представља почетну тачку у његовом развоја. То је нелинеарни модел [90] чије позитивне особине представљају разлог његовог избора за базни модел. Начин моделовања инхерентих нелинеарности SRM-a базним моделом је дат у потпоглављу 3.5.

Нови нелинеарни аналитички модел који узима у обзир ефекте међусобне интеракције фаза представљен је у потпоглављу 3.6. Након тога следи дефинисање проблема који ће бити предмет научно-истраживачког рада у овом поглављу као и процедура за њихово решавање. У првом делу се утврђује утицај међусобне интеракције фаза на тачност у предикцији перформанси SRM-a. То се врши поређењем новог аналитичког и базног модела у потпоглављу 3.8.1 у циљу наглашавања грешке која се прави у предикцији перформанси SRM-a када се занемарују ефекти међусобне интеракције фаза. Са друге стране, поређењем карактеристика дефинисаних секвенци магнетског поларитета фаза SRM-a у потпоглављу 3.9 пружа се могућност утврђивања природе утицаја магнетског поларитета фаза на перформансе прекидачких релуктантних мотора односно одређивања секвенце за коју су оне најбоље.

3.1 Нелинеарни модели чија предикција перформанси SRM-a занемарује међусобну интеракцију фаза

Одређивање перформанси SRM-a је доста тешко због изразито нелинеарне везе између флуксног обухвата, фазне струје и угаоног положаја ротора. Нелинеарност је последица магнетског засићења које се јавља у нормалном режиму рада мотора, нарочито током делимичног преклапања статорских и роторски полова коју карактерише дубоко локално засићење. Са друге стране, према одељку 2.3, само у стању магнетског засићења SRM постиже ефикасан рад. Због тога, у циљу прецизног одређивања перформанси мотора, магнетско засићење као инхерентна особина SRM-a се мора узети у обзир одговарајућим моделовањем статичких карактеристика.

Нелинеарни модели SRM-a који занемарују међусобну интеракцију фаза могу се генерално поделити у четири групе. Прва група се односи на моделе који се базирају на методи коначних елемената [59]–[72]. Иако ови модели пружају висок степен прецизности, сложеност примене и неопходност великог броја израчунавања чине их неподесним за пројектовање и предикцију перформанси SRM-а. Наиме, свака варијација геометрије мотора захтева одређивање нових статичких карактеристика, односно нову серију FEM симулација чиме се процес моделовања значајно успорава. При томе, треба нагласити да тачност добијених резултата у великој мери зависи од дефинисане мреже коначних елемената, димензија машине као и карактеристика материјала магнетског кола које су обично предмет интелектуалне својине произвођача па као такве нису јавно доступне.

Као што је познато, у општем случају, одређена магнетска структура може бити састављена од већег броја редно паралелно повезаних сегмената различитих димензија и карактеристика. Сваки од тих сегмената се може представити одговарајућом релуктансом, па се као резултат добија мрежа релуктанси, која се у литератури назива еквивалентно магнетско коло (*Magnetic Equivalent Circuit*-MEC). Користећи наведени приступ, развили су се бројни модели за моделовање прекидачког релуктантног мотора [73]–[77]. За неке релуктансе еквивалентног магнетског кола се претпоставља да су константне као што су на пример елементи у јарму статора и ротора. Поједине релуктансе зависе од угаоног положаја ротора, док неке, које пре свега моделују врхове полова ротора и статора су функција и положаја ротора и флуксног обухвата. Заједничка особина већине наведених модела јесте комплексно моделовање релуктанси, јер се релуктансе одређују на бази апроксимативних аналитичких формула, методе коначних елемената или експерименталних мерења. Због тога, тачност оваквог моделовања SRM-а у великој мери зависи од претпоставки и апроксимација које су усвојене као и броја елемената којима се моделују појединачни делови машине. Са друге стране, брзина ових модела је далеко већа у односу на FEM моделе, па се на тај начин пружа могућност разматрања великог броја топологија у фази пројектовања SRM-а у кратком временском интервалу.

У моделима [78]–[85] који припадају трећој групи, статичке карактеристике се одређују релативно једноставним математичким формулама. Брза израчунавања и задовољавајућа прецизност су позитивне особине ових модела.

Међутим, они захтевају утврђивање релативно великог броја параметара на основу претходно утврђених статичких карактеристика за одређени број положаја ротора коришћењем FEM-а или мерењем. Наведене особине ове моделе чине неподесним за пројектовање погона са SRM-ом.

Модели [86]–[96] који припадају четвртој групи, базирају на емпиријским зависностима које су добијене на основу утврђених заједничких карактеристика већине прекидачких релуктантних мотора. За њих је потребно утврдити само неколико параметара мотора на основу критичних вредности статичких карактеристика SRM-а. Пошто ови модели укључују све важније ефекте засићења у магнетском колу мотора, они поред статичких карактеристика омогућавају добијање и таласних облика струје односно електромагнетског момента, па се може рећи да су веома погодни за пројектовање и предикцији перформанси SRM-а.

3.2 Нелинеарни модели чија предикција перформанси SRM-а узима у обзир међусобну интеракцију фаза

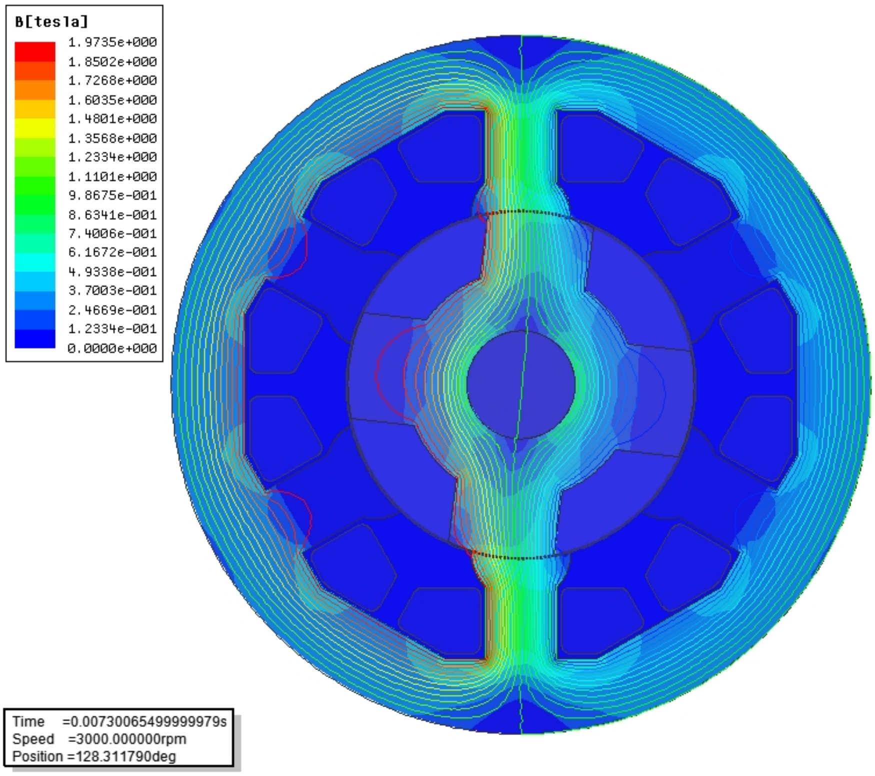
Узимајући у обзир структуру SRM-а са истуреним половима статора и ротора, као и чињеницу да постоји заједничка зона у којој два суседна пола ротора припадају ефективној зони момента, постизање веће средње вредности момента и смањење валовитости момента захтева истовремено побуђивање суседних фазе мотора [58], [143]. Ово доводи до неминовне интеракције између њих. Међусобна интеракција је нарочито изражена у раду са брзинама већим од базне, јер повећање угаоне брзине обртања доводи до тога да напонски импулси доведени на фазне намотаје трају краће, чиме се смањује вршни флукс у фазним намотајима.

Због тога, у циљу добијања што већег електромагнетског момента, при чему су фазне струје у границама номиналних, оптимални контролни параметри доводе до стања у коме је интервал током којег струја постоји у фазном намотају већи од фазног помераја између фаза мотора. То је нарочито изражено за конфигурације SRM-а са бројем фаза који је већи од три. Број истовремено побуђених фаза зависи од радног режима и у општем случају, тај број може бити већи од два. Истовремено побуђивање фаза прати опадање флуксног обухвата фазе која се демагнетише и раст флуксног обухвата фазе која долази и магнетише се.

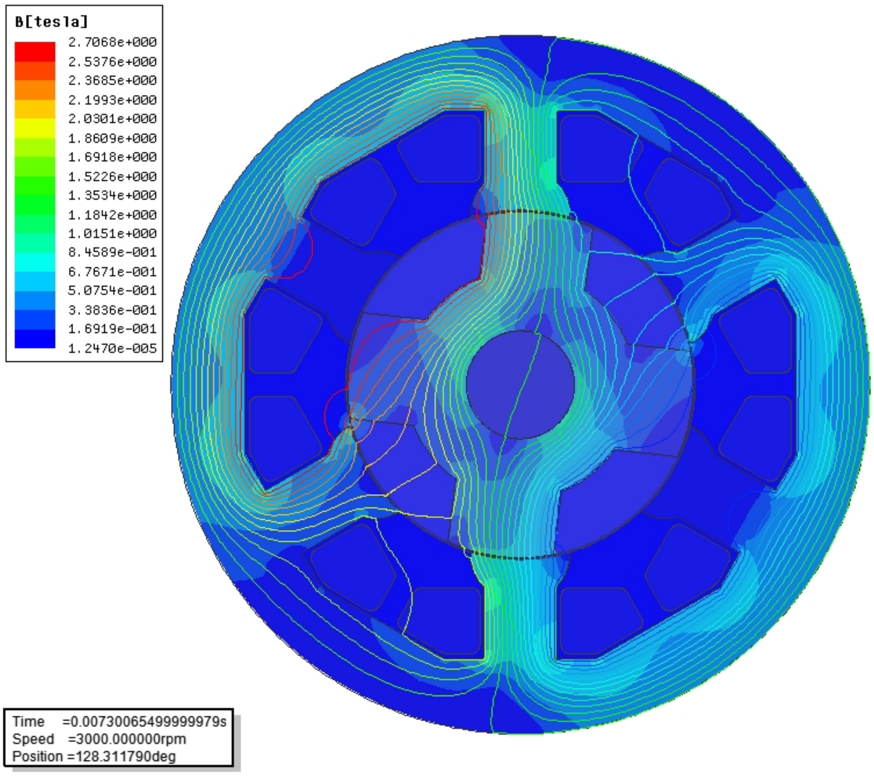
Као последица истовременог побуђивања фаза могу се јавити различите путање магнетског флукса у машини. Карактер и специфичности тих путања су везане за магнетски поларитет суседних фаза који зависи од смера струје у њима. Будући да магнетски поларитет побуђених фаза може бити исти или различит, током рада мотора, расподела магнетског флукса у машини је директно одређена њиховим тренутним стањем. Дакле, међусобни флукс као и резултујуће магнетско засићења које се јавља услед међусобне интеракције фаза је директно везано за магнетски поларитет побуђених фаза мотора.

Илустрације ради, у случају када је побуђена само једна фаза, расподела магнетског флукса у машини за одређени положај ротора, као резултат коришћења методе коначних елемената, приказана је на слици 3.1.

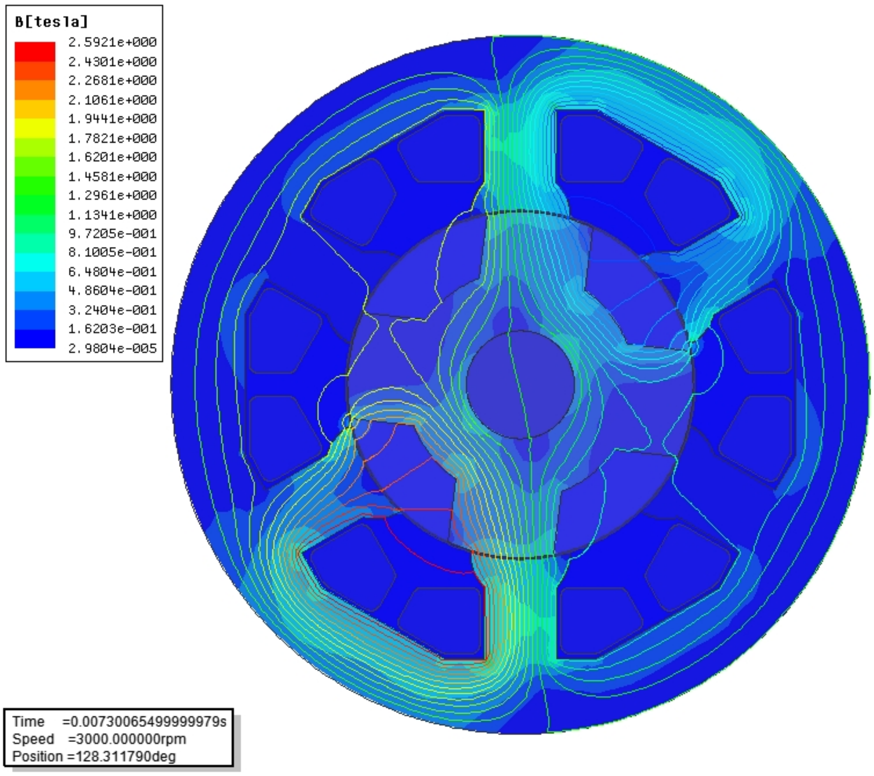
Са друге стране, расподела флукса у машини за случај две истовремено побуђене фазе и исти положај ротора, при чему је магнетски поларитет побуђених фаза у једном случају исти а у другом различит дата је на слици 3.2.



Слика 3.1 Расподела магнетског поља у тренутку када је побуђена само једна фаза.



(а)



(б)

Слика 3.2 Расподела магнетског поља у тренутку када су истовремено побуђене две фазе мотора (а) истог и (б) различитог магнетског поларитета.

Посматрајући слику 3.2 сасвим је очекивано да расподела флукса и резултујуће засићење у машини буде различито пошто се путање флуксева које стварају побуђене фазе преклапају на различит начин у деловима јарма статора и ротора. У случају када је побуђена само једна фаза, расподела флукса у јарму статора и ротора је приближно иста.

Горе наведена илустрација наглашава да ће занемарење међусобне интеракције фаза код већине нелинеарних модела SRM-а, сагласно одељку 3.1, довести до грешке у предикцији расподеле флукса у машини а самим тим и до грешке у предикцији перформанси прекидачког релуктантног мотора.

Због тога, приликом моделовања SRM-а, неопходно је узети у обзир међусобну интеракцију између фаза у циљу добијања што прецизнијег модела тако да флуксни обухват посматране побуђене фазе није функција само струје која ствара тај флукс, већ функција струја свих фаза које су побуђене.У наставку следи преглед литературе која се бави анализом, моделовањем и утицајем ефеката међусобне интеракције фаза на рад и перформансе SRM-а.

Утицај међусобне спреге на фазу која није активна, у нормалном и режиму квара, представљен је у [97], [98]. Међутим, анализа и експерименти су ограничени само на индуковани напона непобуђене фазе при чему утицај међусобног флукса на перформансе мотора није разматран. Разлике у предикцији Ψ-i карактеристика, модела који занемарује и модела који узима у обзир интеракцију побуђених фаза као и смер струја у њима, приказане су у [99], [100]. У [99] је показано да резултујући електромагнетски моменат, не преставља просту суму момената појединачних фаза будући да постоји међусобна спрега између фаза али модел истовременог вођења побуђених фаза није дат.

Интеракција две истовремено побуђене фазе чије су струје константног правоугаоног облика разматрана је у [101]. Да би се овај приступ применио на случај у коме струја није правоугаоног облика потребно је унапред знати промену флукса посматране фазе у функцији положаја ротора и струја обе фазе. Аутори наглашавају да међусобна интеракција фаза доводи до смањења флуксног обухвата посматране фазе током њене интеракције са осталим фазама. Такође, истиче се да ширина јарма статора има значајан утицај на валовитост и средњу вредност па су дате и смернице за пројектовање SRM-а у циљу смањења валовитости момента.

У [102] су представљени резултати за које се тврди да узимају у обзир међусобну интеракцију фаза. Индуковани напон у непобуђеној фази се мери за различите вредности струје суседне, побуђене фазе. Након тога, на основу измереног индукованог напона израчунава се међусобни флукс у циљу одређивања укупног флуксног обухвата. За тако одређени међусобни флукс се сматра да он не зависи од струја свих побуђених фаза што је нетачно, па његово коришћење у радним режимима када су побуђене обе фазе доводи до грешке. Слично, модел [103] претпоставља да међусобна индуктивност не зависи од резултујућег засићења машине који је последица више истовремено побуђених фаза.

Модел базиран на еквивалентном магнетском колу који узима у обзир ефекте интеракције две фазе мотора развијен је у [104]. Међутим, за одређивање пермеанси магнетског кола користи се метода коначних елемената која захтева велики број израчунавања па самим тим овај модел није погодан за предикцију преформанси и процес оптимизације SRM-а.

У динамичком моделу [105] који моделује ефекте међусобне интеракције фаза, *Ψ-i* карактеристике су представљене у облику *Ψ-i-θ look-up* табела које се формирају коришћењем методе коначних елемената. Креирање *look-up* табела захтева велики број симулација јер тачност модела у великој мери зависи интервала између сукцесивних вредности струје јер се флукс између две суседне вредности одређује линеарном интерполацијом иако је у питању нелинеарни систем.

Разлика која постоји између *Ψ-i* петљи фазе у условима када је само она побуђена у односу на случај када је побуђена и њој суседна фаза, према [106] последица је њихове међусобне интеракције. Те разлике су илустроване резултатима који су добијени коришћењем методе коначних елемената. На тај начин се указује да магнетска спрега која постоји између фаза утиче на моменат који генеришу појединачне побуђене фазе мотора. Слично, транзијентни FEM модел [107] наглашава да је разлика између вршних вредности фазних струја као и пикова у таласном облику електромагнетског момента последица међусобне интеракције фаза.

Експериментални начин одређивања *Ψ-i-θ look-up* табела у условима када су две фазе мотора истовремено побуђене приказан је у [108]. Мерене вредности се користе за креирање тродимензионалних *look-up* табела у којима су фазне струје функција положаја ротора и флуксних обухвата обе побуђене фазе. Наведен је и утицај магнетског поларитета побуђених фаза мотора на динамичке перформансе мотора као и утицај међусобног засићења на магнетску спрегу између фаза пошто се SRM димензионишу да раде под магнетским засићењем.

Модел [109] базиран на *Ψ-i-θ look-up* табелама које су одређене методом коначних елемената користи се у синтези предиктивног струјног регулатора у циљу унапређења алгоритма минимизације валовитости момента у четвороквадрантном погону SRM-а. Иако је овај модел прецизан и погодан за развој контролних алгоритама, он је и даље недовољно брз за пројектовање SRM-а и његову оптимизацију.

3.3 Потреба за развојем новог нелинеарног аналитичког модела који узима у обзир међусобну интеракцију фаза

Постојећа литература чији је преглед дат у одељку 3.2, наводи на закључак да постоји потреба за развојем новог нелинераног аналитичког модела који ће на доста тачан начин моделовати појаве које се јављају услед међусобне интеракције фаза. Већина радова наведених у прегледу литературе се бави анализом утицаја истовремено побуђених фаза на статичке карактеристике мотора, при чему је та анализа у потпуности базирана на коришћењу резултата добијених методом коначних елемената или експериментално. Са друге стране, наведени аналитички модели захтевају као улазне податке *Ψ-i* карактеристике у виду *look-up* табела. Међутим, сложеност примене методе коначних елемената и неопходност великог броја израчунавања, због спорости, те моделе чини неподесним за динамичке симулације које су неопходне за поступак оптимизације геометрије мотора и контролних параметара у циљу постизања што бољих перформанси као што су максимални моменат, однос момент/струја, минимизација валовитости момента итд. Да би се горе наведене потребе могле реализовати на доста бржи начин у односу на моделе који се у потпуности или делимично ослањају на методу коначних елемената или експеримент, неопходан је нови нелинеарни аналитички модел. Дакле, од новог аналитичког модела се захтева коректно моделовање свих инхерентних нелинеарности које су специфичне за SRM као и појава које се јављају као последица међусобне интеракције фаза. При томе, сам аналитички модел мора и даље бити једноставан, односно да је број улазних параметара модела који се одређују мерењем или коришћењем методе коначних елемената минималан.

Узимајући у обзир чињеницу да се принцип рада прекидачког релуктантног мотора заснива на промени релуктансе, може се погрешно закључити да магнетски поларитет суседних фаза мотора нема утицаја на генерисање електромагнетског момента. Разлог је моменат који се јавља услед међусобне интеракције фаза. У сврху разумевања природе овога момента, ради једноставности, нека се посматра случај интеракције две фазе чије су струје i_1 и i_2, респективно, при чему је ефекат засићења занемарен. Будући да између посматраних фаза мотора постоји одређена међусобна индуктивност, $L_{12}(\theta_m)$, њена промена доприноси електромагнетском моменту на начин који је дефинисан изразом $i_1 \cdot i_2 \cdot \mathrm{d}L_{12}(\theta_m)/\mathrm{d}\theta_m$. Може се закључити да магнетски поларитет фаза има директан утицај на посматрани моменат пошто он зависи од смера струја фазних намотаја. Узимајући ово у обзир, пред нови аналитички модел се поставља и захтев да омогући произвољан избор смера фазних струја у циљу добијања жељеног магнетског поларитета фаза. На тај начин се може утврдити природа утицаја магнетског поларитета суседних фаза мотора на флуксне обухвате, фазне струје, електромагнетски моменат и губитке у гвожђу са циљем одређивања секвенце магнетског поларитета фаза SRM-а за коју се постижу његове најбоље перформансе.

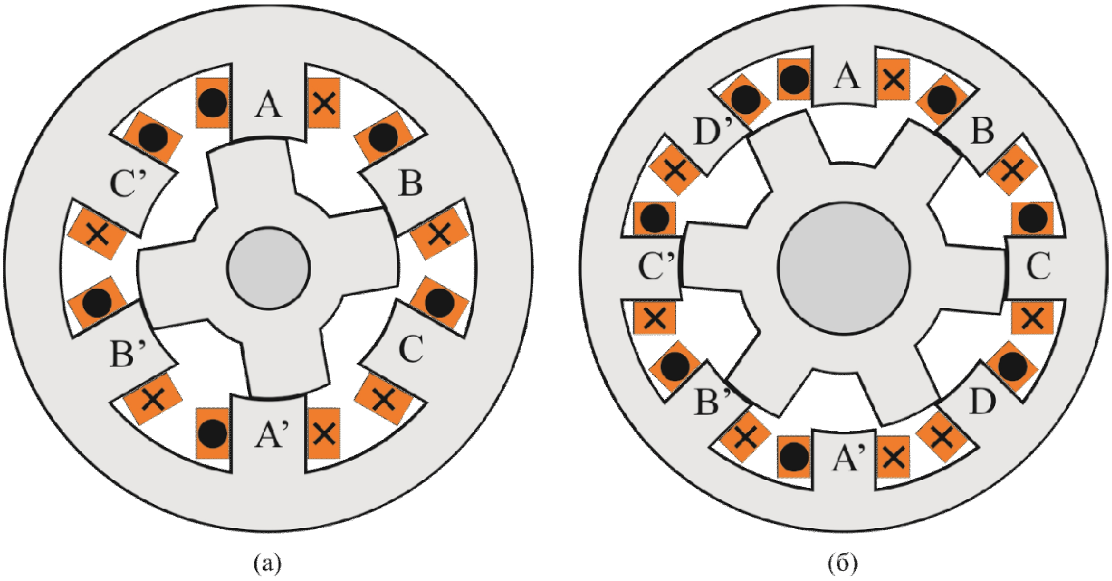
Када је у питању смер фазних струја, он није суштински везан за смер струја на излазу из одговарајућих фаза инвертора који напаја SRM. Наиме, ако се не укрсте крајеви фазних намотаја, тада позитиван смер једне даје позитиван смер друге. Међутим, ако се укрсте крајеви намотаја, онда позитиван смер једне даје негативан смер друге. Веза између смера фазних струја и струја на излазу из одговарајућих фаза инвертора дефинисана је кроз термин униполарног и биполарног напајања у одељку 5.2, где се анализира утицај погонских претварача на перформансе SRM-a. Будући да је сврха новог аналитичког модела сагледавања грешке која се јавља у предикцији перформанси SRM-a када су ефекти међусобне интеракције фаза занемарени и анализа утицаја магнетског поларитета фаза на његове перформансе, у оквиру овог поглавља, инвертор ће бити виртуализован са главним циљем да се обезбеди такав смер фазних струја који ће резултовати захтеваним магнетским поларитетом фаза. Тај виртуализовани инвертор подразумева потпуно независно и расперегнуто управљање фазама мотора без икаквих ограничења које намеће сама топологија инвертора.

У наставку следи дефинисање секвенци магнетског поларитета фаза 6/4 и 8/6 SRM-a као најчешће коришћених конфигурација SRM-a. Тако дефинисани типови SRM-a биће предмет компаративне анализе у циљу утврђивања оних секвенци које обезбеђују најбоље перформансе наведених конфигурација SRM-a.

3.4 Дефинисање секвенци магнетског поларитета фаза 6/4 и 8/6 SRM-a

Расподела флукса у машини зависи од магнетског поларитета фаза које су тренутно активне. Због тога, од интереса је дефинисати карактеристичне секвенце магнетског поларитета фаза 6/4 и 8/6 прекидачког релуктантног мотора. Избор магнетског поларитета фазе је произвољан и као што је раније речено, он зависи од смера фазних струја. На тај начин, магнетски поларитет суседних фаза може бити исти или различит. Треба нагласити да се у наставку не разматрају секвенце које су резултат контролног алгоритма неке одређене топологије инвертора већ само оне које су могу остварити одговарајућим везивањем крајева фазних намотаја.

За посматрани 6/4 SRM са слике 3.3, позитиван смер обртања ротора се постиже побуђивањем фаза секвенцом A-B-C након чега се секвенца побуђивања понавља. Ознака “×” представља проводнике у којима постоји струја у смеру од посматрача, док ознака “•”представља проводнике у којима је струја у смеру ка посматрачу. Од интереса је нагласити да су горе дефинисане ознаке везане за референтни, позитиван смер струје. Узимајући ово у обзир, магнетски поларитет статорских полова A-B-C-A’-B’-C’ у случају позитивног смера струјних импулса је S-S-S-N-N-N.



Слика 3.3 Референтни смер проводника фазних намотаја (а) 6/4 SRM-а и (б) 8/6 SRM-а за које се дефинишу секвенце магнетског поларитета фаза.

Посматрајући дефинисану секвенцу, може се уочити да је магнетски поларитет полова посматране фазе А и фазе С која јој претходи различит. Са друге стране, има се исти магнетски поларитет полова посматране фазе А и фазе В која је следи. Код фазе В он је исти у оба посматрана случаја, док је за фазу С обрнута ситуација у односу на фазу А. Дакле, у посматраној секвенци две од три комбинације суседних фаза мотора су истог, а једна различитог магнетског поларитета. Ова секвенца магнетског поларитета ће се у наставку имати ознаку 6/4 SRM_T1 и њу очигледно карактерише магнетска несиметрија фаза.

Ако се смер струје у фази В промени укрштањем њених крајева, одговарајућа магнетска секвенца је S-N-S-N-S-N. У овом случају код све три комбинације фаза магнетски поларитет је различит, односно постоји магнетска симетрија фаза мотора и у наставку ова секвенца има ознаку 6/4 SRM_T2. Горе дефинисане секвенце магнетског поларитета фаза(полова) 6/4 SRM-а приказане су у табели 3.1.

Табела 3.1 Секвенце магнетског поларитета фаза(полова) 6/4 SRM-а.

Фаза(пол) **Магнетска секвенца**	**A(A)**	**B(B)**	**C(C)**	**A(A’)**	**B(B’)**	**C(C’)**
6/4 SRM_T1	S	S	S	N	N	N
6/4 SRM_T2	S	N	S	N	S	N

Будући да код 8/6 SRM-а постоје четири фазе, карактеристичне секвенце магнетског поларитета фаза(полова) посматраног мотора са слике 3.3, које одговарају позитивном смеру обртања ротора, односно секвенци побуђивања фаза A-B-C-D дате су у табели 3.2.

Секвенца 8/6 SRM_T1 је резултат позитивног смера струја фаза у дефинисаној секвенци побуђивања. Три од четири комбинације суседних фаза мотора су истог а једна различитог магнетског поларитета. Слично као и код 6/4 SRM_T1-а и овде је присутна магнетска несиметрија фаза с тим што је сада она израженија имајући у виду и фазе које су у квадратури са посматраним. Може се уочити да је број комбинација суседних фаза код секвенце 8/6 SRM_T2 са аспекта истог и различитог поларитета обрнут у односу на 8/6 SRM_T1, односно у три од четири комбинације сукцесивних фаза мотора он је различит, а у једној исти. Ова магнетска секвенца 8/6 SRM-а се постиже укрштањем крајева намотаја фаза B и D. Дакле, покушај да се постигне магнетска симетрија фаза код 8/6 SRM-а није могућ без обзирана начин везивања крајева фазних намотаја.

Након дефинисања секвенци магнетског поларитета фаза 6/4 и 8/6 SRM-а у табелама 3.1 и 3.2, респективно, поставља се питање: која је од наведених секвенци оптимална, односно при којој секвенци се постижу најбоље перформансе прекидачког релуктантног мотора. Да би се дошло до тог одговора, неопходно је анализирати утицај магнетског поларитета сукцесивних фаза мотора на фазне струје и електромагнетски моменат пошто се тражи она секвенца магнетског поларитета за коју се постиже највећи однос средње вредности момента и ефективне вредности струје за неку жељену брзину обртања при чему струје морају да буде у граници номиналне.

За сада, интуитивно је јасно да ће у зависности од тога да ли је магнетски поларитет суседних фаза исти или различит, међусобни флукс као и резултујуће магнетско засићење у машини бити различито. Међутим да би се утврдило да ли постоји бенефит услед међусобне интеракције фаза у једном или другом случају,

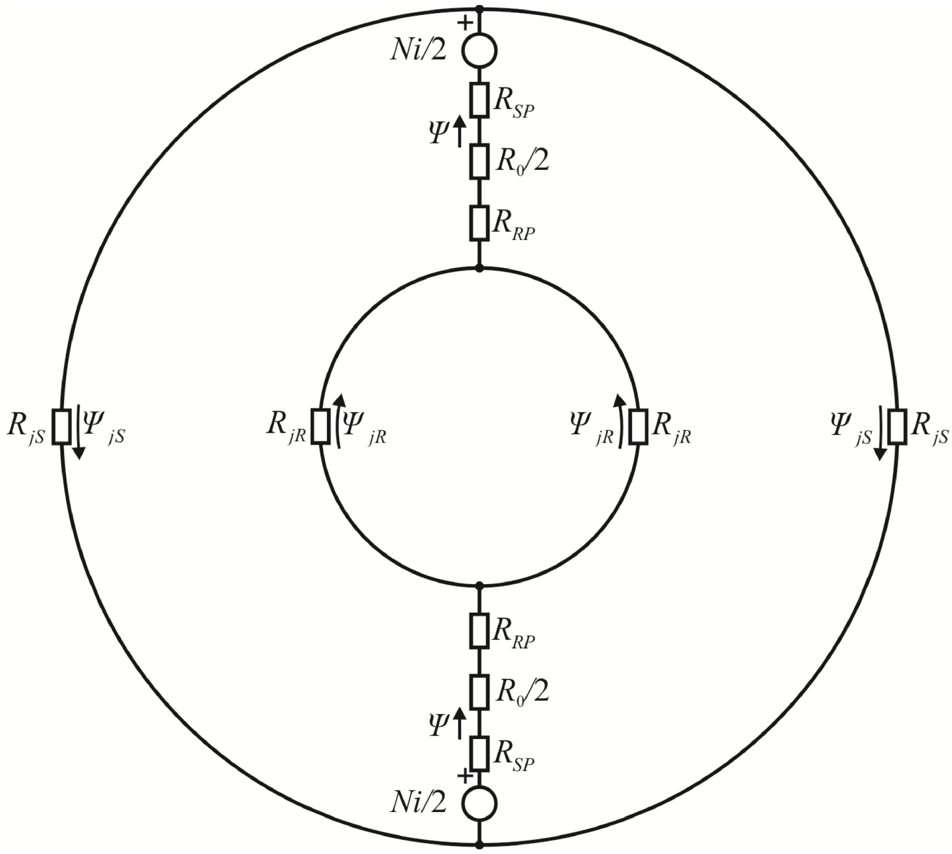
Табела 3.2 Секвенце магнетског поларитета фаза(полова) 8/6 SRM-а.

Фаза(пол) / **Магнетска секвенца**	**A(A)**	**B(B)**	**C(C)**	**D(D)**	**A(A')**	**B(B')**	**C(C')**	**D(D')**
8/6 SRM_T1	S	S	S	S	N	N	N	N
8/6 SRM_T2	S	N	S	N	N	S	N	S

потребан је нови аналитички модел који пружа ову могућност.

3.5 Полазна тачка у развоју новог нелинеарног аналитичког модела који узима у обзир ефекте међусобне интеракције фаза

Нелинеарни модел [90] не узима у обзир појаве које се јављају као последица међусобне интеракције фаза, али на доста прецизан начин моделује све инхерентне нелинеарности SRM-а. Његови улазни параметри су главне димензије машине, број навојака, карактеристичне тачке које дефинишу криву магнетизације и само један параметар који је потребно одредити коришћењем методе коначних елемента или експериментално. Због тих позитивних особина, овај модел представља полазну тачку у развоју новог аналитичког модела који узима у обзир међусобну интеракцију фаза. Еквивалентно магнетско коло једне фазе модела [90] приказано је на слици 3.4. Оно се састоји од магнетопобудне силе Ni и релуктанси које моделују магнетску отпорност на путу линија магнетског флукса. За потребе развоја новог аналитичког модела, у наставку су дефинисане посматране релуктансе као и начин одређивања електромагнетског момента.



Слика 3.4 Еквивалентно магнетско коло једне фазе базног модела [90].

Релуктанса R_0 представља еквивалентну магнетску отпорност делова магнетског кола који су на слици 3.5 означени релуктансама R_{OP}, R_P и R_{OO}.

Област релуктансе R_{OP} представља уски ваздушни зазор између полова статора и ротора на њиховом заједничком преклопљеном делу. Ивице статорског и роторског пола које улазе у дубоко засићење знатно раније од осталих феромагнетских делова магнетског кола моделују се релуктансом R_P. Путање флукса које пролазе кроз ваздух а искључују путање флукса моделоване релуктансом R_{OP} представљене су релуктансом R_{OO}. Детаљан опис горе наведених релуктанси као и поступак еквивалентирања њихове редно-паралелне везе са релуктансом R_0 на слици 3.6 дат је у [90].

Релукстанса R_0 сагласно [90] одређује се као

$$R_0 = Nc_{05}\frac{\Psi - \Psi_P}{\Psi}, \tag{3.1}$$

при чему је N број навојака фазе, а Ψ_P део флуксног обухвата Ψ који пролази кроз површине које обухватају релуктансе R_P и R_{OP}. Флукс Ψ_P је одређен једначином

$$\Psi_P = c_{01}\left(\Psi + c_{02} - \sqrt{\left(\Psi - c_{03}\right)^2 + c_{04}^2}\right). \tag{3.2}$$

Будући да су коефицијенти $c_{01}...c_{05}$ функција положаја ротора θ_m [90], важи $R_0=f(\theta_m, \Psi)$.

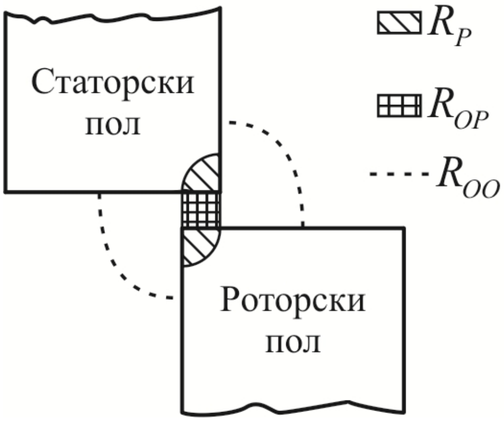
Општи израз за израчунавање релуктанси R_{SP} и R_{RP}, односно R_{jS} и R_{jR} којима се моделују статорски и роторски полови односно јармови, респективно, дат је једначином

$$R_X = \frac{l_X}{S_X}\left(\quad \frac{H_{nom}}{B_{nom}} + \left(1- \quad\right)\frac{H_{nom}}{B_{nom}}\left(\frac{\Psi_X}{B_{nom}NS_X}\right)^{\sim -1}\right), \tag{3.3}$$

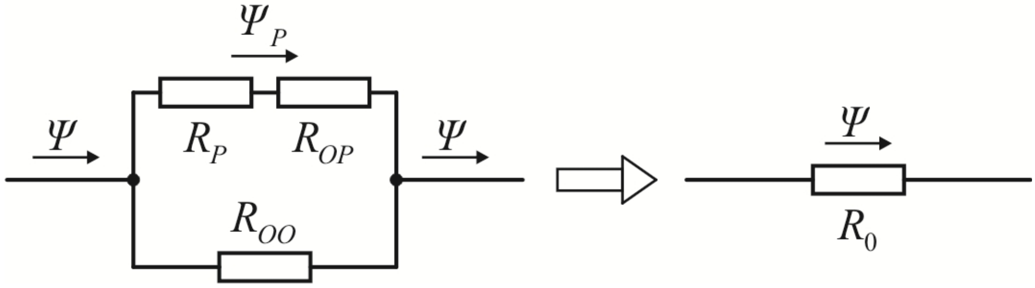
при чему индекс x одговара посматраној релуктанси.

Узимајући у обзир да релуктанса R_X, дужине l_X и површине попречног пресека S_X, зависи од флуксног обухвата Ψ_X који постоји у њој и константи α, β, H_{nom} и B_{nom} које дефинишу B-H криву, важи $R_X = f(\Psi_X)$.

У моделу [90] се сматра да флукс побуђене фазе постоји само у дефинисаним релуктансама, односно занемарује се флукс расипања. Међутим флукс расипања у машини увек постоји и може утицати на тачност резултата, нарочито при великом засићењу гвожђа када је он најизраженији. Утицај флукса расипања се може узет у обзир на индиректан начин корекцијом коефицијента α.



Слика 3.5 Дефинисање делова магнетског кола чије се магнетске отпорности еквивалентирају релуктансом R_0.



Слика 3.6 Еквивалентирање редно паралелне везе релуктанси R_{OP}, R_P *и* R_{OO} *са релуктансом* R_0.

Наиме, када је гвожђе у стању дубоког засићења, то се постиже смањењем његове магнетске отпорности употребом нешто мање вредности коефицијента α од оптимално утврђене.

Пошто магнетска енергија у феромагнетском делу машине зависи само од флуксног обухвата, електромагнетски моменат једне фазе се одређује се као

$$M_{em}\left(\theta_m,\Psi\right) = -\left.\frac{\partial W_{em0}\left(\theta_m,\Psi\right)}{\partial \theta_m}\right|_{\Psi=const}, \tag{3.4}$$

при чему је $W_{em0}(\theta_m,\Psi)$ енергија акумулисана у релуктанси R_0 и дефинише као

$$W_{em0}\left(\theta,\Psi\right) = c_{05}\left[\begin{array}{l} \dfrac{1-c_{01}}{2}\Psi^2 - c_{01}c_{02}\Psi + \dfrac{c_{01}}{2}(\Psi-c_{03})\sqrt{(\Psi-c_{03})^2+c_{04}^2} \\ +\dfrac{c_{01}c_{02}c_{03}}{2} + \dfrac{c_{01}c_{04}^2}{2}\ln\left(\dfrac{\Psi-c_{03}+\sqrt{\left(\Psi-c_{03}\right)^2+c_{04}^2}}{c_{02}-c_{03}}\right) \end{array}\right]. \tag{3.5}$$

Једначина (3.5) омогућава одређивање магнетске енергија побуђене фазе у било ком положају ротора. За потребе симулације, електромагнетски моменат дефинисан једначином (3.4) може се одредити приближном формулом користећи дискретни облик једначине (3.6), израчунавањем магнетске енергије у текућем и претходном положају ротора као

$$M_{em}\left(\theta_m,\Psi\right) = -\frac{W_{em0}\left(\theta_m,\Psi\right)-W_{em0}\left(\theta_m-\Delta\theta_m,\Psi\right)}{\Delta\theta_m}, \tag{3.6}$$

при чему је Ψ тренутна вредност флуксног обухвата, а $\Delta\theta_m$, θ_m и θ_m–$\Delta\theta_m$ инкремент положаја ротора, тренутни положај и положај ротора у претходном кораку симулације, респективно. Дакле, за израчунавање електромагнетског момента неопходно је утврдити на основу (3.5) тренутну вредност магнетске енергије $W_{em0}(\theta_m,\Psi)$ али и фиктивну вредност магнетске енергије $W_{em0}(\theta_m\text{-}\Delta\theta_m,\Psi)$ за тренутну вредност флуксног обухвата и положаја ротора која одговара претходном кораку симулације. На крају, укупан моменат представља просту сума момената појединачних фаза.

3.6 Развој новог нелинеарног аналитичког модела који узима у обзир ефекте међусобне интеракције фаза

У овом поглављу је представљен нови аналитички модел SRM-a који омогућава утврђивање његових карактеристика и перформанси при чему су узете у обзир појаве које се јављају као последица међусобне интеракције фаза мотора. На тај начин се врши тачнија предикција перформанси прекидачког релуктантног мотора негу у случају коришћења модела [90]. Са друге стране, моделовање међусобне интеракције фаза омогућава анализу утицаја магнетског поларитета сукцесивних фаза мотора на перформансе мотора, а то је управо задатак који је дефинисан у одељку 3.4 и треба да се реши коришћењем новог аналитичког модела. Дакле, моделовање међусобне интеракције пружа тачнију предикцију перформанси мотора као и одговор да ли се добит од међусобне интеракције фаза постиже у случају истог или различитог поларитета суседних фаза мотора.

3.6.1 Општи приступ у развоју новог нелинеарног аналитичког модела

Међусобна интеракција фаза је последица две карактеристичне појаве које су инхерентне за SRM. Прва је проузрокована резултујућим магнетским засићењем побуђених фаза у јарму статора и ротора. Наиме, фазне струје стварају флуксеве који се услед преклапања, зависно од магнетског поларитета фаза, сабирају или одузимају у деловима статорског и роторског јарма. Друга је међусобни флукс, односно чињеница да флуксеви побуђених фаза једним делом обухватају намотаје других фаза, што значи да и у случају када нека фаза није побуђена, њен флуксни обухват није једнак нули, већ има одређену вредност која зависи од струја свих побуђених фаза. Дакле, у општем случају, флуксни обухвати су функција свих фазних струја и обратно.

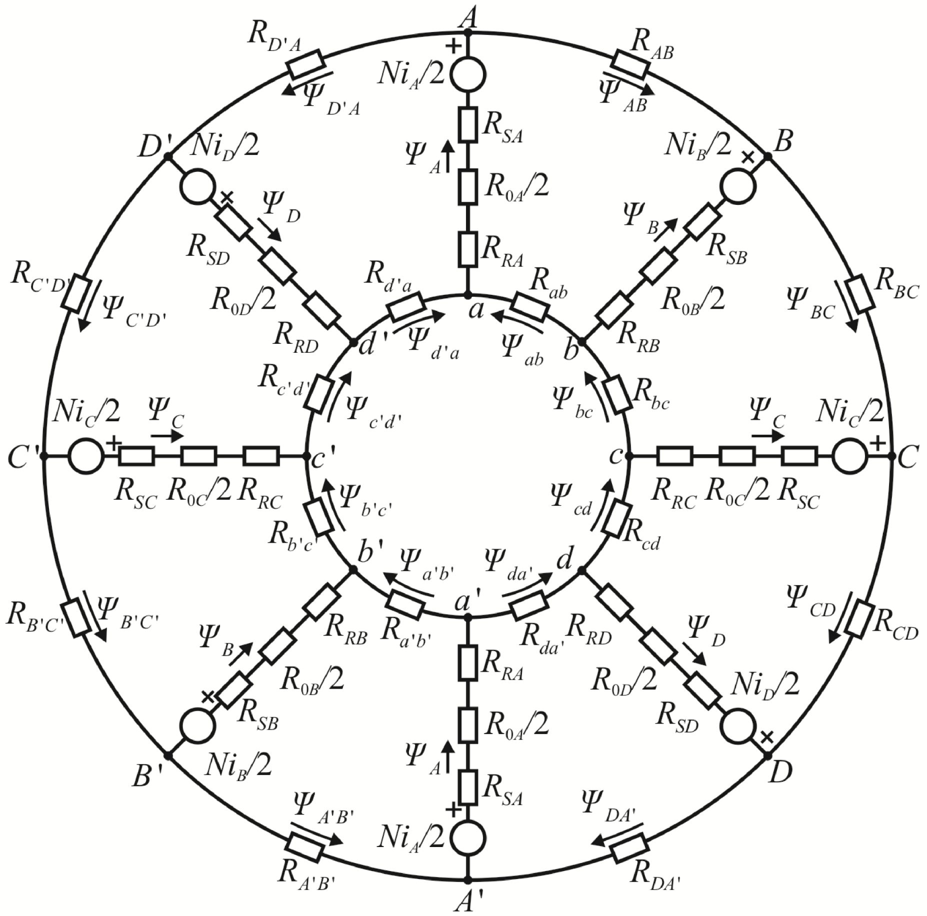
Моделовањем сваке фазе мотора на начин аналоган моделу [90], добија се еквивалентно магнетско коло у којем је јарам статора односно ротора представљен са N_S релуктанси, при чему је N_S број статорских полова. Све релуктансе статорског односно роторског јарма су истих димензија. Међутим, у општем случају, њихове магнетске отпорности су различите сагласно једначини (3.3). Наиме, магнетска отпорност ових релуктанси зависи од тренутног стања флуксних обухвата фаза и њиховог поларитета. Узимајући ово у обзир, као и начин на који су дефинисане преостале релуктансе у описаном еквивалентном магнетском колу, нови аналитички модел пружа могућност да се на коректан начин моделује међусобна интеракција фаза за било коју конфигурацију SRM-а.

У наставку следи развој новог аналитичког модела 8/6 и 6/4 SRM-а као конфигурација прекидачког релуктантног мотора које су од интереса за ову докторску дисертацију.

3.6.2 Нови нелинеарни аналитички модел 8/6 SRM-а

Нека се посматра стандардна конфигурација 8/6 SRM-а чији је попречни пресек дат на слици 3.3(б) са одговарајућим референтним смером проводника фазних намотаја. Еквивалентно магнетско коло посматраног 8/6 SRM-а, које представља основу за развој новог аналитичког модела приказано је на слици 3.7. Као што се може видети, у њему фигуришу магнетопобудне силе свих фаза мотора као и релуктансе свих делова магнетског кола са одговарајућим ознакама.

У поређењу са еквивалентним магнетским колом базног модела на слици 3.4, статорски и роторски јарам у новом моделу представљају релуктансе R_{AB},… $R_{D'A}$ односно R_{ab}, … $R_{d'a}$, респективно. Дакле, јарам статора односно ротора се састоји од N_S=8 релуктанси истих димензија сагласно одељку 3.6.1, при чему дужина линија магнетског поља у њима износи ¼ дужине полуобима јарма статора односно ротора базног модела. Релуктансе које фигуришу у еквивалентном магнетском колу новог аналитичког модела се одређују једначинама (3.1) и (3.3), дакле истим оним које се користе у базном моделу.



Слика 3.7 Еквивалентно магнетско коло на коме се базира развој новог аналитичког модела 8/6 SRM-а.

Међутим, мора се водити рачуна о интерпретацији ових једначина. Наиме, код базног модела флукс који постоји у њима је функција само једне побуђене фазе, док је у новом аналитичком моделу он последица струја свих фаза мотора. Дакле, моделовање међусобне интеракције фаза захтева познавање флуксних обухвата у функцији струја свих фаза мотора односно струја у функцији флуксних обухвата. У ту сврху, довољно је посматрати један електрични циклус рада мотора.

Позитивном смеру обртања 8/6 SRM-а са слике 3.3(б), одговара електрични циклус који обухвата по један струјни импулс фаза A, B, C и D, респективно. Пошто се импулси могу преклапати, постоји укупно четири случаја међусобне интеракције фаза које нови аналитички модел мора да узме у обзир:

А) Четири фазе су истовремено побуђене.

Б) Три фазе су истовремено побуђене.

В) Две фазе су истовремено побуђене.

Г) Једна фаза је побуђена.

Који ће од наведених случајева међусобне интеракције фаза постојати током рада мотора зависи пре свега од дефинисаног радног режима. Међутим, кораци у моделовању међусобне интеракције фазе су исти за сваки од наведених случајева. Они се састоје од одређивања флуксева у свим деловима еквивалентног магнетског кола у функцији флуксева свих фаза мотора, након чега следи израчунавање струја побуђених фаза и електромагнетског момента.

Режим рада у коме су све четири фазе истовремено побуђене представља најопштији случај када се међусобна интеракције фаза разматра. Из овог разлога, модел за овај случај ће бити детаљно представљен у наставку, док ће модели за преостале радне режиме бити специјални случајеви овог модела, сагласно условима који важе за сваки од горе наведених.

У динамичком моделу који је реализован путем симулације, флуксни обухват сваке побуђене фазе $\Psi_i(i=A,B,C,D)$ се одређује из једначине напонске равнотеже фазе на следећи начин

$$\Psi_i = \int_0^t (u_i(t) - R_i i_i(t))\mathrm{d}^2 \ , \tag{3.7}$$

где је u_i примењени фазни напон, R отпорност фазног намотаја а i_i фазна струја.

Дискретни облик флуксног обухвата фазе потребан за симулацију је дат једначином

$$\Psi_i = \Psi_{i0} + (u_i - Ri_{i0})(\Delta^{-} / \Omega_m)\,, \tag{3.8}$$

где су Ω_m и $\Delta\theta$ угаона брзина обртања ротора и угаони инкремент положаја ротора, респективно, док су Ψ_{i0} и i_{i0} флуксни обухват и фазна струја израчунати у последњем завршеном кораку симулације. Напон напајања u_i може имати позитивну, негативну, или вредност једнаку нулу у зависности од жељеног радног режима и поларитета фазне струје.

Сагласно једначини (3.8), у сваком кораку симулације, флуксни обухват побуђене фазе се израчунава на основу вредности фазне струје и флуксног обухвата из претходног корака симулације. Када се одреде флуксни обухвати фаза за текући корак симулације, фазне струје се одређују решавањем еквивалентног магнетског кола датог на слици 3.7.

Када су све фазе 8/6 SRM-а побуђене, услед њихове међусобне интеракције за струје, флуксне обухвате и електромагнетски моменат важе следеће релације

$$\left.\begin{array}{l} i_A = f(\theta_m,\Psi_A,\Psi_B,\Psi_C,\Psi_D) \\ i_B = f(\theta_m,\Psi_A,\Psi_B,\Psi_C,\Psi_D) \\ i_C = f(\theta_m,\Psi_A,\Psi_B,\Psi_C,\Psi_D) \\ i_D = f(\theta_m,\Psi_A,\Psi_B,\Psi_C,\Psi_D) \\ M_{em} = f(\theta,\Psi_A,\Psi_B,\Psi_C,\Psi_D) \end{array}\right\} \Rightarrow \left\{\begin{array}{l} \Psi_A = f(\theta_m,i_A,i_B,i_C,i_D) \\ \Psi_B = f(\theta_m,i_A,i_B,i_C,i_D) \\ \Psi_C = f(\theta_m,i_A,i_B,i_C,i_D) \\ \Psi_D = f(\theta_m,i_A,i_B,i_C,i_D) \\ M_{em} = f(\theta_m,i_A,i_B,i_C,i_D) \end{array}\right. . \tag{3.9}$$

Да би се дошло до горе наведених функционалних зависности, неопходно је решавање еквивалентног магнетског кола са слике 3.7.

Применом Амперовог закона на еквивалентно магнетско коло са слике 3.7, за фазе A, B, C и D важе следеће једнакости

$$\begin{array}{r} 2\Psi_A(R_{SA}+R_{0A}/2+R_{RA})+\Psi_{AB}R_{AB}+\Psi_{BC}R_{BC}+\Psi_{CD}R_{CD}+\Psi_{DA'}R_{DA'} \\ +\Psi_{ab}R_{ab}+\Psi_{bc}R_{bc}+\Psi_{cd}R_{cd}+\Psi_{da'}R_{da'}=N^2 i_A \end{array}, \tag{3.10}$$

$$\begin{array}{r} 2\Psi_B(R_{SB}+R_{0B}/2+R_{RB})-\Psi_{AB}R_{AB}+\Psi_{BC}R_{BC}+\Psi_{CD}R_{CD}+\Psi_{DA'}R_{DA'} \\ -\Psi_{ab}R_{ab}+\Psi_{bc}R_{bc}+\Psi_{cd}R_{cd}+\Psi_{da'}R_{da'}=N^2 i_B \end{array}, \tag{3.11}$$

$$\begin{array}{r} 2\Psi_C(R_{SC}+R_{0C}/2+R_{RC})-\Psi_{AB}R_{AB}-\Psi_{BC}R_{BC}+\Psi_{CD}R_{CD}+\Psi_{DA'}R_{DA'} \\ -\Psi_{ab}R_{ab}-\Psi_{bc}R_{bc}+\Psi_{cd}R_{cd}+\Psi_{da'}R_{da'}=N^2 i_C \end{array}, \tag{3.12}$$

$$\begin{array}{r} 2\Psi_D(R_{SD}+R_{0D}/2+R_{RD})-\Psi_{AB}R_{AB}-\Psi_{BC}R_{BC}-\Psi_{CD}R_{CD}+\Psi_{DA'}R_{DA'} \\ -\Psi_{ab}R_{ab}-\Psi_{bc}R_{bc}-\Psi_{cd}R_{cd}+\Psi_{da'}R_{da'}=N^2 i_D \end{array}. \tag{3.13}$$

Да би се одредиле фазне струје неопходно је утврдити непознате флуксеве који постоје у релуктансама јарма статора и ротора у функција флуксних обухвата побуђених фаза као и саме релуктансе.

Због симетрије, постоји једнакост флуксева у деловима јарма статора и ротора

$$\Psi_{AB} = \Psi_{A'B'} = \Psi_{ab} = \Psi_{a'b'}, \tag{3.14}$$

$$\Psi_{BC} = \Psi_{B'C'} = \Psi_{bc} = \Psi_{b'c'}, \tag{3.15}$$

$$\Psi_{CD} = \Psi_{C'D'} = \Psi_{cd} = \Psi_{c'd'}, \tag{3.16}$$

$$\Psi_{DA} = \Psi_{D'A'} = \Psi_{da} = \Psi_{d'a'}. \tag{3.17}$$

Применом Гаусовог закона за чворове (A, B, C и D) флуксеви који постоје у релуктансама статорског и роторског јарма зависе од флуксних обухвата фаза мотора на следећи начин

$$\Psi_{AB} = (\Psi_A - \Psi_B - \Psi_C - \Psi_D)/2, \tag{3.18}$$

$$\Psi_{BC} = (\Psi_A + \Psi_B - \Psi_C - \Psi_D)/2, \tag{3.19}$$

$$\Psi_{CD} = (\Psi_A + \Psi_B + \Psi_C - \Psi_D)/2, \tag{3.20}$$

$$\Psi_{DA'} = (\Psi_A + \Psi_B + \Psi_C + \Psi_D)/2. \tag{3.21}$$

Пошто су сада познати сви флуксеви у машини, релуктансе у једначинама (3.10)-(3.13) су дефинисане одговарајућим једначинама из одељка 3.5. Дакле, фазне струје су

$$\begin{aligned} i_A = (2\Psi_A(R_{SA} + R_{0A}/2 + R_{RA}) + \Psi_{AB}(R_{AB} + R_{ab}) + \Psi_{BC}(R_{BC} + R_{bc}) \\ + \Psi_{CD}(R_{CD} + R_{cd}) + \Psi_{DA'}(R_{DA'} + R_{da'}))/N^2 \end{aligned}, \tag{3.22}$$

$$\begin{aligned} i_B = (2\Psi_B(R_{SB} + R_{0B}/2 + R_{RB}) - \Psi_{AB}(R_{AB} + R_{ab}) + \Psi_{BC}(R_{BC} + R_{bc}) \\ + \Psi_{CD}(R_{CD} + R_{cd}) + \Psi_{DA'}(R_{DA'} + R_{da'}))/N^2 \end{aligned}, \tag{3.23}$$

$$\begin{aligned} i_C = (2\Psi_C(R_{SC} + R_{0C}/2 + R_{RC}) - \Psi_{AB}(R_{AB} + R_{ab}) - \Psi_{BC}(R_{BC} + R_{bc}) \\ + \Psi_{CD}(R_{CD} + R_{cd}) + \Psi_{DA'}(R_{DA'} + R_{da'}))/N^2 \end{aligned}, \tag{3.24}$$

$$\begin{aligned} i_D = (2\Psi_D(R_{SD} + R_{0D}/2 + R_{RD}) - \Psi_{AB}(R_{AB} + R_{ab}) - \Psi_{BC}(R_{BC} + R_{bc}) \\ - \Psi_{CD}(R_{CD} + R_{cd}) + \Psi_{DA'}(R_{DA'} + R_{da'}))/N^2 \end{aligned}. \tag{3.25}$$

Сагласно једначинама (3.22)-(3.25), очигледно је да су фазне струје функција положаја ротора и флуксних обухвата свих фаза мотора.

Електромагнетски моменат је дефинисан изразом

$$M_{em}\left(\theta_m, \Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_D\right) = -\left.\frac{\partial W_{em}\left(\theta_m, \Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_D\right)}{\partial \theta_m}\right|_{\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_D = const}, \tag{3.26}$$

при чему је $W_{em}(\theta_m, \Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_D)$ магнетска енергија која се према [144] дефинише као

$$\begin{aligned} & W_{em}(\theta_m, \Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_D) = \\ & \int_{(0,0,0,0)}^{(\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_D)} (i_A(\theta_m, \tilde{\Psi}_A, \tilde{\Psi}_B, \tilde{\Psi}_C, \tilde{\Psi}_D)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_A + i_B(\theta_m, \tilde{\Psi}_A, \tilde{\Psi}_B, \tilde{\Psi}_C, \tilde{\Psi}_D)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_B \\ & \quad + i_C(\theta_m, \tilde{\Psi}_A, \tilde{\Psi}_B, \tilde{\Psi}_C, \tilde{\Psi}_D)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_C + i_D(\theta_m, \tilde{\Psi}_A, \tilde{\Psi}_B, \tilde{\Psi}_C, \tilde{\Psi}_D)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_D) \end{aligned}. \tag{3.27}$$

Пошто је вредност интеграла независна од путање интеграције, користећи [144] магнетска енергија се може одредити као

$$\begin{aligned} W_{em}\left(\theta_m, \Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_D\right) = & \int_0^{\Psi_A} i_A(\theta_m, \tilde{\Psi}_A, \Psi_B = 0, \Psi_C = 0, \Psi_D = 0)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_A \\ & + \int_0^{\Psi_B} i_B(\theta_m, \Psi_A, \tilde{\Psi}_B, \Psi_C = 0, \Psi_D = 0)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_B \\ & + \int_0^{\Psi_C} i_C(\theta_m, \Psi_A, \Psi_B, \tilde{\Psi}_C, \Psi_D = 0)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_C \\ & + \int_0^{\Psi_D} i_D(\theta_m, \Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \tilde{\Psi}_D)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_D \end{aligned}. \tag{3.28}$$

Подинтегралне функције у једначини (3.28) су дефинисане релацијама (3.22)-(3.25). Узимајући у обзир услове који важе за сваку од њих као и чињеницу да магнетска енергија у феромагнетском делу машине зависи само од флуксног обухвата али и не од положаја ротора, електромагнетски моменат се одређује на исти начин као у одељку 3.5, једначином (3.6), одређивањем магнетске енергије W_{em0} која је акумулисана у релуктанси R_{0i} (i=A,B,C,D). Дакле, електромагнетски моменат је

$$\begin{aligned} M_{em}(\tilde{\theta}_m,\Psi_A,\Psi_B,\Psi_C,\Psi_D) = &-(W_{em0}(\tilde{\theta}_m,\Psi_A) - W_{em0}(\tilde{\theta}_m - \Delta\tilde{\theta}_m,\Psi_A)) / \Delta\tilde{\theta}_m \\ &-(W_{em0}(\tilde{\theta}_m,\Psi_B) - W_{em0}(\tilde{\theta}_m - \Delta\tilde{\theta}_m,\Psi_B)) / \Delta\tilde{\theta}_m \\ &-(W_{em0}(\tilde{\theta}_m,\Psi_C) - W_{em0}(\tilde{\theta}_m - \Delta\tilde{\theta}_m,\Psi_C)) / \Delta\tilde{\theta}_m \\ &-(W_{em0}(\tilde{\theta}_m,\Psi_D) - W_{em0}(\tilde{\theta}_m - \Delta\tilde{\theta}_m,\Psi_D)) / \Delta\tilde{\theta}_m \end{aligned} \quad . \tag{3.29}$$

Напомена: променљиве које се јављају у једначини (3.29) а немају знак (~) сматрају се константним током процеса интеграције.

На први поглед се може погрешно закључити да на вредност момента једне фазе не утичу активности преосталих фаза. Међутим, посматрањем момента у функцији струје могуће је установити да се моменат неке фазе може повећати или смањити у зависности од знака међусобне спреге фаза и нивоа засићења које проузрокују све четири побуђене фазе мотора. Дакле, укупан моменат не представља просту суму момената фаза када су оне појединачно побуђене као што је то у случају базног модела [90].

Преостали наведени случајеви међусобне интеракције фаза представљају карактеристичне случајеве општег модела.

У случају Б) када су истовремено побуђене три фазе, флуксни обухват непобуђене фазе се јавља као последица струја побуђених фаза. Будући да је струја непобуђене фазе једнака нули, њен флуксни обухват се одређује решавањем нелинеарне једначине која се добија из општег модела тако што се лева страна одговарајуће једначине (3.22)-(3.25) која представља струју посматране непобуђене фазе изједначи са нулом. На пример, када су побуђене фазе A, B и C флуксни обухват непобуђене фазе D се одређује решавањем нелинеране једначине Њутн-Рапсоновим методом изједначавањем леве страна једнакости (3.25) са нулом. Након одређивања флуксних обухвата побуђених фаза сагласно релацији (3.8), флуксног обухвата непобуђене фазе мотора, као и флуксева у свим деловима јарма статора и ротора релацијама (3.18)-(3.21), струје побуђених фаза се одређују једначинама (3.22)-(3.24). Електромагнетски момент се израчунава према једначини (3.29) али без члана који одговара непобуђеној фази D. Исти поступак се примењује и у случају када нису побуђене фазе A, B и C респективно.

Када су истовремено побуђене две фазе, флуксни обухвати, сада две непобуђене фазе, се одређују из система кога чине две нелинеарне једначине са два непозната флуксна обухвата. На пример, када су непобуђене фазе A и B, њихови флуксни обухвати се одређују решавањем система нелинеарних једначина који се добија тако што се леве стране једнакости (3.22) и (3.23) изједначе са нулом. Дати систем се такође решава Њутн-Рапсоновим методом. По одређивању флуксева у свим деловима еквивалентног магнетског кола, израчунавају се струје побуђених фаза користећи (3.24) и (3.25) као и електромагнетски моменат (3.29) који сада садржи трећи и четврти члан. Горе описани поступак се примењује на аналоган начин и у случају непобуђених фаза B и C, C и D односно A и D, респективно.

У случају Г) када је побуђена само једна фаза, флуксни обухвати непобуђених фаза се одређују из система од три нелинеарне једначине са три непозната флуксна обухвата, који се добија на сличан начин који је претходно описан за случајеве Б) и В). На пример, када је побуђена само фаза A, систем нелинеарних једначина чине једнакости (3.23)-(3.25) изједначене са нулом. Након тога следи поступак израчунавање струје фазе A релацијом (3.22) као и електромагнетског момента према релацији (3.29) с тим што сада у њој фигурише само први члан. Преостали радни режими у посматраном случају међусобне интеракције, када је побуђена само фаза B, C или D, респективно моделују се на аналоган начин.

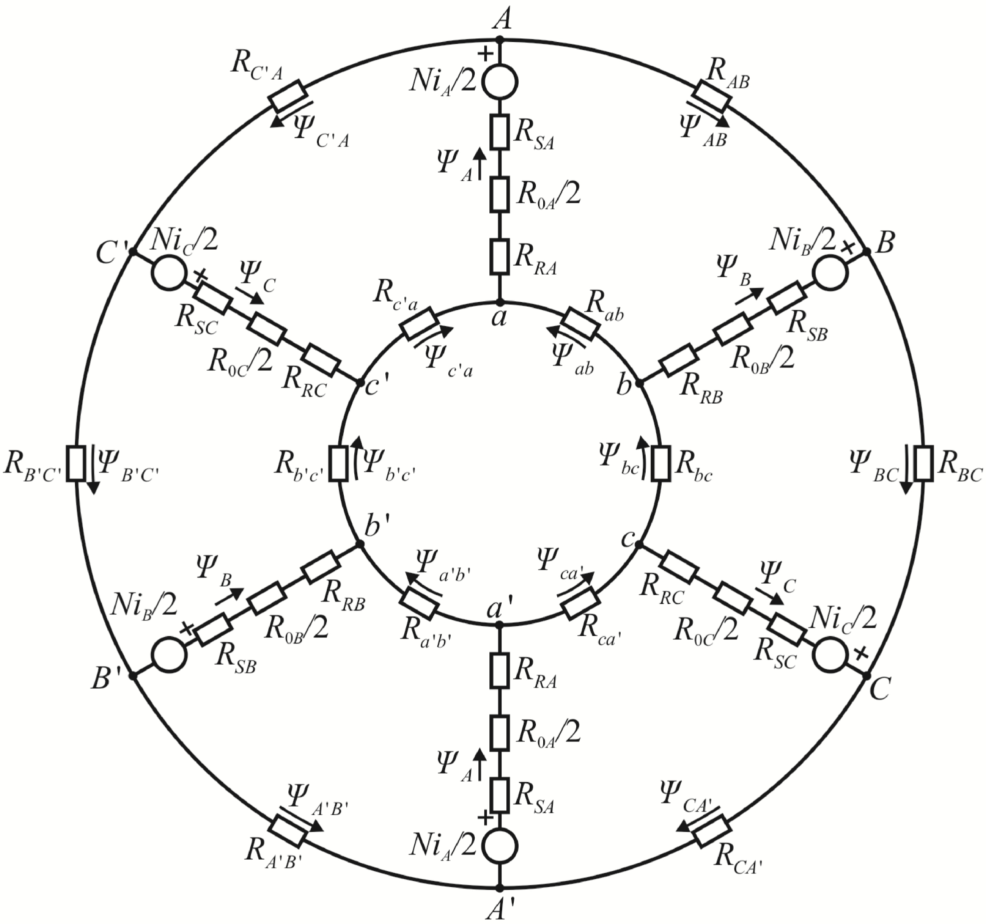
3.6.3 Нови нелинеарни аналитички модел 6/4 SRM-а

Сагласно одељку 3.6.1, аналитичко моделовања 6/4 SRM-а које укључује међусобну интеракцију фаза мотора аналогно је поступку који је спроведен код 8/6 SRM-а. Дакле, посматраном 6/4 SRM са слике 3.3(а) одговара еквивалентно магнетско коло на слици 3.8. Код 6/4 SRM-а током рада могу се јавити следећи случајеви међусобне интеракције фаза:

А) Три фазе су истовремено побуђене.

Б) Две фазе су истовремено побуђене.

В) Једна фаза је побуђена.



Слика 3.8 Еквивалентно магнетско коло на коме се базира развој новог аналитичког модела 6/4 SRM-а.

Слично као код 8/6 SRM-а, режим рада када су све три фазе мотора истовремено побуђене представља општи случај који се може јавити током рада мотора. Због тога, у наставку следи одређивање фазних струја и електромагнетског момента за општи случај на основу слике 3.8 ослањајући се на поступак примењен у одељку 3.6.2. Преостала два радна режима су карактеристични случајеви општег и биће дефинисани сагласно условима који важе за сваки од њих.

Флуксни обухват сваке побуђене фазе у општем моделу одређен је релацијом (3.8). Као последица флуксева побуђених фаза у релуктансама које представљају јармове статора и ротора постоје флуксеви

$$\Psi_{AB} = (\Psi_A - \Psi_B - \Psi_C)/2\,, \tag{3.30}$$

$$\Psi_{BC} = (\Psi_A + \Psi_B - \Psi_C)/2\,, \tag{3.31}$$

$$\Psi_{CA'} = (\Psi_A + \Psi_B + \Psi_C)/2\,. \tag{3.32}$$

Будући да су сада познати сви флуксеви који фигуришу у еквивалентном магнетском колу, а самим тим и одговарајуће релуктансе, за посматрани радни режим фазне струје су

$$
\begin{aligned}
i_A = (2\Psi_A(R_{SA} + R_{0A}/2 + R_{RA}) - \Psi_{AB}(R_{AB} + R_{ab}) + \Psi_{BC}(R_{BC} + R_{bc}) \\
+\Psi_{CA'}(R_{CA'} + R_{ca'}))/N^2
\end{aligned}, \tag{3.33}
$$

$$
\begin{aligned}
i_B = (2\Psi_B(R_{SB} + R_{0B}/2 + R_{RB}) + \Psi_{AB}(R_{AB} + R_{ab}) + \Psi_{BC}(R_{BC} + R_{bc}) \\
+\Psi_{CA'}(R_{CA'} + R_{ca'}))/N^2
\end{aligned}, \tag{3.34}
$$

$$
\begin{aligned}
i_C = (2\Psi_C(R_{SC} + R_{0C}/2 + R_{RC}) + \Psi_{AB}(R_{AB} + R_{ab}) - \Psi_{BC}(R_{BC} + R_{bc}) \\
+\Psi_{CA'}(R_{CA'} + R_{ca'}))/N^2
\end{aligned}. \tag{3.35}
$$

Магнетска енергија $W_{em}(\theta_m,\ \Psi_A,\ \Psi_B,\ \Psi_C)$ која је потребна за одређивање електромагнетског момента посматраног радног режима дата је изразом

$$
\begin{aligned}
W_{em}(\theta_m, \Psi_A, \Psi_B, \Psi_C) = \int_0^{\Psi_A} i_A(\theta_m, \tilde{\Psi}_A, \Psi_B = 0, \Psi_C = 0)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_A \\
+\int_0^{\Psi_B} i_B(\theta_m, \Psi_A, \tilde{\Psi}_B, \Psi_C = 0)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_B \\
+\int_0^{\Psi_C} i_C(\theta_m, \Psi_A, \Psi_B, \tilde{\Psi}_C)\mathrm{d}\tilde{\Psi}_C
\end{aligned}. \tag{3.36}
$$

Узимајући у обзир услове који важе за посматрани радни режим као и поступак који је спроведен у одељку 3.6.2, електромагнетски моменат је

$$
\begin{aligned}
M_{em}(\theta_m, \Psi_A, \Psi_B, \Psi_C) = -(W_{em0}(\theta_m, \Psi_A) - W_{em0}(\theta_m - \Delta\theta_m, \Psi_A))/\Delta\theta_m \\
-(W_{em0}(\theta_m, \Psi_B) - W_{em0}(\theta_m - \Delta\theta_m, \Psi_B))/\Delta\theta_m \\
-(W_{em0}(\theta_m, \Psi_C) - W_{em0}(\theta_m - \Delta\theta_m, \Psi_C))/\Delta\theta_m
\end{aligned}. \tag{3.37}
$$

У случају Б) када су истовремено побуђене две фазе, флуксни обухват непобуђене фазе се одређује решавањем нелинеарне једначине Њутн-Рапсоновим методом која се добија тако што се одговарајући израз за струју фазе која није побуђена изједначи са нулом. Будући да су флуксни обухвати побуђених фаза одређени једначином (3.8), а флуксеви у јарму статора и ротора једначинама (3.30)-(3.32) одређивањем релуктанси струје побуђених фаза су дефинисане одговарајућим релацијама (3.33)-(3.35). Одређивање електромагнетског момента се врши једначином (3.37) с тим што се искључује члан који представља непобуђену фазу мотора.

Аналогно, у случају В) када је побуђена само једна фаза, флуксни обухват побуђене фазе је одређен једначином (3.8) док се флуксни обухвати сада две непобуђене фазе одређују из система нелинеарних једначина са два непозната флуксна обухвата на сличан начин који је претходно описан. Након тога се одређује струја побуђене фазе сагласно одговарајућој једначини (3.33)-(3.35). Када је у питању електромагнетски момент, он је дефинисан само чланом који представља побуђену фазу у изразу (3.37).

3.7 Утврђивање утицаја међусобне интеракције фаза на перформансе SRM-а коришћењем новог аналитичког модела

Коришћење новог аналитичког модел пружа могућност да се анализом добијених симулационих резултата дође до одговора на два суштинска питања која су се поставила у претходним одељцима. Дакле, циљ је утврдити како међусобна интеракција фаза утиче на тачност у предикцији перформанси SRM-а у односу на случај када она није узета у обзир. Са друге стране, потребно је одредити оптималну секвенцу магнетског поларитета сукцесивних фаза мотора кроз анализу утицаја поларитета сукцесивних фаза мотора на његове карактеристике.

У одељку 3.8 се врши компаративна анализа симулационих резултата базног модела (M1) који не узима у обзир међусобну интеракцију фаза и новог модела (M2) који то узима у обзир. Поређење обухвата флуксне обухвате фаза, фазне струје и електромагнетски моменат. Овим поређењем се наглашава разлика која постоје између ова два модела, а последица су чињенице да модел M1 не узима обзир међусобну интеракцију фаза. На тај начин се указује на грешку која се прави у предикцији карактеристика мотора када се међусобна интеракција фаза занемари. Наравно, треба нагласити, да се ради коректности компаративна анализа спроводи за исте радне режиме и услове напајања. Детаљно поређење и образложење уочених разлика између модела M1 и M2 врши се на примеру радног режима 6/4 SRM-а. Узимајући у обзир резултате ове анализе као и начин на који је она спроведена, закључак о природи утицаја међусобне интеракције фаза на предикцију карактеристика 8/6 SRM-а се изводи кроз квалитативну анализу и поређење таласних облика ова два модела.

У одељку 3.9 је циљ утврдити природу утицаја поларитета суседних фаза мотора на перформансе мотора. Због тога је потребно за исту радну тачку и услове напајања анализирати:

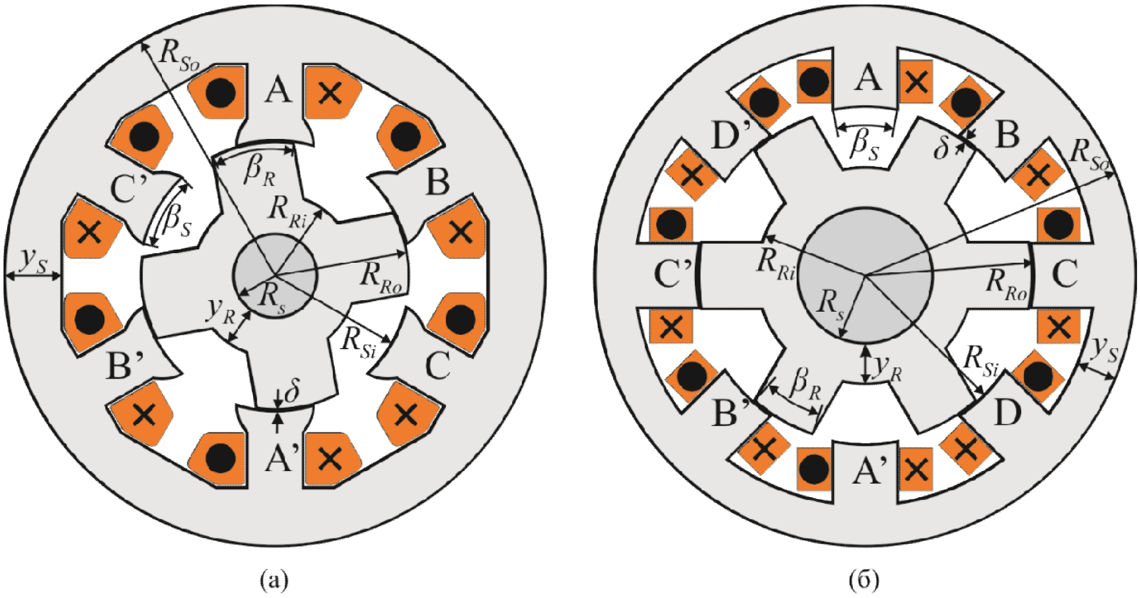
- флуксне обухвате,

- фазне струје,
- струју DC линка,
- електромагнетски моменат,
- *Ψ-i* петље фаза мотора,

дефинисаних типова SRM-а из табела 3.1 и 3.2 у зависности од магнетских секвенци и на основу те анализе утврдити која секвенца магнетског поларитета фаза омогућава постизање најбољих перформанси мотора. Након овога следи одређивање и поређење одговарајућих експлоатационих карактеристика у M_{em}-Ω_m равни уз критеријум да се оствари што је могуће већи електромагнетски моменат, а да при томе ефективна вредност фазних струја остане у граници номиналне. На тај начин се врши верификација закључака претходне анализе.

3.8 Компаративна анализа новог и базног аналитичког модела SRM-а

Да би се утврдила грешка у предикције перформанси SRM-а услед занемарења међусобне интеракције фаза мотора у моделу М1, потребно је извршити поређење и анализу симулационих резултата модела М1 и М2 обе конфигурације SRM-а. Модели М1 и М2 су имплементирани у програмском пакету MATLAB. Улазни параметри модела М1 и М2 посматраних конфигурација SRM-а са слике 3.9 дати су у табели 3.3. Од интереса је нагласити да се одређивање индуктивности у неусаглашеном положају L_U извршило коришћењем



Слика 3.9 Попречни пресеци (а) 6/4 SRM-а и (б) 8/6 SRM-а чији су параметри дати у табели 3.3.

Табела 3.3 Параметри 6/4 и 8/6 SRM-а који одговарају попречним пресецима машина са слике 3.9.

Параметри	**Вредности**	
Број статорских/роторских полова, N_S/N_R	6/4	8/6
Број фаза, q	3	4
Номинални фазни напон, U_n [V]	80	220
Номинална фазна струја, I_n [A]	1.2	3.2
Фазна отпорност, R_S [Ω]	4.5	2.1
Индуктивност у неусаглашеном положају, L_U [mH]	14.2	14
Спољашњи полупречник статора, R_{So} [mm]	38.8	60
Унутрашњи полупречник статора, R_{Si} [mm]	19.4	37.5
Дебљина јарма статора, y_S [mm]	8.4	9
Спољашњи полупречник ротора, R_{Ro} [mm]	19.2	37
Унутрашњи полупречник ротора, R_{Ri} [mm]	12.7	24
Дебљина јарма ротора, y_R [mm]	6.7	9
Ширина ваздушног зазора, δ [mm]	0.2	0.5
Полупречник вратила, R_s [mm]	6	15
Дужина магнетског кола, L [mm]	50.3	65
Ширина статорског пола, β_S [°]	32.9	22
Ширина роторског пола, β_R [°]	35.8	23
Број навојака по фази, N	300	284

тродимензионалне методе коначних елемената.

Поређење симулационих резултата модела М1 и М2 је извршено за радне режиме дефинисане у табели 3.4. Избор ових радних режима пружа могућност се утврди природа утицаја међусобне интеракције фаза на предикцију перформанси прекидачког релуктантног мотора пошто се њима покрива већина могућих случајева интеракција фаза дефинисаних у одељцима 3.6.2 и 3.6.3.

Касније, у одељку 3.8.3 се анализира радни режим који треба да покаже како занемарење ефеката међусобне интеракције фаза доводи до значајне грешке у предикцији перформанси мотора.

Табела 3.4 Радни режими 6/4 и 8/6 SRM-а за које се врши поређење симулационих резултата модела М1 и М2.

	6/4 SRM	**8/6 SRM**
$\boldsymbol{V_{DC}}$ **[V]**	80	220
$\boldsymbol{\theta_{ON}}$ **[°]**	41.9	28.8
$\boldsymbol{\theta_{OFF}}$ **[°]**	73.5	49.5
$\boldsymbol{n_m}$ **[ob/min]**	3000	2500

3.8.1 Компаративна анализа модела М1 и М2 6/4 SRM-а

Као што је већ речено, детаљно поређење симулационих резултата између модела М1 и М2 у циљу анализе разлика које постоје између њих, а последица су чињенице да модел М1 не узима у обзир међусобну интеракцију фаза чиме се прави грешка у предикцији карактеристика мотора, биће спроведено на примеру 6/4 SRM-а. Посматрајући табелу 3.1 може се уочити да је код 6/4 SRM_T2-а поларитет сукцесивних фаза мотора увек различит (NS или SN). Са друге стране код 6/4 SRM_T1-а то није случај (SS SN NN NS). Пошто је од интереса утврдити грешку која се јавља у предикцију карактеристика мотора услед немоделовања међусобне интеракције фаза, потребно је у циљу општости изабрати секвенцу 6/4 SRM_T1 модела М2 за поређење са моделом М1 пошто секвенца 6/4 SRM_T1 садржи у себи обе комбинације поларитета суседних фаза мотора, а 6/4 SRM_T2 једну.

При томе, ради доследног поређења и образложења, посматрани радни режими оба модела који се пореде морају бити исти. То подразумева исти напон магнетизације и демагнетизације, брзину обртања као и углове укључења и искључења који су дефинисани у табели 3.4. Резултати симулација ће бити представљени низом графика при чему ће разлике које постоје између модела бити објашњене детаљном теоријском анализом. У циљу уочавања свих разлика које постоје између модела, а последица су чињенице да моделу М1 није узета у обзир међусобна интеракција фаза, карактеристични делови таласних облика ће бити увеличани.

Пошто је флуксни обухват фаза код модела М2 функција струја побуђених фаза, једначина напонске равнотеже 6/4 SRM-а у општем облику се може написати као

$$u_i - Ri_i = \frac{\partial \Psi_i}{\partial i_A}\cdot\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_i}{\partial i_B}\cdot\frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_i}{\partial i_C}\cdot\frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_i}{\partial \theta_m}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}\,. \tag{3.38}$$

при чему је (i=A,B,C).

Десна страна једнакости (3.38) представља укупну индуковану електромоторну силу у фазама мотора, e_i. Индукована електромоторна сила, ЕМС, садржи компоненту која је последица промене струје посматране фазе, затим чланове који су последица међусобне интеракције фаза као и компоненту која се индукује услед обртања ротора, односно контраелектромоторну силу, КЕМС.

Утицај појединачних чланова са десне стране једнакости (3.38) може бити изражен у већој или малој мери и зависи управо од магнетског поларитета фаза током обртања ротора, односно међусобне спреге и нивоа засићења. Са друге стране, у моделу М1 са десне стране једнакости (3.39) не фигуришу чланови који представљају међусобну интеракцију фаза нити је узет у обзир утицај међусобног флукса на укупан флуксни обухват фаза, односно важи

$$u - Ri = \frac{\partial \Psi}{\partial i} \cdot \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi}{\partial \overline{}_{m}} \cdot \frac{\mathrm{d}\overline{}_{m}}{\mathrm{d}t}. \qquad (3.39)$$

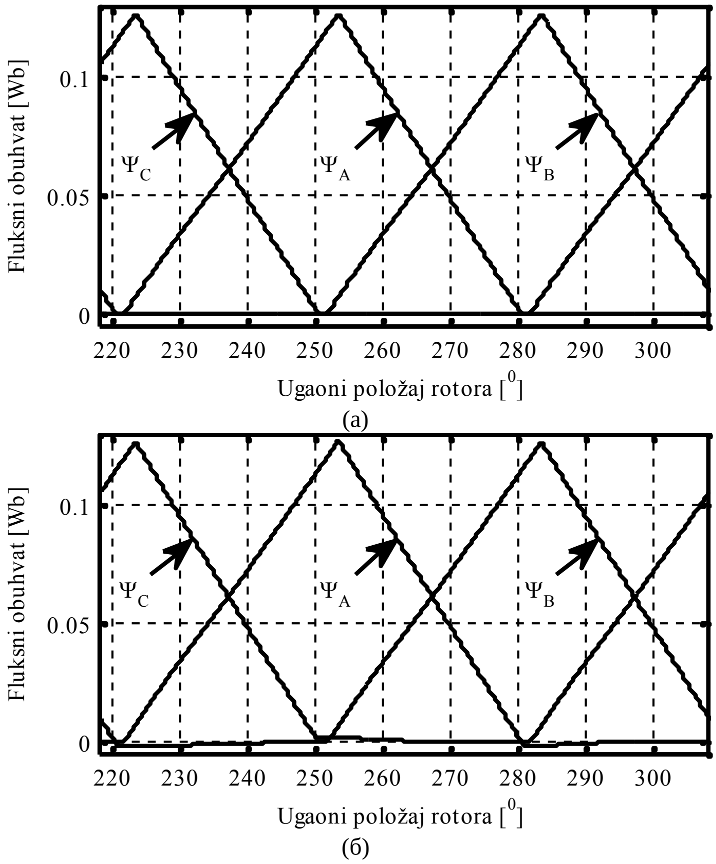
Дакле, у моделу М1, флуксни обухват као и фазне струје су исте за сваку фазу мотора.

Треба уочити да десна страна једнакости (3.38) за сваку фазу мотора узима различите облике у зависности од тренутног магнетског поларитета суседних фаза мотора током обртања ротора. Према томе, једначине (3.38) и (3.39) представљају основу за поређење укупних индукованих електромоторних сила, односно одговарајућих струја модела М1 и М2.

Репрезентативно поређење одговарајућих таласних облика флуксних обухвата и фазних струја ова два модела указаће на постојање разлике у предикцији ових величина. Узимајући у обзир магнетски поларитет сукцесивних фаза мотора за посматрану секвенцу 6/4 SRM_T1, сасвим очекивано је да коректно моделовање интеракције фаза у моделу М2 покаже да су флуксни обухвати као и струје сваке фазе различити. Такође, показаће се да електромагнетски моменат, у случају када постоји истовремено вођење више фаза није једнак збиру момената појединачних фаза добијених применом методе суперпозиције, када се сматра да струја постоји само у посматраној фази што се има у случају модела М1, па се на тај начин постиже тачнија предикција електромагнетског момента у односу на модел М1. Као што је већ речено током моделовања SRM-а, у сврху анализе добијених резултата, посматраће се електрични циклус који одговара ширини полног корака ротора.

3.8.1.1 Таласни облици флуксних обухвата

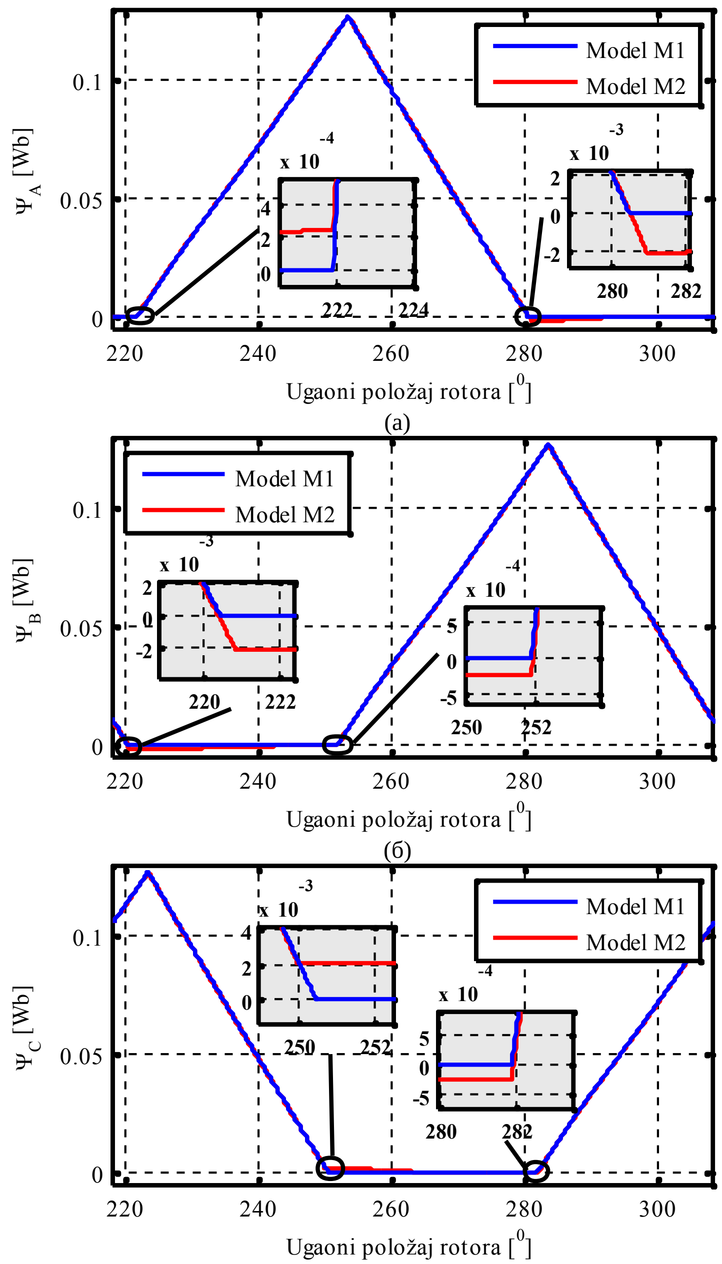
Таласни облици флуксних обухвата фаза А, В и С, добијени користећи моделе М1 и М2, приказани су на слици 3.10.



Слика 3.10 Флуксни обухвати фаза 6/4 SRM-а (а) модела М1 и (б) модела М2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.

Као што је речено у одељку 3.3, смер фазних струја одређује магнетски поларитет фаза односно статорских полова. Узимајући у обзир дефинисане референтне смерове проводника фазних намотаја на слици 3.3(а) као и чињеницу да је секвенца 6/4 SRM_T1 везана за позитиван смер фазних струја, између фаза мотора постоји позитиван или негативан међусобни флукс.

У моделу М2, позитиван међусобни флукс се јавља само између фаза А и С. У преосталим комбинацијама сукцесивних фаза мотора, А и В односно В и С он је негативан. Ово се може јасно уочити посматрајући слику 3.11 са увећаним деловима флуксних обухвата фаза непосредно пре њиховог побуђивања као и по достизању нулте вредности фазних струја. Поларитет међусобног флукса дефинисаних комбинација фаза је очекиван, будући да је магнетски поларитет фаза различит само за фазе А и С, док је у преосталим комбинацијама фаза он исти. Постојање флуксног обухвата у фази када она није побуђена је управо резултат међусобне интеракције фаза. Са друге стране, у зависности од тога да ли је магнетски поларитет сукцесивних фаза мотора исти или различит резултујуће



(в)

Слика 3.11 Поређење флуксних обухвата фаза 6/4 SRM-а модела M1 и M2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.

магнетско засићење у машини је различито услед међусобне интеракције фаза. Дакле, ефекти међусобне интеракције фаза утичу на увећање или смањење укупног флуксног обухвата, а самим тим и на карактеристике мотора.

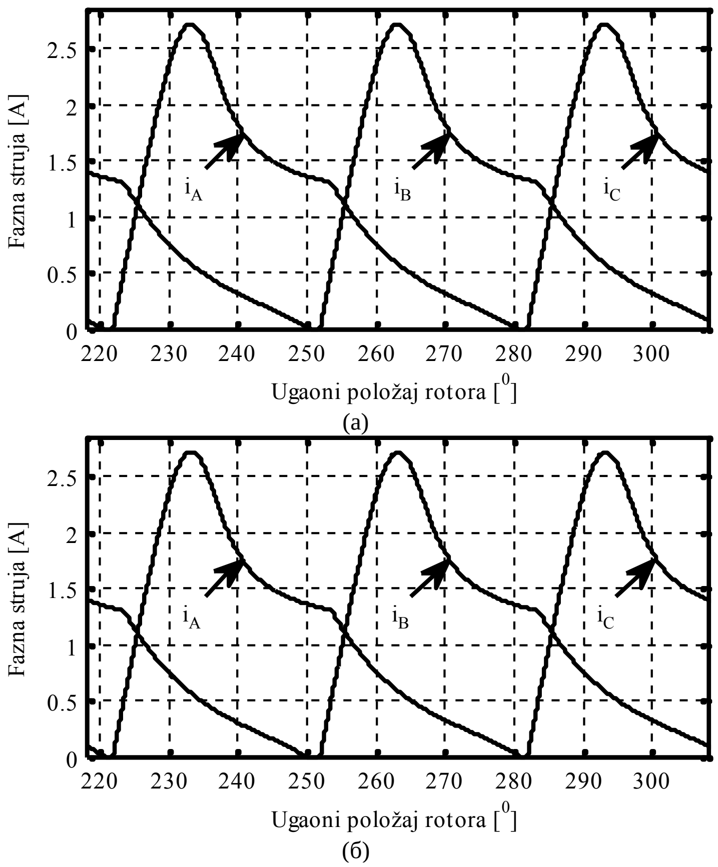
Код модела M1, за исти радни режим, има се нулта вредност флукса посматране фазе када је њена струја једнака нули будући да су ефекти међусобне интеракције фаза занемарени. На тај начин се прави грешка у предикцији флуксног обухвата и као резултат се има исти флуксни обухват свих фаза мотора.

За разлику од модела М1 он је за сваку фазу модела М2 различит чиме се потврђује констатација из одељка 3.4 о магнетској несиметрија фаза 6/4 SRM-а за случај магнетске секвенце 6/4 SRM_T1.

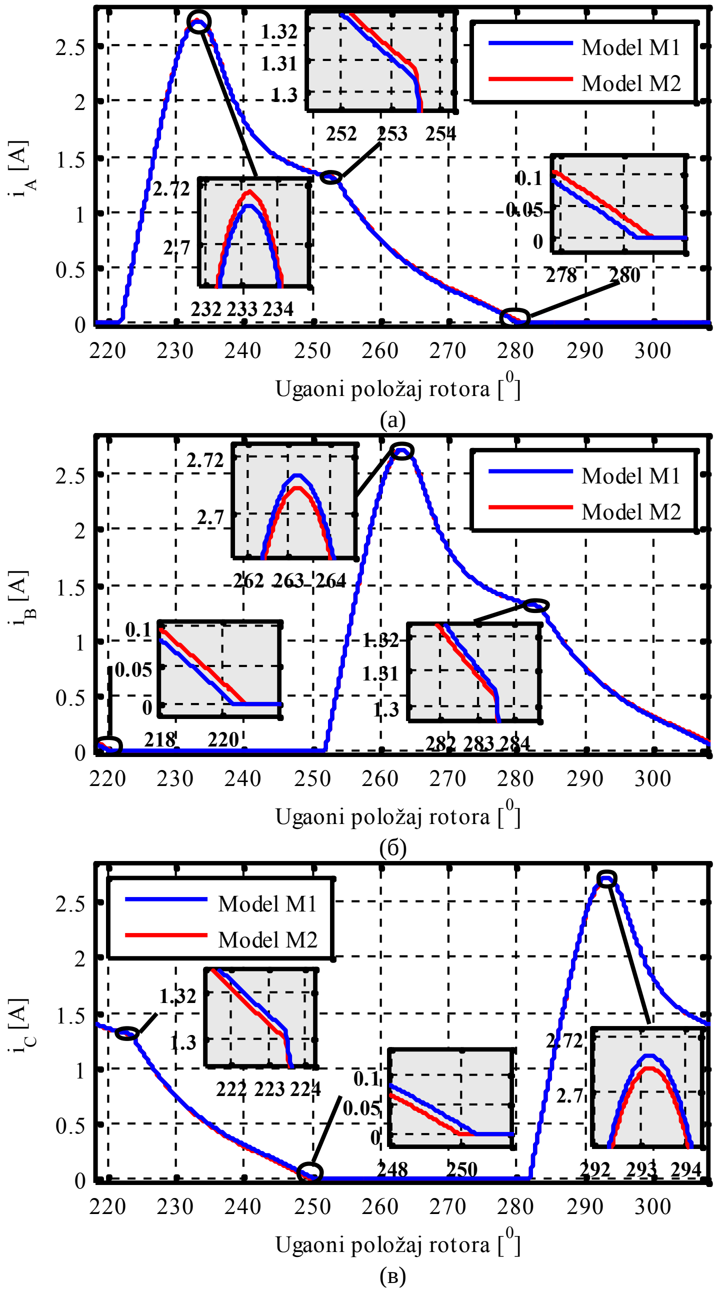
3.8.1.2 Таласни облици фазних струја

Узимајући у обзир чињеницу да се коришћењем модела М1 прави грешка у предикцији флуксних обухвата, сасвим оправдано је очекивати да грешка постоји и у предикцији фазних струја. Дакле, од интереса је утврдити утицај магнетског поларитета сукцесивних фаза мотора на фазне струје, односно грешку која се јавља занемарењем утицаја међусобне интеракције фаза.

Као резултат коришћења модела М1 и М2, на слици 3.12 су приказане све три фазне струје. Увећани карактеристични делови фазних струја који наглашавају разлику између ова два модела дати су на слици 3.13. У наставку следи детаљно поређење модела М1 и М2 за струје фаза А и С док ће се оно за фазу В спровести у складу са закључцима ове анализе.



Слика 3.12 Фазне струје 6/4 SRM-а (а) модела М1 и (б) моделаМ2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.



Слика 3.13 Поређење фазних струја 6/4 SRM-а модела М1 и М2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.

Нека се посматрају увећани делови струје фазе А на слици 3.13(а) током њене магнетизације када су истовремено побуђене фазе А и С што је сагласно са сликом 3.12. Да би се објаснила разлика која се јавља између посматраних таласних облика ова два модела користе се једначине напонске равнотеже дефинисане једначинама (3.38) и (3.39). За посматрани радни режим, будући да су истовремено побуђене фазе А и С, одговарајућа једначина напонске равнотеже фазе А модела М2 је

$$v_A - Ri_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t} \,. \tag{3.40}$$

Други сабирак са десне стране једнакости (3.40) представља индуковани напон због међусобне интеракција фаза A и C. Овај део укупне електромоторне сила не фигурише у моделу M1 према једначини (3.38) пошто се не узима у обзир интеракција фаза.

Посматрајући таласни облик струје фазе C на слици 3.12(б) може се уочити да је $\mathrm{d}i_C/\mathrm{d}t < 0$ за посматрани период. Да би се одредио знак другог сабирка са десне стране једнакости (3.40) потребно је одредити знак члана $\partial\Psi_A/\partial i_C$ који представља меру међусобне интеракције посматраних фаза.

Будући да је веза између флуксних обухвата фаза и струја изразито нелинеарна, ова мера је код SRM-а у општем случају дефинисана изразом $\partial\Psi_i / \partial i_j$ при чему је $i \neq j$ $(i,j = A,B,C)$.

Овај знак се може одредити на основу флуксног обухвата посматране фазе када она није побуђена и поларитета фазне струје која ствара тај флукс. Као што је већ показано у одељку 3.8.1.1, услед струје фазе C, у фази A постоји позитиван флукс и пре њеног побуђивања. Исто важи и када се посматра утицај струје фазе A на флуксни обухват фазе C након што струја фазе C достигне нулту вредност. Дакле, закључује се да $\partial\Psi_A/\partial i_C$ односно $\partial\Psi_C/\partial i_A$ има позитивну вредност. Са друге стране чланови који представљају меру интеракције фаза A и B односно B и C имају негативну вредност у складу са резултатима из одељка 3.8.1.1.

Дакле, индуковани напон у фази A као последица промене струје фазе C је негативан. Са друге стране међусобни флукс који постоји између фаза A и C је позитиван и утиче на укупан флуксни обухват фазе A кроз преостала два члана која фигуришу са десне стране једнакости (3.40).

Као последица горе наведених ефеката, резултат ове сложене међусобне интеракције фаза A и C је мања укупна електромоторна сила фазе A модела M2 у односу на модел M1. Ово за узврат даје већу струју фазе A модела M2 што потврђује леви и средњи увећани детаљ на слици 3.13(а).

У случају међусобне интеракције фаза B и C, једначина напонске равнотеже фазе C током њене магнетизације је

$$v_C - Ri_C = \frac{\partial \Psi_C}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_C}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_C}{\partial \text{¯}_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\text{¯}_m}{\mathrm{d}t}\,. \tag{3.41}$$

Други члан са десне стране једнакости (3.41) је позитиван будући да је $\partial\Psi_C/\partial i_B$<0 и $\mathrm{d}i_B/\mathrm{d}t < 0$. Међусобни флукс који се јавља током интеракције фаза B и C је негативан. У овом случају сложене интеракције фаза, укупна електромоторна сила фазе C модела M2 је већа у односу на модел M1. Као последица тога, струја фазе C модела M2 је мања што се види на левом и десном увећаном детаљу на слици 3.13(в).

Узимајући у обзир ефекте међусобне интеракције фаза A и B, сагласно једначини напонске равнотеже фазе B

$$v_B - Ri_B = \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial \text{¯}_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\text{¯}_m}{\mathrm{d}t} \tag{3.42}$$

и извршеној анализи струја фаза A и C током њихове магнетизације, очекује се иста природа понашања струје i_B ова два модела као у случају фазе C. Ово се јасно види на средњем и левом увећаном детаљу на слици 3.13(б).

Горе спроведена анализа за сваку фазну струју се односи на утицај фазе која претходи посматраној фази током њене магнетизације и добијени резултати пружају могућност да се изведу одређени закључци о утицају магнетског поларитета посматраних сукцесивних фаза мотора на предикцију фазне струје. Када је магнетски поларитет посматране фазе и фазе која јој претходи различит, струја посматране фазе модела M2 је већа од M1 док се у случају истог магнетског поларитета има мања вредност струје модела M2 у односу на M1.

Међутим, од интереса је и анализирати утицај фазе која следи посматрану током њене демагнетизације.

Средњи увећани детаљ на слици 3.13(в) наглашава таласни облик струје i_C током њене демагнетизације када је истовремено побуђена и фаза A. Као што се може видети, у овом случају, струја фазе C модела M2 је мања него у случају модела M1. Да би се ово објаснило нека се посматра једначина напонске равнотеже фазе C током њене демагнетизације

$$v_C - Ri_C = \frac{\partial \Psi_C}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_C}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_C}{\partial \text{¯}_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\text{¯}_m}{\mathrm{d}t}\,. \tag{3.43}$$

Иако се на први поглед чини да је једнакост (3.43) слична оној која важи за магнетизацију фазе C, треба нагласити да је сада примењени напон v_C негативан, као и укупна индукована електромоторна сила, будући да се демагнетизација фазе C врши негативним напоном. Имајући у виду да је други сабирак са десне стране једнакости (3.43) позитиван све док се не промени знак di_A/dt, укупна електромоторна сила фазе C модела M2 је по апсолутној вредности мања у односу на случај када се међусобна интеракција занемарује. Самим тим и струја i_C је мања. Такође, треба нагласити да позитиван међусобни флукс између фаза A и C такође доприноси да десна страна једнакости (3.43) модела M2 буде мања по апсолутној вредности од модела M1. Управо због тога, и поред чињенице да се мења знак di_A/dt по достизању вршне вредности струје фазе A, услед међусобне интеракције фаза A и C наставља се монотоност струје i_C која достиже нулту вредност раније у односу на модел M1. Дакле, има се краћи струјни реп струје i_C код модела M2.

Десни увећани детаљ на слици 3.13(а) наглашава период демагнетизације фазе A и магнетизације фазе B. У овом случају, током истовременог вођења фаза A и B, једначина напонске равнотеже фазе A је

$$v_A - Ri_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \text{¯}} \cdot \frac{\mathrm{d}\text{¯}_m}{\mathrm{d}t}\,. \tag{3.44}$$

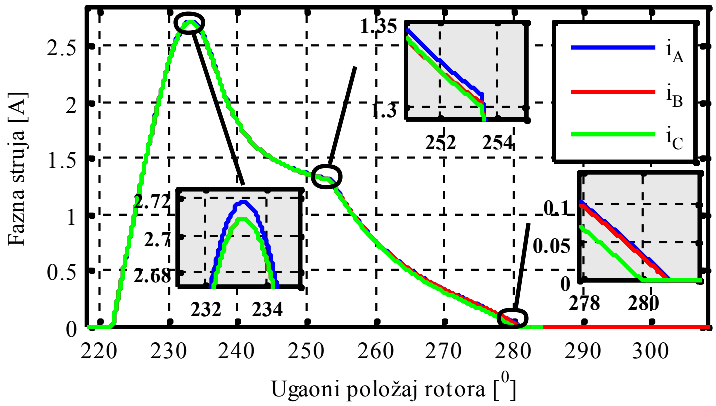
Слично као и у случају демагнетизације фазе C, она се и за фазу A врши негативним напоном v_A. Такође, индуковани напон услед међусобне спреге фаза A и B је негативан све док се не промени знак извода di_B/dt при чему је међусобни флукс ових фаза негативан. Ово резултује већом индукованом електромоторном силом фазе A модела M2 по апсолутној вредности и након што извод di_B/dt промени знак, тако да струја i_A касније достигне нулту вредност у односу на модел M1. Ово се јасно види на десном увећаном детаљу слике 3.13(а).

Када је у питању демагнетизација фазе B, будући да је тада побуђена и фаза C, сагласно једначини

$$v_B - Ri_B = \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial \text{¯}} \cdot \frac{\mathrm{d}\text{¯}_m}{\mathrm{d}t} \tag{3.45}$$

и анализи струја фаза A и C током периода њихове демагнетизације, очекивано је струја фазе B модела M2 има исту монотоност у односу на струју модела M1 као и струја фазе A. Раније се достиже нулта вредност струје што потврђује леви увећани детаљ на слици 3.13(б).

Дакле, у случају различитог магнетског поларитета посматране фазе и фазе



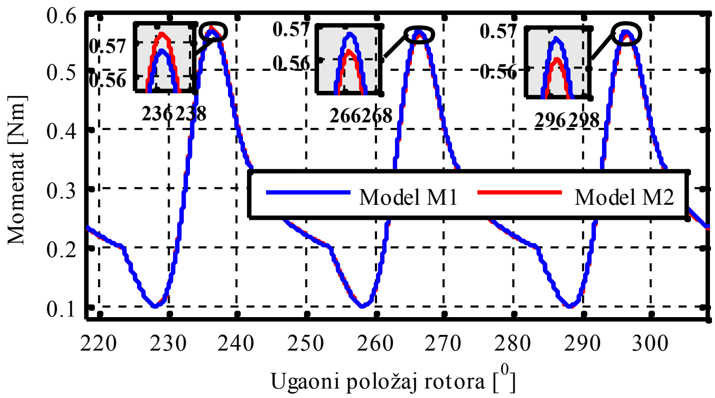
Слика 3.14 Преклопљене фазне струје 6/4 SRM_T1-a модела М2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.

која је следи има се мања вредност струје посматране фазе модела М2 у односу на М1 него у случају када је он исти. Тада је струја модела М2 већа.

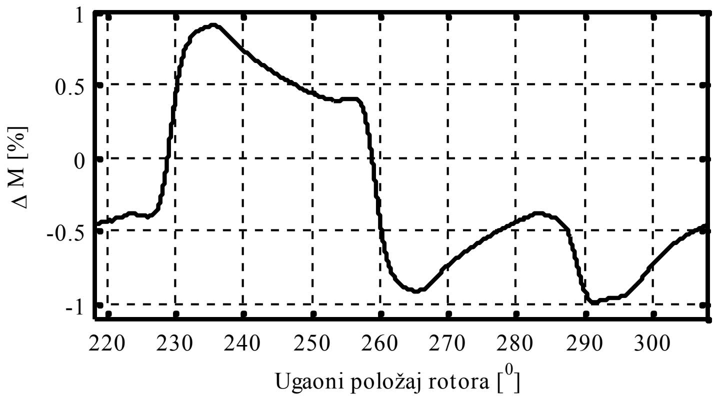
Да би се нагласиле разлике између фазних струја модела М2 за посматрани радни режим, а последица су међусобне интеракције, на слици 3.14 су преклопљене све три фазне струје. Несиметрија која постоји између фазних струја модела М2 указује да фазе мотора нису једнако искоришћене, односно да допринос укупном моменту сваке фазе није једнак. Са друге стране, фазне струје модела М1 су исте. Треба имати на уму да то не значи да свака фаза мотора има исти допринос укупном моменту, већ да се занемарењем ефеката међусобне интеракције фаза прави грешка у предикцији струје, али и момента. Да би се то показало, у наставку следи компаративна анализа електромагнетског момента модела М1 и М2.

3.8.1.3 Таласни облик електромагнетског момента

Утицај магнетског поларитета побуђених фаза ће се сасвим очекивано манифестовати и у предикцији електромагнетског момента. Да би се могло извршити детаљно и исправно поређење, на слици 3.15 је приказан таласни облик електромагнетског момента модела М1 и М2 за дефинисани радни режим током једног електричног циклуса. У условима када су две суседне фазе мотора истовремено побуђене и када њихова међусобна индуктивност зависи од положаја ротора, генерисаће се моменат услед међусобне интеракције фаза који зависи од струја у намотајима и промене међусобне индуктивности, $i_1 \cdot i_2 \cdot \mathrm{d}L_{12}(\theta_m)/\mathrm{d}\theta_m$. Наравно, ова упрошћена једначина занемарује ефекат магнетског засићења, али на основу ње је интуитивно јасно да допринос моменту услед међусобне интеракције



Слика 3.15 Поређење електромагнетских момената 6/4 SRM-а модела M1 и M2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.



Слика 3.16 Релативна разлика у предикцији електромагнетског момента 6/4 SRM-а модела M1 и M2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.

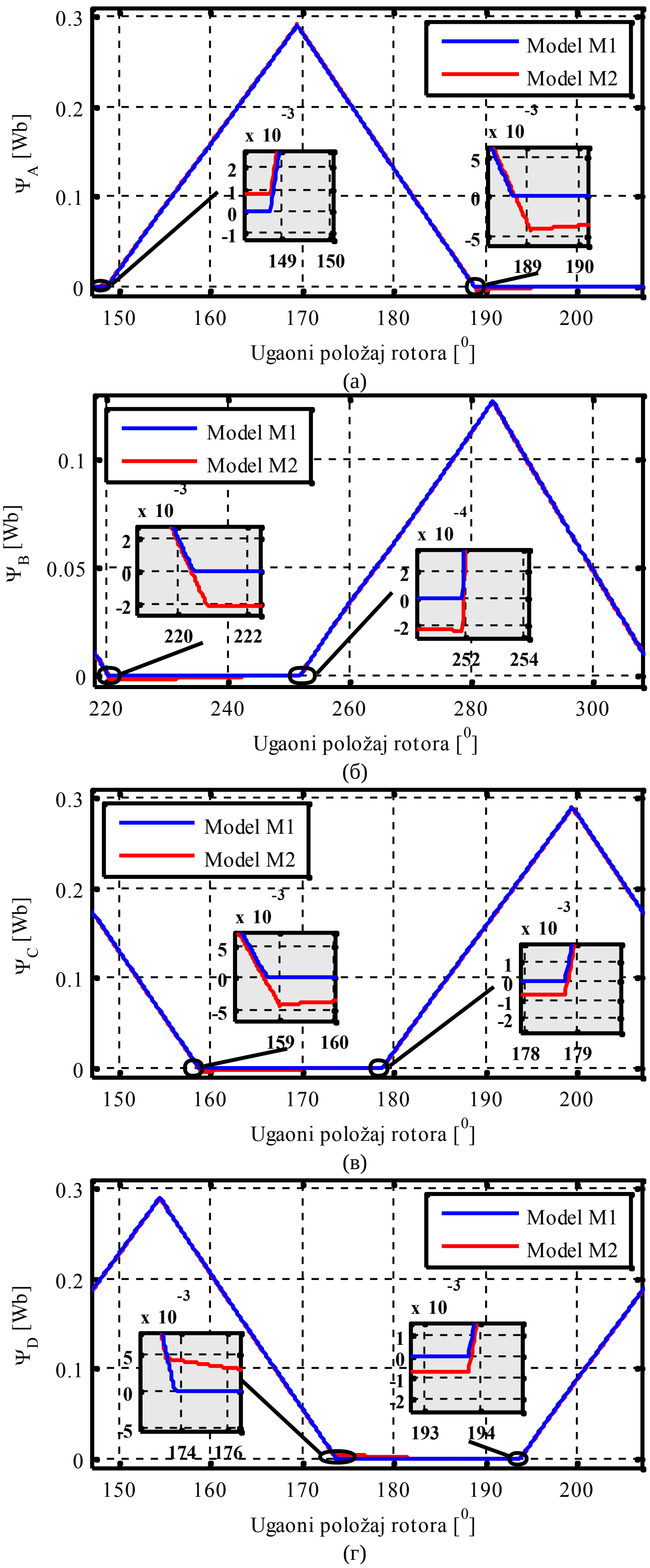
фаза зависи од смера струја побуђених фаза али и од мере међусобне интеракције посматраних фаза. Дакле, тај допринос може бити позитиван или негативан. Узимајући у обзир смер струја фаза мотора као и закључак из одељка 3.8.1.2 да је мера међусобне интеракције фаза A и C позитивна, у периодима истовременог вођења ове две фазе има се већи моменат модела M2. У преостала два случаја, када су истовремено побуђене фазе A и B, односно B и C, моменат модела M2 је мањи од M1 будући да је мера међусобне интеракције фаза негативна. Ово се јасно види на увећаним детаљима слике 3.15 који одговарају наведеним комбинацијама фаза. У складу са овом анализом има се тачнија предикција електромагнетског момента модела M2 у односу на M1. Ово је сасвим очекивано, будући да укупан резултантни моменат не представља просту суму момената свих фаза мотора када су оне појединачно побуђене, а међусобна интеракција занемарена што је случај код модела M1. Слика 3.16 приказује релативну разлику $\Delta M=(M_{em}^{M2}-M_{em}^{M1})/M_{em}^{M2}\cdot 100$ [%] у предикцији електромагнетског момента ова два модела, односно грешку која се прави занемарењем међусобне интеракције фаза. Она је израженија у периодима истовременог вођења фаза истог магнетског поларитета.

3.8.2 Компаративна анализа модела М1 и М2 8/6 SRM-а

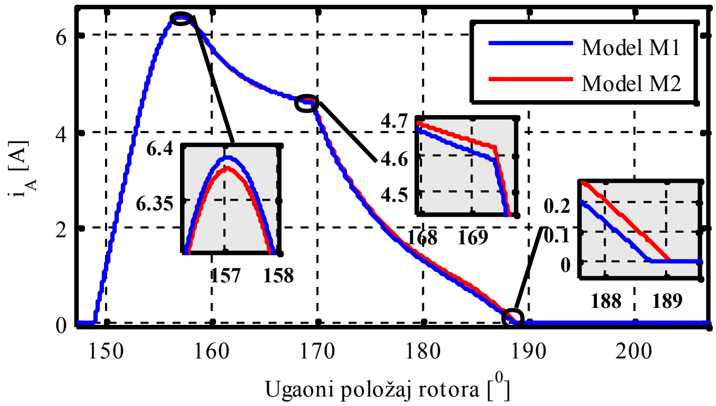
Узимајући у обзир резултате и закључке из претходног одељка, сасвим очекивано је да постоји грешка и у предикцији карактеристика 8/6 SRM-а када се занемаре ефекти међусобне интеракције фаза. Због тога је од интереса анализитати и утврдити природу грешке која настаје занемарењем међусобне интеракције фаза, односно извести закључак о утицају магнетског поларитета суседних фаза мотора на предикцију карактеристика ове конфигурације SRM-а. Горе наведено ће се спровести корелацијом добијених таласних облика посматраних величина модела М1 и М2 и одговарајућег магнетског поларитета фаза секвенце 8/6 SRM_T1 из табеле 3.2.

Таласни облици флуксних обухвата фаза модела М1 и М2 дати су на слици 3.17. За сада је од интереса истаћи да је утицај фаза које су у квадратури занемарљив у односу на утицај суседних фаза, тако да се тај утицај у овој анализи не разматра. Будући да је у посматраној секвенци само магнетски поларитет фаза A и D различит, између ових фаза постоји позитиван међусобни флукс. У осталим комбинацијама сукцесивних фаза мотора (A и B), (B и C) и (C и D) он је негативан пошто су у тим комбинацијма фаза одговарајући магнетски поларитет исти. Ово се може уочити на увећаним детаљима флуксних обухвата фаза на слици 3.17 пре њиховог побуђивања, али и по достизању нулте вредности струје посматраних фаза.

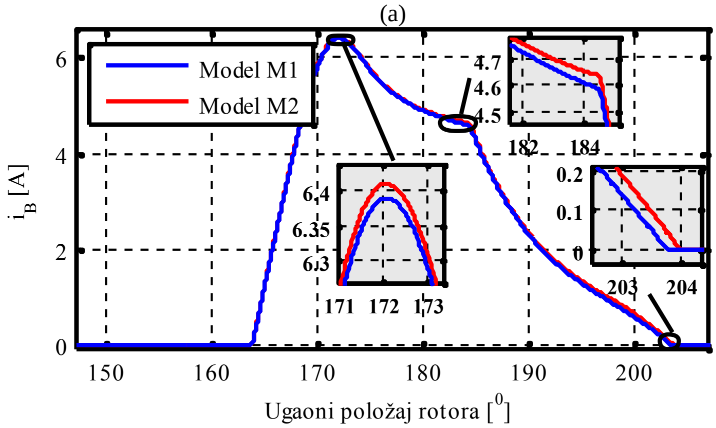
Да би се извели закључци о утицају магнетског поларитета фаза на предикцију фазних струја 8/6 SRM-а, потребно је симултано посматрати магнетски поларитет суседних фаза мотора у секвенци 8/6 SRM_T1 и за посматрану фазну струју одговарајући увећани детаљ на слици 3.18 која пореди фазне струје модела М1 и М2. Може се уочити да је фазна струја посматране фазе модела М2 мања у односу на модел М1 када је магнетски поларитет фазе која претходи или следи посматрану фазу различит у односу на њу. Када је магнетски поларитет исти, струја посматране фазе модела М2 је већа него у М1. Због тога, када је у питању предикција струја фаза B и C, оне су увек



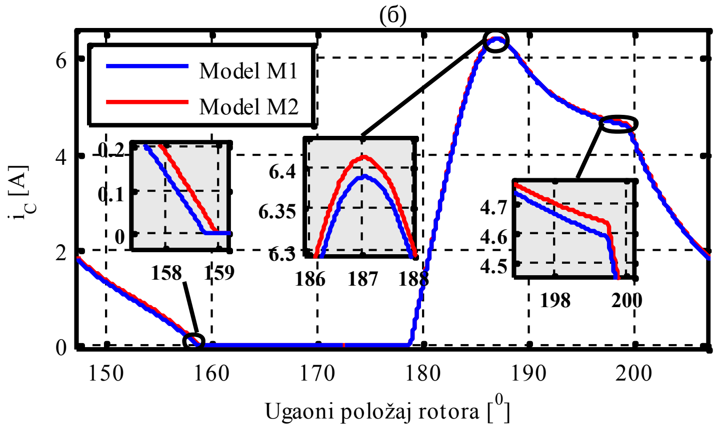
Слика 3.17 Поређење флуксних обухвата фаза 8/6 SRM-а модела M1 и M2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.



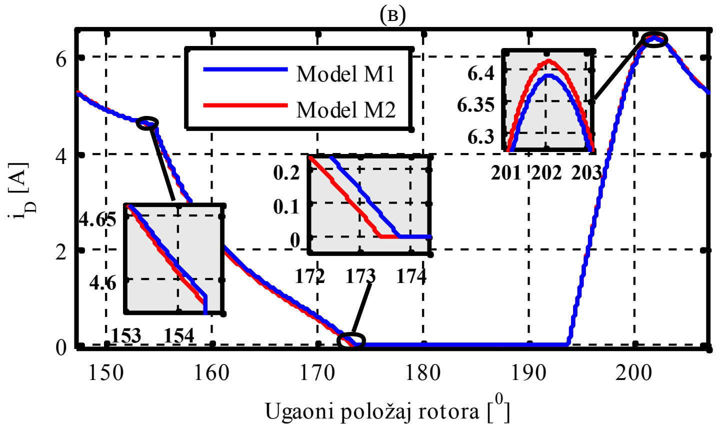
(a)



(б)



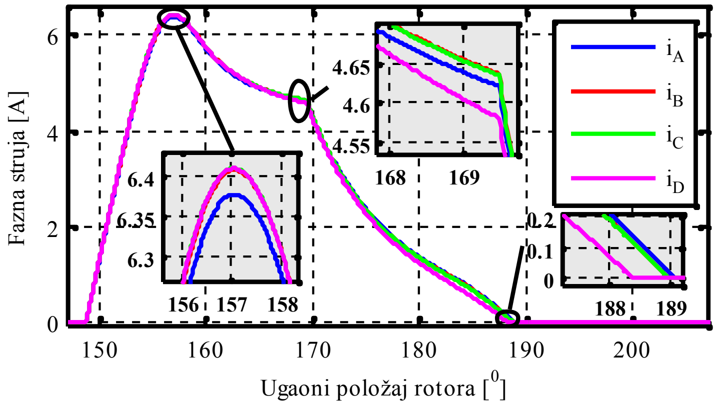
(в)



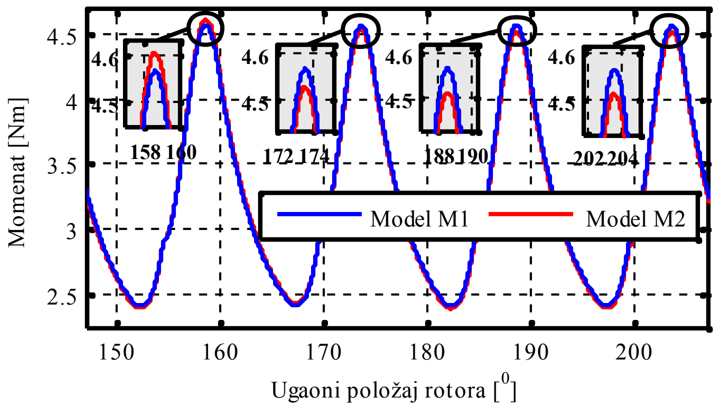
(г)

Слика 3.18 Поређење фазних струја 8/6 SRM-а модела M1 и M2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.

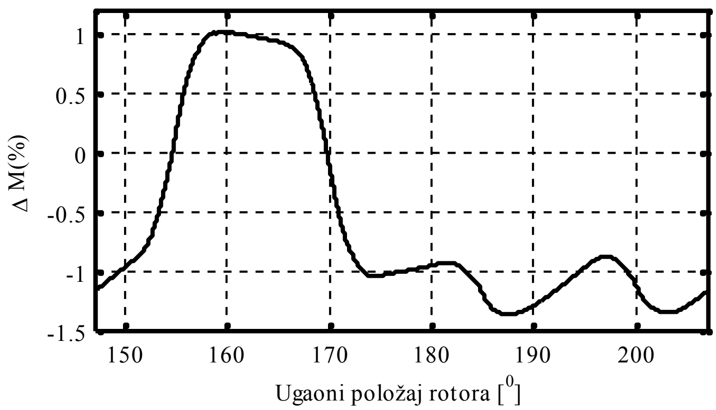
веће код модела M2 у односу на M1 пошто је магнетски поларитет фазе која претходи или следи посматрану увек исти. Ово се може видети на сликама 3.18(б) и 3.18(в). На супрот овоме, фазе A и D карактерише чињеница да је комбинација магнетског поларитет фазе A и фазе која јој претходи односно следи супротан у односу на фазу D. Због тога, предикција струја посматраних фаза модела M2 није увек већа у односу на модел M1 што се види на сликама 3.18(а) и 3.18(б).



Слика 3.19 Преклопљене фазне струје 8/6 SRM_T1-а модела M2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.



Слика 3.20 Поређење електромагнетских момената 8/6 SRM-а модела M1 и M2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.



Слика 3.21 Релативна разлика у предикцији електромагнетског момента 8/6 SRM-а модела M1 и M2 за радни режим дефинисан у табели 3.4.

Слично као код 6/4 SRM-а, од интереса је и за ову конфигурацију SRM-а приказати преклопљене фазне струје модела M2 како би се нагласило постојање разлике између њих услед магнетске несиметрије фаза. То се види на слици 3.19. Наравно, фазне струје модела M1 су исте са истим образложењем као и за 6/4 SRM.

Сагласно закључцима који си изведени за електромагнетски моменат код 6/4 SRM-а, сасвим оправдано је очекивати да се у периоду истовременог вођења фаза A и D има већи момент модела M2 у односу на M1 јер је њихова мера међусобне интеракције позитивна. У преосталим комбинацијама сукцесивних фаза мотора он је мањи код модела M2, пошто је мера међусобне интеракције која карактерише те комбинације фаза негативна. Увећани детаљи на слици 3.20 наглашавајући разлике између ова два модела, то и потврђују.

Према слици 3.21, разлика између ова два модела односно релативна грешка у предикцији момента $\Delta M=(M_{em}^{M2}-M_{em}^{M1})/M_{em}^{M2}\cdot 100$ [%] која се јавља занемарењем међусобне интеракције фаза је израженија у односу на 6/4 SRM, што је било и за очекивати. Такође, потврђује се и закључак из одељка 3.8.1.3 који говори да се већа грешка у предикција момента прави када је магнетски поларитет суседних фаза мотора исти.

3.8.3 Утицај веома изражене међусобне интеракције фаза на предикцију перформанси SRM-а

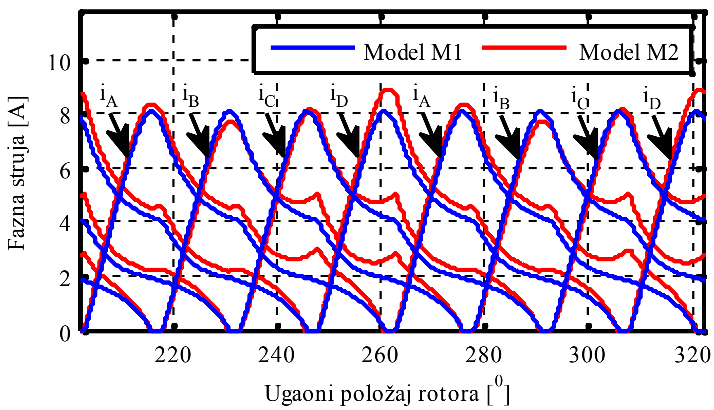
На основу спроведене анализе у одељку 3.8.1 и 3.8.2 очигледно је да занемарење међусобне интеракције фаза доводи до грешке у предикцији његових перформанси. Поред тога, битно је уочити да грешка у предикцији момента није значајно велика. То је последица чињенице што међусобна интеракција фаза посматраних радних режима у табели 3.4 није значајно изражена. Наиме, као што је речено у одељку 3.8 поређење модела M1 и M2 које се врши за дефинисане радне режиме има за циљ утврђивање природе утицаја међусобне интеракције фаза у предикцији перформанси SRM-а. Међутим, постоје радни режими у којима су ефекти међусобне интеракције фаза веома изражени па њихово занемарење проузрокује значајну грешку у предикцији момента. То се односи пре свега на радне режиме током којих делови магнетског кола машине који представљају заједничку путању флуксева побуђених фаза улазе у дубоко засићење. Будући да

Табела 3.5 Радни режим са израженом међусобном интеракцијом фаза.

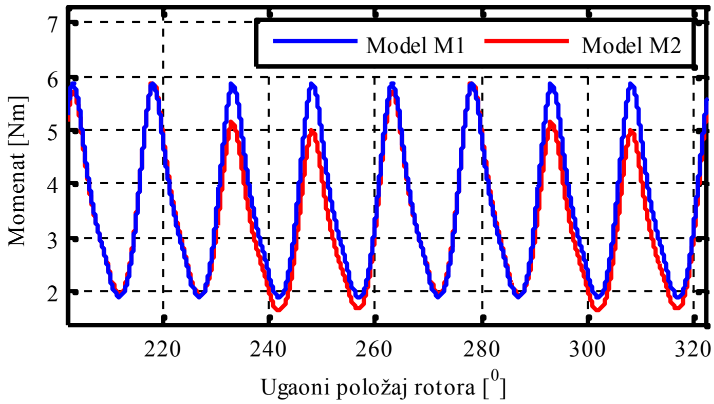
V_{DC} [V]	θ_{ON} [°]	θ_{OFF} [°]	n_m [ob/min]
220	23	53	3500

су ефекти међусобне интеракције израженији код 8/6 SRM-а, у наставку ће се анализирати фазне струје и електромагнетски моменат ове конфигурације SRM-а за радни режим који је дефинисан у табели 3.5.

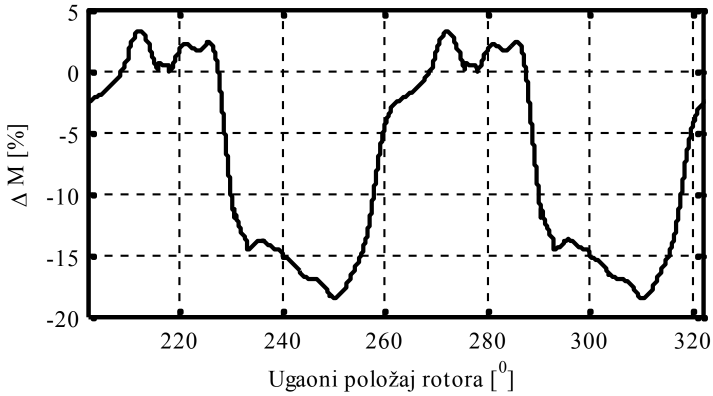
Слика 3.22 приказује таласне облике фазних струја модела М1 и М2 за радни режим из табеле 3.5. Може се уочити да је разлика између струја ова два модела значајно већа у односу на случај који је одговара радном режиму из табеле 3.4 сагласно слици 3.18. Ова разлика је последица веома изражене међусобне интеркације фаза. Она се јавља услед постојања великог преклапања у вођењу фаза мотора али и карактера самог радног режима. Наиме, познато је да би трајан рад са губицима који су већи од номиналних врло брзо довео до неприхватљиво великог пораста температуре. Ипак, захваљујући термичкој инерцији, струја електричне машине може краткотрајно прећи номиналну струју под условом да је трајање преоптерећења краће од термичке временске константе машине. Управо прекидачке релуктантне моторе карактерише интермитентан рад који се у овом примеру манифестује на репрезентативан начин. Као последица горе наведеног долази до дубоког засићење делова јарма статора и ротора односно великог утицаја међусобне интеракције у предикцији фазних струја. Сасвим је оправдано очекивати да се значајан утицај међусобне интеракције фаза одрази и у предикцији момента. То се јасно види на слици 3.23 при чему се као и у случају када интеракција фаза није била значајна, већа грешка има када су суседне фазе мотора истог магнетског поларитета.



Слика 3.22 Поређење фазних струја 8/6 SRM-а модела М1 и М2 за радни режим дефинисан у табели 3.5.



Слика 3.23 Поређење електромагнетских момената 8/6 SRM-а модела М1 и М2 за радни режим дефинисан у табели 3.5.



Слика 3.24 Релативна разлика у предикцији електромагнетског момента 8/6 SRM-а модела М1 и М2 за радни режим дефинисан у табели 3.5.

Да би се то нагласило, грешка која се јавља у предикцији момента коришћењем модела М1, односно релативна разлика момената ова два модела, приказана је на слици 3.24. На сликама 3.22-3.24 се могу уочити два електрична циклуса како би се указало на периодичност ових таласних облика.

3.9 Утицај различитих секвенци магнетског поларитета фаза на перформансе SRM-а и њихова компаративна анализа

Спроведена компаративна анализа модела М1 и М2 на примерима 6/4 и 8/6 SRM-а показала је да суштинску разлику између ова два модела представља занемарење ефеката међусобне интеракције фаза у моделу М1. Као што се могло видети, током међусобне интеракције фаза, ефекат међусобне спреге у присуству магнетског засићења се не може занемарити и неопходно га је узети у обзир током моделовања SRM-а у циљу што тачније предикције карактеристика мотора. На овај начин модел М2 пружа могућност да се анализира утицај различитих секвенци магнетског поларитета на перформансе SRM-а. Управо та компаративна анализа треба да покаже која је од дефинисаних секвенци магнетског поларитета фаза у табели 3.1 и 3.2 оптимална, односно за коју од њих се постижу најбоље перформансе SRM-a. Под појмом оптимална секвенца се подразумева секвенца за коју се има највећи однос средње вредности момента и ефективне вредности струје за неку жељену брзину обртања при чему струја мора да буде у граници номиналне.

3.9.1 Утицај различитих секвенци магнетског поларитета фаза на перформансе 8/6 SRM-a и њихова компаративна анализа

Да би се утврдио утицај магнетског поларитета полова суседних фаза мотора на перформансе 8/6 SRM-a, за почетак је потребно извршити поређење 8/6 SRM-a чији је магнетски поларитет фаза дефинисан секвенцама 8/6 SRM_T1 и 8/6 SRM_T2 сагласно табели 3.2 кроз компаративну анализу карактеристика које су наведене у одељку 3.7. Ово поређење ће се спровести за радне режиме из табеле 3.6. Главни разлог за њихов избор је чињеница да ови радни режими омогућавају у великој мери сагледавање утицаја међусобне интеракције фаза на перформансе 8/6 SRM-a имајући у виду њихове специфичности у погледу брзине обртања, нивоа преклапања током истовременог вођења фаза и захтева да су ефективне вредности фазних струја у границама номиналних.

Детаљна компаративна анализа резултата, образложење разлика које су последица чињенице да магнетски поларитет суседних фаза може бити исти или различит биће урађено на ПРИМЕРУ 1. За ПРИМЕР 2 биће приказани одговарајући таласни облици и нумеричке вредности при чему ће се поређење базирати на закључцима из ПРИМЕРА 1 узимајући у обзир специфичности посматраног радног режима. Спроведена анализа ће јасно указати на комбинацију поларитета суседних фаза мотора која доводи до бенефита у перформансама мотора. Након овога, следи поређење одговарајућих перформанси на основу експлоатационих карактеристика које се одређује уз критеријум да се оствари што је могуће већи момента, а да при томе ефективна вредност фазне струје остане у граници номиналне вредности. Ова карактеристика ће верификовати оптималну секвенцу магнетског поларитета суседних фаза мотора.

Табела 3.6 Радни режими 8/6 SRM-а за које се врши поређење симулационих резултата дефинисаних секвенци магнетског поларитета фаза користећи нови аналитички модел М2.

	ПРИМЕР 1	**ПРИМЕР 2**
$\boldsymbol{V_{DC}}$ **[V]**	220	220
$\boldsymbol{\theta_{ON}}$ **[°]**	28.8	25.3
$\boldsymbol{\theta_{OFF}}$ **[°]**	49.5	50.7
$\boldsymbol{n_m}$ **[ob/min]**	2500	3600

3.9.1.1 ПРИМЕР 1

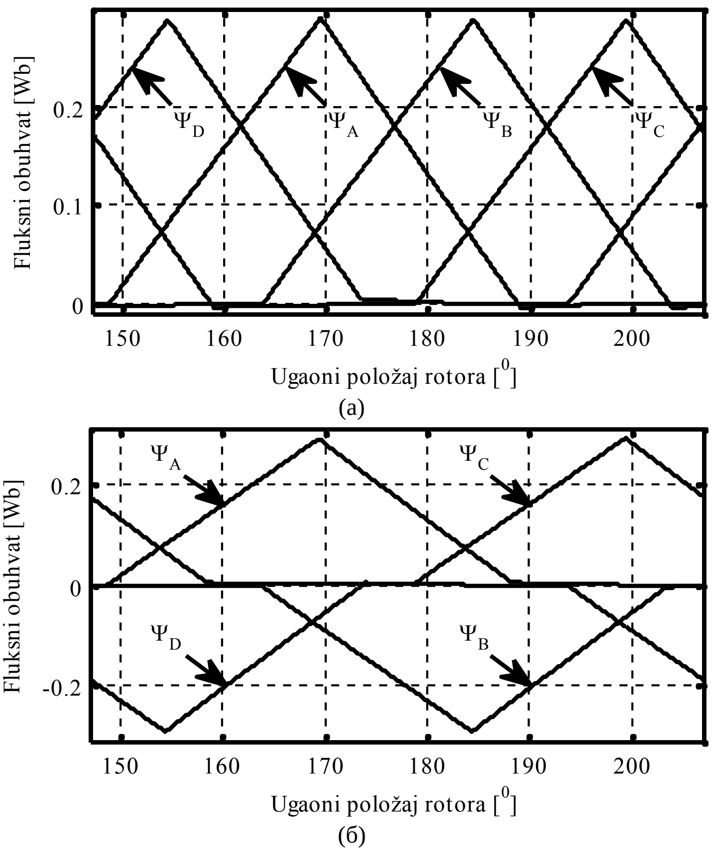
Као што је већ речено, утицај магнетског поларитета суседних фаза мотора на карактеристике мотора биће детаљно истражен у ПРИМЕРУ 1. При томе, одређени закључци изведени у одељку 3.8.2, а везани су за ефекте међусобне интеракције фаза биће коришћени у наставку.

3.9.1.1.1 Таласни облици флуксних обухвата

Услед међусобне интеракције фаза, међусобни флукс може бити позитиван или негативан у зависности од тога какав је магнетски поларитет посматраних фаза мотора, сагласно одељку 3.8.2. За сада, у овој фази истраживања, када се посматра флуксни обухват фаза, такође сагласно одељку 3.8.2, од интереса је анализирати међусобни флукс посматране фазе и фазе која јој претходи као и међусобни флукс посматране фазе и фазе која је следи за дефинисане типове 8/6 SRM-а, 8/6 SRM_T1 и 8/6 SRM_T2, респективно.

Флуксни обухвати фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а за посматрани радни режим из табеле 3.6 приказани су на слици 3.25. Да би се извршило њихово детаљно поређење, на слици 3.26 су за сваку фазу мотора приказани флуксни обухвати обе магнетске секвенце 8/6 SRM-а са увећаним карактеристичним деловима који ће бити од интереса за анализу која следи. Треба нагласити да је код 8/6 SRM_T2-а поларитет флукса побуђених фаза B и D негативан услед укрштања крајева наведених фазних намотаја у циљу остварења посматране секвенце.

У случају 8/6 SRM_T1-а, позитиван међусобни флукс постоји само између фаза A и D док је у осталим комбинацијама сукцесивних фаза мотора он негативан када се посматра утицај претходно побуђених фаза на посматрану фазу.

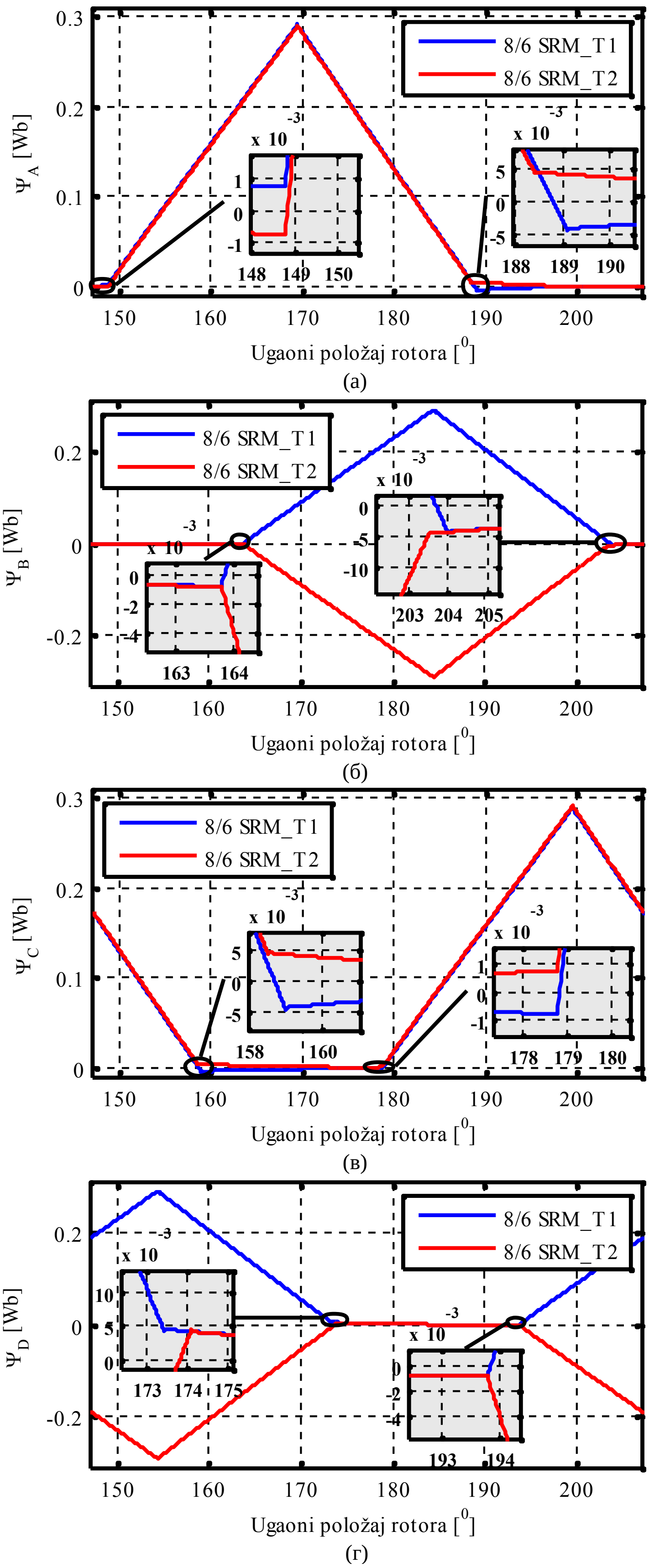


Слика 3.25 Флуксни обухвати фаза (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијени помоћу модела М2.

Са друге стране, код 8/6 SRM_T2-а он је позитиван само између фаза B и C. То се може јасно уочити на увећаном делу флуксних обухвата посматраних фаза непосредно пре њиховог побуђивања на слици 3.26.

Када се посматра утицај фаза које следе посматрану фазу, у случају 8/6 SRM_T1-а, нема промене у односу на претходно разматрани случај. Међутим, код 8/6 SRM_T2, сада је обрнута ситуација. Дакле, само у случају интеракције фаза B и C постоји негативан међусобни флукс што потврђују и увећани делови флуксних обухвата на слици 3.26 након што одговарајуће фазне струје достигну нулту вредност.

Дакле, међусобни флукс утиче на укупну вредност флуксног обухвата на начин да је увећава или смањује по апсолутној вредности. Такође, у зависности од тога да ли је магнетски поларитет побуђених фаза мотора исти или различит резултујуће магнетско засићење у машини је различито. Сви наведени ефекти ће имати утицај на укупну електромоторну силу а самим тим и на фазне струје дефинисаних магнетских секвенци 8/6 SRM-а.

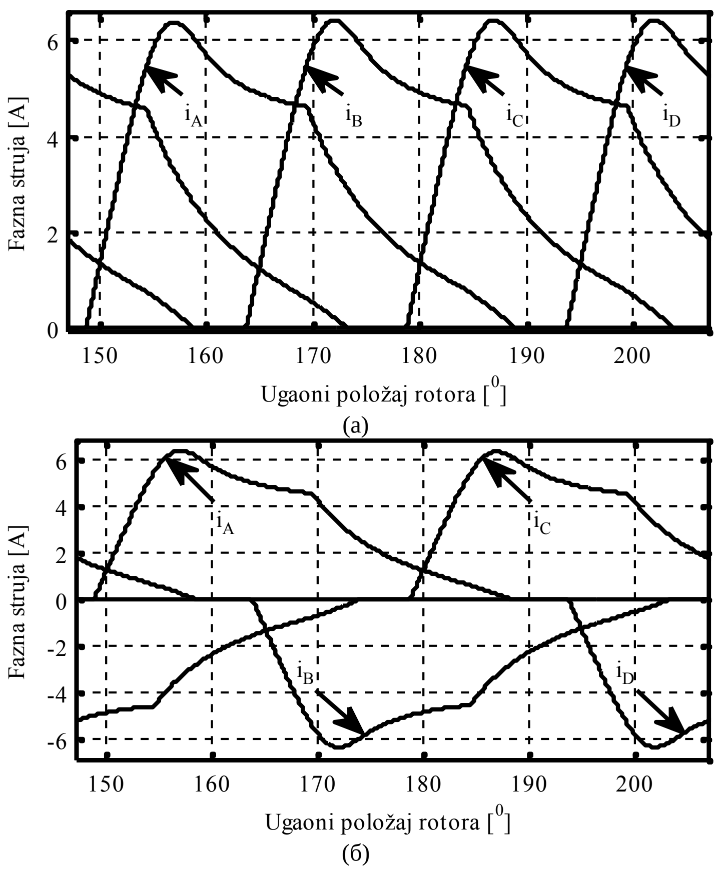


Слика 3.26 Поређење флуксних обухвата фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.

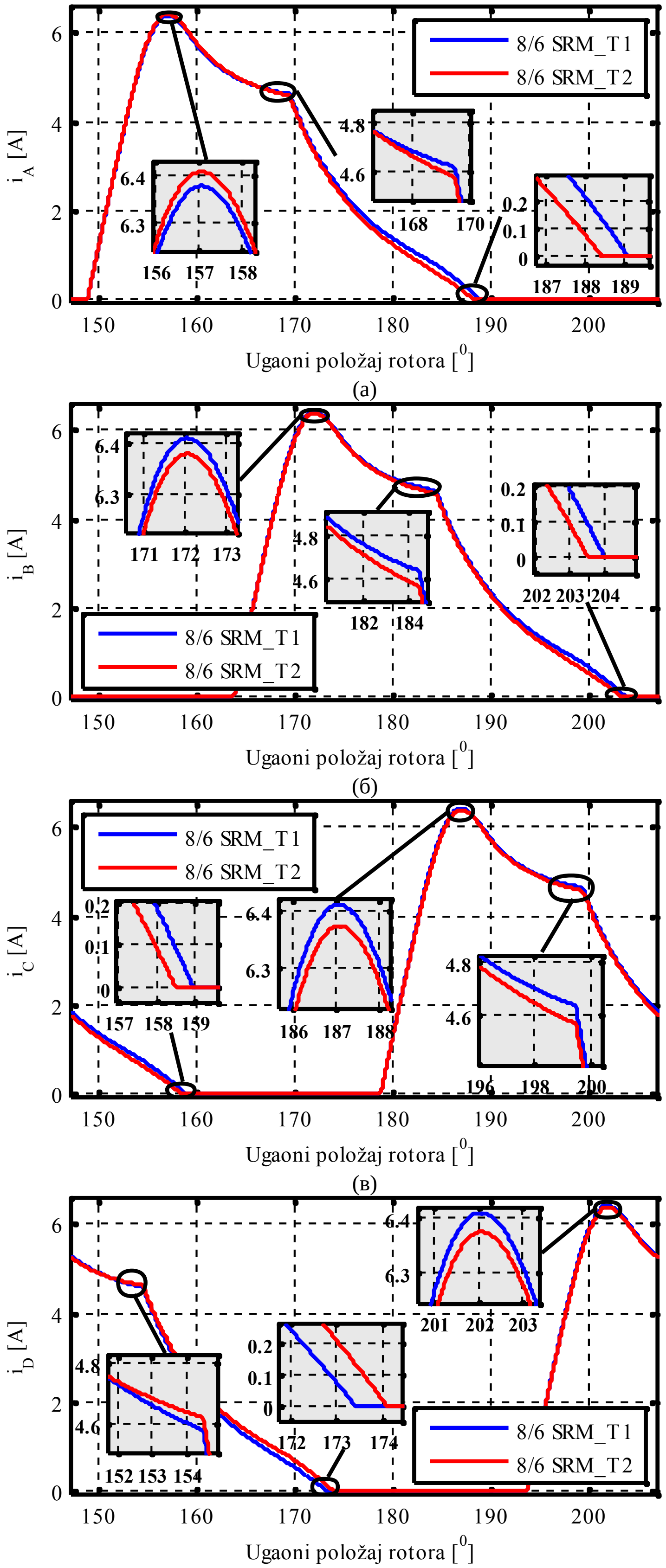
3.9.1.1.2 Таласни облици фазних струја

Таласни облици фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а, за посматрани радни режим, приказани су на слици 3.27. Увећани детаљи на слици 3.28 наглашавају разлику између фазних струја дефинисаних секвенци SRM-а и омогућавају верификацију теоријских разматрања анализе која следи у наставку. Будући да су струје фаза B и D код 8/6 SRM_T2-а супротног смера су односу на 8/6 SRM_T1, у сврху једноставнијег поређења, на слици 3.28 су приказане њихове апсолутне вредности.

Детаљна анализа ће бити спроведена за струје фаза A и D док ће се за фазе B и C она извести на основу закључака који су претходно утврђени за фазе A и D. Нека се посматра леви увећани део струје фазе A на слици 3.28 када су истовремено побуђене фазе A, D и C што је у сагласности са сликом 3.27. Да би се објасниле разлике које постоје између таласних облика струје фазе A 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а, од интереса је посматрати једначину напонске равнотеже фазе A



Слика 3.27 Фазне струје (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијене помоћу модела М2.



Слика 3.28 Поређење фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.

$$u_A - Ri_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_D} \cdot \frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}, \tag{3.46}$$

будући да је флукс Ψ_A који фигурише у њој сада функција угаоног положаја θ_m и струја свих претходно наведених активних фаза.

Као што је речено раније, утицај фазе која је у квадратури са посматраном фазом, у овом случају утицај фазе C, значајно је мањи у поређењу са утицајем суседне фазе D на фазу A. Због тога, у наставку, анализа је фокусирана на интеракцију фаза A и D.

Посматрајући таласни облик струје i_D на слици 3.27 може се приметити да је $\mathrm{d}i_D/\mathrm{d}t < 0$ код 8/6 SRM_T1-a, односно $\mathrm{d}i_D/\mathrm{d}t > 0$ код 8/6 SRM_T2-a. У исто време, члан $\partial\Psi_A/\partial i_D$ је позитиван код обе секвенце 8/6 SRM-a што је у складу са поларитетом флуксног обухвата посматране фазе када она није побуђена и смером фазне струје која ствара тај флукс према одељку 3.8.1.2. Ово доводи до закључка да је индуковани напон у фази A услед промене струје i_D негативан код 8/6 SRM_T1-a, а позитиван код 8/6 SRM_T2-a.

Са друге стране међусобни флукс који се јавља током интеракције фаза A и D је позитиван код 8/6 SRM_T1-a, а негативан код 8/6 SRM_T2-a чиме се утиче на укупни флуксни обухват Ψ_A. Као резултат ове сложене интеракције фаза има се већа укупна индукована електромоторна сила фазе A код 8/6 SRM_T1-a. Ово за узврат даје мању вредност струје у поређењу са 8/6 SRM_T2-ом што потврђује посматрани леви, увећани део слике 3.28(а). По достизању нулте вредности струје i_C, истовремено воде само фазе A и D након чега следи побуђивања фазе B.

Сада једначина напонске равнотеже фазе A, у складу са стањем побуђених фаза има облик

$$u_A - Ri_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_D} \cdot \frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}. \tag{3.47}$$

Међусобни флукс који постоји у фази A, а последица је укључења фазе B, има негативну вредност код 8/6 SRM_T1-a, а позитивну код 8/6 SRM_T2-a док утицај фазе B на фазу A постаје доминантнији у односу на утицај претходно побуђене фазе D. Будући да за обе магнетске секвенце 8/6 SRM-a важи $\partial\Psi_A/\partial i_B<0$, узимајући у обзир да је $di_B/dt > 0$ код 8/6 SRM_T1-a, а $di_B/dt < 0$ код 8/6 SRM_T2-a, закључује се да ће индуковани напон у фази A код 8/6 SRM_T1-a као последица промене струје i_B бити негативан, а код 8/6 SRM_T2-a позитиван.

У овој сложеној интеракцији фаза, у складу са поларитетом međусобног флукса који утиче на укупни флуксни обухват Ψ_A као и знаком индукованог напона услед промене струје i_B, закључује се да ће укупна електромоторна сила фазе A 8/6 SRM_T2-а бити већа. Дакле, струја i_A 8/6 SRM_T2-а постаје мања у односу на одговарајућу 8/6 SRM_T1-а чиме се мења њена монотоност у односу на случај када је постојао доминантан утицај фазе D. Ово се јасно види на средњем, увећаном делу слике 3.28(а) где се наглашава утицај фазе B на i_A након њеног укључења.

Узимајући у обзир горе анализирани утицај фазе B на фазу A као и чињеницу да се демагнетизација врши негативним напоном, укупна индукована електромоторна сила фазе A 8/6 SRM_T1-а је по апсолутној вредности већа чак и поред чињенице да струја i_B по достизању вршне вредности мења знак свог извода, јер је индуковани напон који постоји у фази A услед промене струје B мање изражен у односу на утицај међусобног флукса на преостале компоненте електромоторне силе са десне стране једнакости (3.47). На тај начин наставља се стање у коме је струја i_A 8/6 SRM_T2-а мања у односу на 8/6 SRM_T1. Након гашења струје i_D, истовремено воде само фазе A и B после чега се побуђује фаза C чије укључење доводи до осетније разлике при чему се та монотоност наставља све док струја i_A не достигне нулту вредност. Дакле, струја i_A 8/6 SRM_T2-а раније достиже нулту вредност што се види на десном увећаном делу слике 3.28(а).

Као што је већ речено, негативан поларитет флуксних обухвата фаза B и D је последица укрштања крајева наведених фазних намотаја у циљу остварења 8/6 SRM_T2-а. Ради једноставности, приликом поређења струја ових фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а, посматраће се њихова апсолутна вредност.

Десни увећани детаљ на слици 3.28(г) указује да струја i_D 8/6 SRM_T2-а има мању вредност у односу на 8/6 SRM_T1-а. При томе треба нагласити, да су сада током њене магнетизације, истовремено побуђене фазе B и C што је складу са сликом 3.27. Дакле, у овом случају, једначина напонске равнотеже фазе D има облик

$$u_D - Ri_D = \frac{\partial \Psi_D}{\partial i_D} \cdot \frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_D}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_D}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_D}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}. \qquad (3.48)$$

Пошто је $\partial\Psi_D/\partial i_C<0$, као последица промене струје i_C, сагласно слици 3.27, индуковани напон који постоји у фази D код обе магнетске секвенце 8/6 SRM–а је позитиван. Са друге стране, будући да је струја i_C позитивна, код обе секвенце 8/6 SRM–а одговарајући међусобни флукс је негативан што је у складу са закључцима из 3.9.1.1.1. У овој сложеној интеракцији, будући да се магнетизација фазе D 8/6 SRM_T2-а врши негативним напоном, њена укупна електромотора сила је по апсолутној вредности већа у односу на 8/6 SRM_T1. Ово резултује мањом струјом i_D 8/6 SRM_T2-а што потврђује десни увећани детаљ на слици 3.28(г).

Утицај укључење фазе A на струју i_D, приказан на левом увећаном детаљу слике 3.28(г), може се анализирати посматрајући једначину напонске равнотеже фазе D у условима када су побуђене фазе A, C и D сагласно слици 3.27

$$u_D - Ri_D = \frac{\partial \Psi_D}{\partial i_D} \cdot \frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_D}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_D}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_D}{\partial \overline{}} \cdot \frac{\mathrm{d}\overline{}}{\mathrm{d}t}\,. \tag{3.49}$$

Према слици 3.27, струја i_A је позитивна код обе магнетске секвенце 8/6 SRM–а па је и одговарајући међусобни флукс фаза A и D позитиван што је већ показано у одељку 3.9.1.1.1. Такође, пошто се има исти знак промене струје i_A који је позитиван, будући да је $\partial\Psi_D/\partial i_A>0$, у фази D се индукује позитиван напон. Као резултујући нето ефекат, има се већа индукована електромоторна сила 8/6 SRM_T1-а по апсолутној вредности, односно мања струја i_D у односу на 8/6 SRM_T2.

Демагнетизација фазе D 8/6 SRM_T2-а се врши позитивним напоном, тако да узимајући у обзир ефекте међусобне интеракције побуђених фаза, укупна апсолутна вредност електромоторне силе је већа у односу 8/6 SRM_T1. Дакле, струја i_D 8/6 SRM_T2-а је и даље већа у односу на одговарајућу 8/6 SRM_T1-а, при чему се разлика која постоји између фазних струја ове две секвенце наглашава након укључења фазе B па све до гашења струје i_D. На тај начин, има се краћи струјни реп фазе D 8/6 SRM_T1-а.

Спроведена компаративна анализа струја фаза A и D 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а пружа могућност да се изведу одређени закључци посматрајући анализиране карактеристичне делове струја. Када је струја i_A 8/6 SRM_T1-а већа или мања у односу на струју i_A 8/6 SRM_T2-а, тада је у одговарајућим посматраним деловима струје i_D обрнута ситуација што се може јасно уочити поредећи слике 3.28(а) и 3.28(г). Разлог лежи у чињеници што су комбинације магнетског поларитета сукцесивних фаза мотора супротне за посматране фазе 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а. Пошто фаза D претходи, а фаза B следи фазу A, у складу са одељком 3.6 и табелом 3.2, магнетски поларитет сукцесивних фаза у секвенци побуђивања D, A и B за 8/6 SRM_T1 је “NSS” а за 8/6 SRM_T2 “SSN”. Са друге стране, за сукцесивне фазе C, D и A магнетски поларитет 8/6 SRM_T1-а је “SSN”, а за 8/6 SRM_T2 “SNN”.

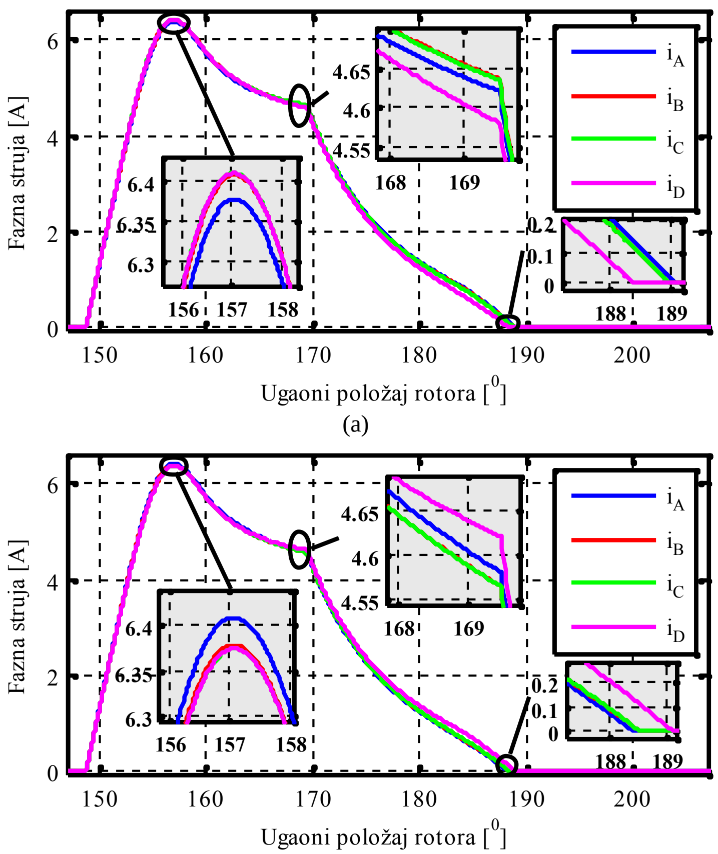
Дакле, када је магнетски поларитет побуђених фаза, које претходе или следе посматрану побуђену фазу различит у односу на њу, вредност струје посматране фазе је мања него у случају када је њихов магнетски поларитет исти. На основу овог закључка, имајући у виду дефинисани магнетски поларитет сукцесивних фаза у табели 3.2, може се рећи да струје фаза B и C 8/6 SRM_T2-а раније достижу нулту вредност у односу на 8/6 SRM_T1 што се јасно види на сликама 3.28(б) и 3.28(в). Током магнетизације наведених фаза, посматране фазне струје 8/6 SRM_T1-а су такође веће него у случају 8/6 SRM_T2-а, што такође потврђују увеличани детаљи струја i_B и i_C на сликама 3.28(б) и 3.28(в), респективно.

Фокус досадашње компаративне анализе одговарајућих струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а се односио на квалитативно поређење таласних облика узимајући у обзир ефекте међусобне интеракције сукцесивних фаза мотора. Међутим, од интереса је упоредити њихове ефективне вредности као и ефективне вредности фазних струја самих магнетских секвенци 8/6 SRM-а.

Ефективне вредности фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а посматраног радног режима, као резултат коришћења новог аналитичког модела дате су у табели 3.7. Може се уочити да су ефективне вредности фазних струја одговарајућих фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а различите што је и очекивано. Самим тим, и фазне струје обе магнетске секвенце 8/6 SRM-а су различите. Да би се образложиле разлике између ефективних вредности фазних струја и показало да су оне сагласне са закључцима спроведене квалитативне анализе, на сликама 3.29(а) и 3.29(б) су преклопљене све четири фазне струје 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а, респективно. При томе, треба нагласити да се и овде у сврху једноставнијег поређења код 8/6 SRM_T2-а посматра апсолутна вредност струје фаза чији је смер негативан.

Табела 3.7 Ефективне вредности фазних струја 8/6 SRM_T1-a и 8/6 SRM_T2-a ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијене помоћу модела М2.

	Нови аналитички модел	
	8/6 SRM_T1	**8/6 SRM_T2**
$\boldsymbol{I_A}$ **[A]**	3.1419	3.1358
$\boldsymbol{I_B}$ **[A]**	3.1547	3.1229
$\boldsymbol{I_C}$ **[A]**	3.1552	3.1213
$\boldsymbol{I_D}$ **[A]**	3.1367	3.1400



Слика 3.29 Преклопљене фазне струје (а) 8/6 SRM_T1-a и (б) 8/6 SRM_T2-a ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијене помоћу модела М2.

Посматрајући леви увећани детаљ на слици 3.29(а) која одговара 8/6 SRM_T1-у, може се уочити да је током магнетизације посматраних фаза, при чему се сада разматра утицај фаза које претходе посматраној, струја i_A мања у односу на струје преосталих фаза које су приближно исте, будући да је само у случају фазе А, њен као и поларитет фазе D која је претходи, различит. Средњи увећани детаљ на слици 3.29(а) током кога се манифестује и утицај фаза које следе посматрану, указује да долази до промене у односу фазних струја. Суштинска промена се јавља код струје i_D пошто је само магнетски поларитет фазе D и фазе А која је следи различит, па она постаје мања у односу на преостале фазне струје. Струје i_B и i_C су скоро једнаке, док је i_A у одређеној мери мања од њих. Да би се објаснило зашто су струје i_B и i_C и даље приближно једнаке а i_A мања од њих, потребно је осим једначине (3.47) која одговара посматраном детаљу за фазу А, посматрати и одговарајуће једначине напонске равнотеже фаза B и C за исти тај детаљ

$$u_B - Ri_B = \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_B}\cdot\frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_A}\cdot\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_C}\cdot\frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial \theta_m}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}\,, \tag{3.50}$$

$$u_C - Ri_C = \frac{\partial \Psi_C}{\partial i_C}\cdot\frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_C}{\partial i_B}\cdot\frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_C}{\partial i_D}\cdot\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_C}{\partial \theta_m}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}\,. \tag{3.51}$$

Анализирајући десне стране једнакости (3.47), (3.50) и (3.51) и ослањајући се при томе на поступак који је већ био примењен током поређења фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а, закључује се да укупна индукована електромоторна сила фаза B и C има приближно исту вредност која је мања у односу на фазу А. Као последица тога има се наведени однос струја фаза А, B и C. Почетни део демагнетизације карактерише исти тај однос струја. Међутим, након што изводи струја одговарајућих фаза које следе посматрану промене свој знак, укупна електромоторна сила фазе А по апсолутној вредности постаје већа од фаза B и C у одређеној мери. При томе, електромоторне силе фаза B и C су и даље приближно једнаке. Та монотоност се наставља и по укључењу фаза које су у квадратури са посматраним, тако да су струје i_B и i_C приближно једнаке и мање од i_A.

Очекивано је да струја i_D достигне нулту вредност пре осталих фазних струја имајући у виду њен као и магнетски поларитет фазе А која је следи. Десни увећани детаљ на слици 3.29(а) потврђује горе наведена разматрања.

На основу поређења таласних облика фазних струја 8/6 SRM_T1-а са слике 3.29(а), сасвим је очекиван однос ефективних вредности датих у табели 3.7. Струје i_B и i_C су приближно једнаке и веће у односу на i_A док је i_D најмања. Будући да се монотоност струје фазе А у односу на струју фазе D значајно мења током једног електричног циклуса рада мотора, у општем случају не важи закључак да је ефективна вредност струје i_A увек већа у односу на i_D. Овај однос зависи од броја побуђених фаза, степена њихове преклопљености односно резултујућих ефеката међусобне спреге и нивоа засићења у машини. Такође, треба уочити да се као резултујући нето ефекат утицаја струја суседних и ортогоналних фаза на струје фаза B и C има незнатно већа ефективна вредност струје i_C у односу i_B. Сагласно сликама 3.29(а) и 3.29(б), као и дефинисаном магнетском поларитету сукцесивних фаза 8/6 SRM_T2-а, однос ефективних вредности фазних струја 8/6 SRM_T2-а је другачији у поређењу са 8/6 SRM_T1-ом што се види у табели 3.7.

Током магнетизације фаза, код 8/6 SRM_T2-а се само у случају фазе A и фазе која јој претходи има исти магнетски поларитет. На тај начин, струја i_A има већу вредност него преостале фазе које су приближно једнаке. Ово се види на левом увећаном детаљу слике 3.29(б). Дакле, ситуација је обрнута у односу на 8/6 SRM_T1-а. Међутим, код фазних струја i_A и i_D, након побуђивања фаза које их следе, долази до одређених промена. Струја i_A постаје мања у односу на i_D пошто је сада магнетски поларитет фаза A и B различит, односно фаза D и A исти. Будући да је за фазе B и C магнетски поларитет сукцесивних фаза које их претходе и следе исти, струје i_B и i_C су и даље приближно једнаке и мање од струје i_A што се види на средњем увећаном детаљу слике 3.29(б).

Током демагнетизације, слично као код 8/6 SRM_T1-а, након што изводи струја одговарајућих фаза које следе посматрану промене свој знак, мења се однос укупне електромоторне сила фазе A по апсолутној вредности у односу на фазе B и C. Сада је она мања од фаза B и C које су и даље приближно једнаке. На тај начин, струје i_B и i_C приближно су једнаке и веће од i_A. Ова монотоност се наставља и након укључења фаза које су у квадратури. Струја i_D достиже нулту вредност касније у односу на преостале фазе, сагласно десном увећаном детаљу слике 3.29(б), пошто је њен и магнетски поларитет фазе A која је следи исти. Међутим, од интереса је нагласити да се однос ефективних вредности струја i_A и i_D мења у зависности од радног режима о чему је било речи и код 8/6 SRM_T1-а. Такође, може се уочити да је сада струја i_B већа од i_C. Као и код 8/6 SRM_T1-а, то је последица резултујућег утицаја свих побуђених фаза на посматране струје.

Дакле, магнетски поларитет сукцесивних фаза мотора има кључан утицај на разлику у ефективним вредностима фазних струја као што је то био случај код 8/6 SRM_T1-а. Узимајући у обзир спроведену квалитативну анализу слике 3.28, однос одговарајућих ефективних вредности фазних струја магнетских секвенци у табели 3.7 је очекиван.

3.9.1.1.3 Таласни облик струје DC линка

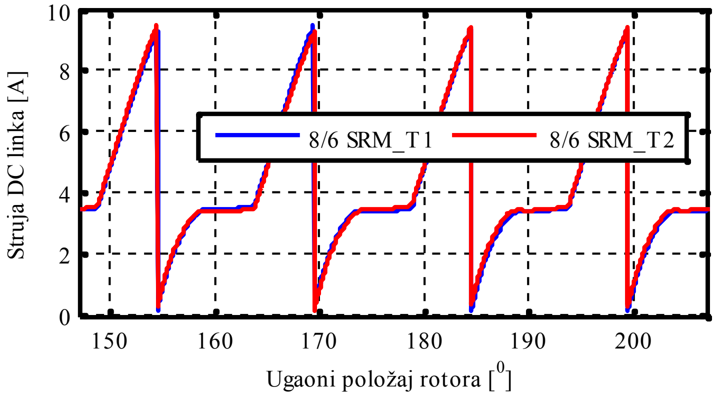
Будући да је за рад прекидачког релуктантног мотора неопходан инвертор, од интереса је анализирати струју напајања, односно струју DC линка инвертора. Таласни облик струје DC линка као и њена средња вредност пружају могућност да се утврди утицај магнетског поларитета полова побуђених фаза на сам инвертор, односно може се сагледати интеракција инвертора и SRM-а

Детаљна компаративна анализа таласних облика фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у одељку 3.9.1.1.2 показала је да су одговарајући таласни облици фазних струја као последица међусобне интеракције фаза у већој или мањој мери различити. У анализи која следи, треба имати у виду да се и даље посматра виртуализовани инвертор, који обезбеђује пун напон DC линка током магнетизације и демагнетизације као и да не постоји ограничење у погледу ширине угла вођења.

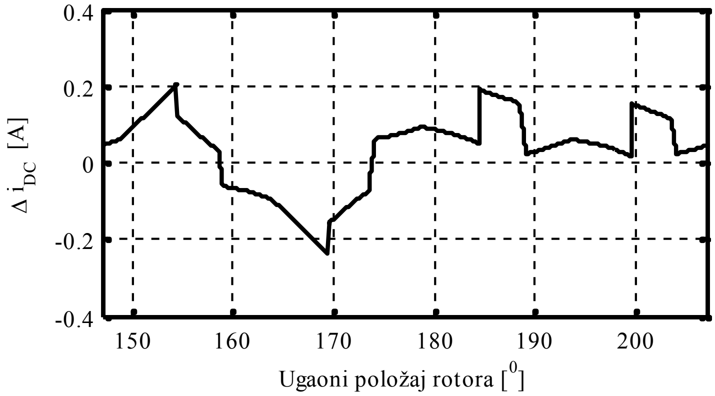
Струја DC линка, i_{DC}, једнака је збиру струја свих фаза у којима она постоји. При томе, у овом збиру, знак посматране фазне струје је позитиван током магнетизације, односно негативан током демагнетизације будући да се током демагнетизације струја враћа у извор па је смер фазне струје супротан од референтног смера струје i_{DC}.

Посматрајући слику 3.28, може се уочити да је разлика између таласних облика фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а најизраженија током међусобне интеракције посматране фазе и фаза које је следе. Са друге стране, када се током магнетизације посматраних фаза испољава утицај фаза које им претходе, струје су доста блиске једна другој. Сходно горе наведеном, краћи струјни репови фазних струја увећавају тренутну вредност струје DC линка. Због тога, очекивано је да се има већа средња вредност струје DC линка 8/6 SRM_T2-а јер су струјни репови три фазе ове секвенце 8/6 SRM-а краћи у односу на струјне репове тих истих фаза 8/6 SRM_T1-а.

Таласни облици струја DC линка 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а су приказани на слици 3.30, док разлика $\Delta i_{\mathrm{DC}}=(i_{DC}^{8/6\ SRM\_T2}- i_{DC}^{8/6\ SRM\_T1})$ [A] на слици 3.31 потврђује претходно изведени закључак о утицају магнетског поларитета фаза на струју DC линка. Средње вредности струје DC линка посматраног радног режима 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а дате су у табели 3.8.



Слика 3.30 Поређење струја DC линка 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.



Слика 3.31 Разлика струја DC линка 8/6 SRM_T2-а и 8/6 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијена помоћу модела М2.

Табела 3.8 Средње вредности струја DC линка 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијене помоћу модела М2.

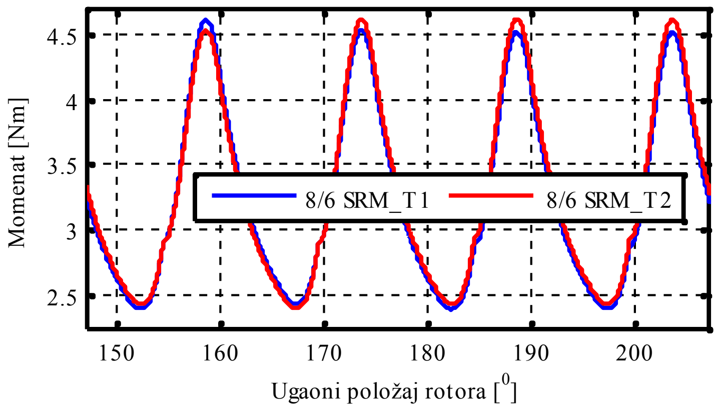
	I_{DC} [A]
8/6 SRM_T1	4.2735
8/6 SRM_T2	4.3072

3.9.1.1.4 Таласни облик електромагнетског момента

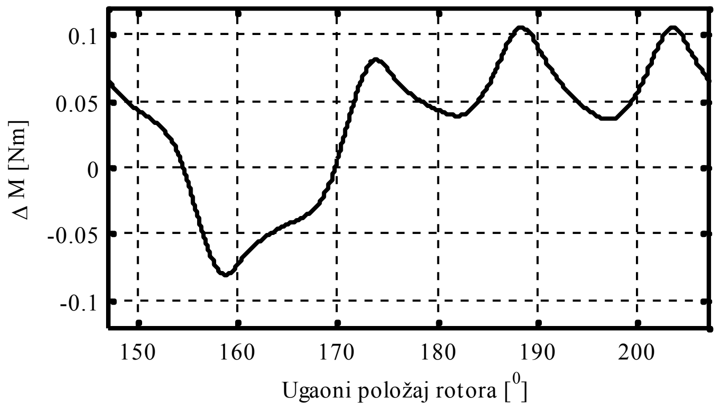
Досадашња анализа електромагнетског момента експлицитно показује да његова укупна вредност током истовременог вођења фаза није једнак суми момената који се добија применом суперпозиције када се занемарује међусобна интеракција фаза. Управо, моменат који се јавља услед међусобне интеракције фаза и утиче на његову укупну вредност доводи до суштинске разлике између 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а.

Будући да је код обе секвенце 8/6 SRM-а мера међусобне интеракције фаза позитивна само између фаза A и D, а негативна у свим преосталим комбинацијама суседних фаза мотора, сагласно одељку 3.8.2, у периодима истовременог вођења фаза A и D има се позитиван допринос укупном моменту код 8/6 SRM_T1-a а негативан код 8/6 SRM_T2-a будући да је смер обе фазне струје код 8/6 SRM_T1-a исти а код 8/6 SRM_T2-a различит. Дакле, током међусобне интеракције фаза A и D има се већи резултујући моменат код 8/6 SRM_T1-a у односу на 8/6 SRM_T2-a. Са друге стране, пошто је мера међусобне интеракције фаза у свим преосталим комбинацијама суседних фаза 8/6 SRM-a негативна, а смер струја суседних фаза 8/6 SRM_T2-a увек различит, резултујућа вредност момента током интеракције фаза ових комбинација је на страни 8/6 SRM_T2-a.

Горе наведени закључци се могу јасно уочити на слици 3.32 која приказује таласне облике електромагнетског момента 8/6 SRM_T1-a и 8/6 SRM_T2-a, док слика 3.33 наглашава разлику електромагнетског момента 8/6 SRM_T2-a у односу на 8/6 SRM_T1, $\Delta M_{em}=(M_{em}^{8/6\ SRM\_T2}- M_{em}^{8/6\ SRM\_T1})$ [Nm].



Слика 3.32 Поређење електромагнетских момената 8/6 SRM_T1-a и 8/6 SRM_T2-a ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.



Слика 3.33 Разлика електромагнетских момената 8/6 SRM_T2-a и 8/6 SRM_T1-a ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијена помоћу модела М2.

Табела 3.9 Средње вредности електромагнетских момената 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијене помоћу модела М2.

	M_{em} **[Nm]**
8/6 SRM_T1	3.2558
8/6 SRM_T2	3.2881

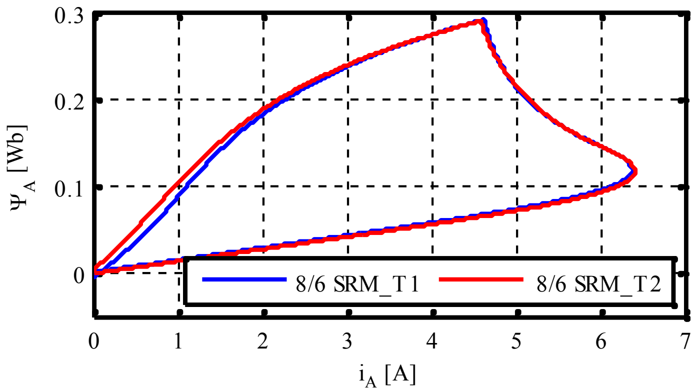
Дакле, резултујући електромагнетски момент током међусобне интеракције фаза је већи у случају комбинације побуђених фаза различитог магнетског поларитета. Као последица горе наведеног, средња вредности електромагнетског момента 8/6 SRM_T2- је већа у односу на 8/6 SRM_T21 што потврђује табела 3.9.

3.9.1.1.5 *Ψ-i* петље фаза мотора

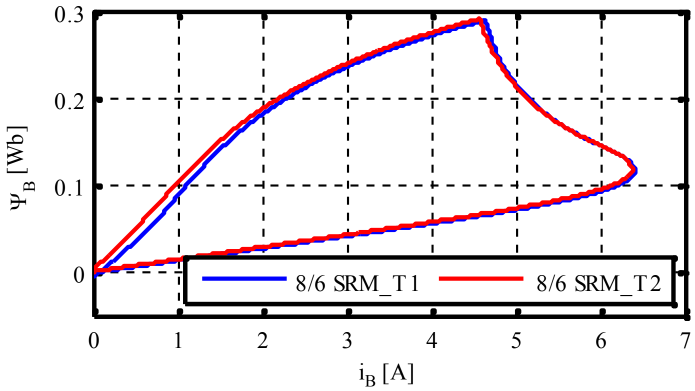
Утицај поларитета побуђених фаза мотора на електромагнетски моменат, односно међусобна интеракција фаза може се такође уочити посматрајући *Ψ-i* петље фаза мотора. Површина *Ψ-i* петље током једног електричног циклуса, за одређену фазу, представља механичку енергију коју она развија током процеса електромеханичког претварања енергије. На основу анализе спроведене у одељцима 3.9.1.1.1 и 3.9.1.1.2, која је показала да су струје фаза у општем случају функција флуксних обухвата свих побуђених фаза и обратно, може се закључити да ће *Ψ-i* петља сваке фазе мотора бити различита, како за 8/6 SRM_T1 тако и за 8/6 SRM_T2. Сходно томе, допринос укупном моменту сваке фазе мотора је различит.

Ψ-i петља фазе А 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а приказана је на слици 3.34(а). Може се јасно уочити да *Ψ-i* петља фазе А код 8/6 SRM_T1 има већу површину када на флуксни обухват фазе А имају утицај струје фазе C и D, што је сагласно са одељком 3.9.1.1.1, будући да се утицај струја фаза C и D у фази А манифестује позитивним међусобним флуксом, а код 8/6 SRM_T2-а негативним. Са друге стране, укључењем фазе B у фази А се јавља негативан међусобни флукс код 8/6 SRM_T1, односно позитиван код 8/6 SRM_T2-а. На тај начин, тај део *Ψ-i* петље фазе А 8/6 SRM_T2-а има већу површина у односу на одговарајућу 8/6 SRM_T1-а.

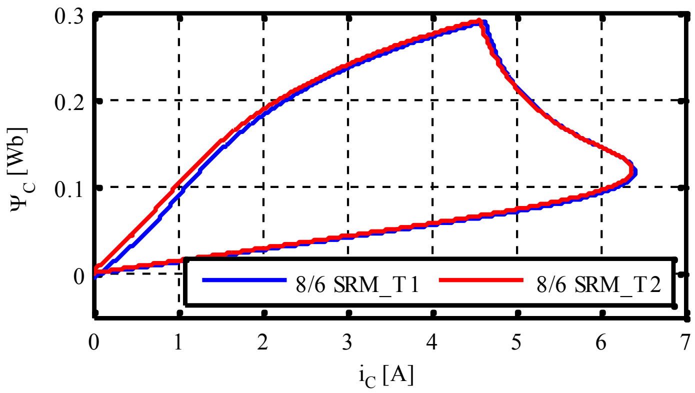
За фазе B и C, у складу са анализом која је спроведена у одељку 3.9.1.1.1, очекује се да *Ψ-i* петље буду веће код 8/6 SRM_T2-а у односу на 8/6 SRM_T1. Код 8/6 SRM_T2-а, негативан међусобни флукс увећава по апсолутној вредности



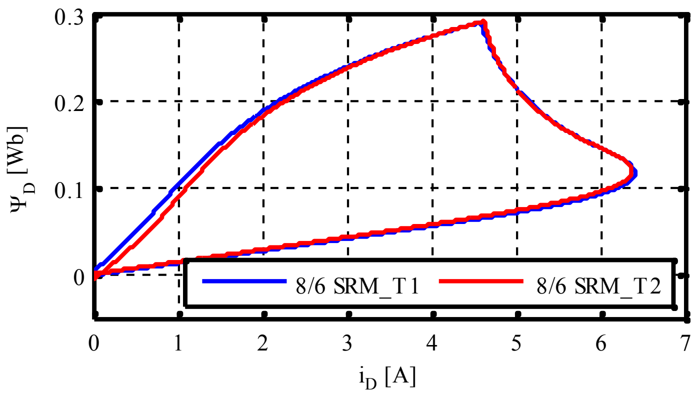
(а)



(б)



(в)



(г)

Слика 3.34 Поређење Ψ-i петљи фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.

укупан флуксни обухват фазе B током њене интеракције са фазом A која јој претходи, али и током интеракције са фазом C која је следи. Са друге стране, код 8/6 SRM_T1-а, међусобни флукс услед интеракције фазе B са сукцесивним фазама, умањује њен укупни флуксни обухват.

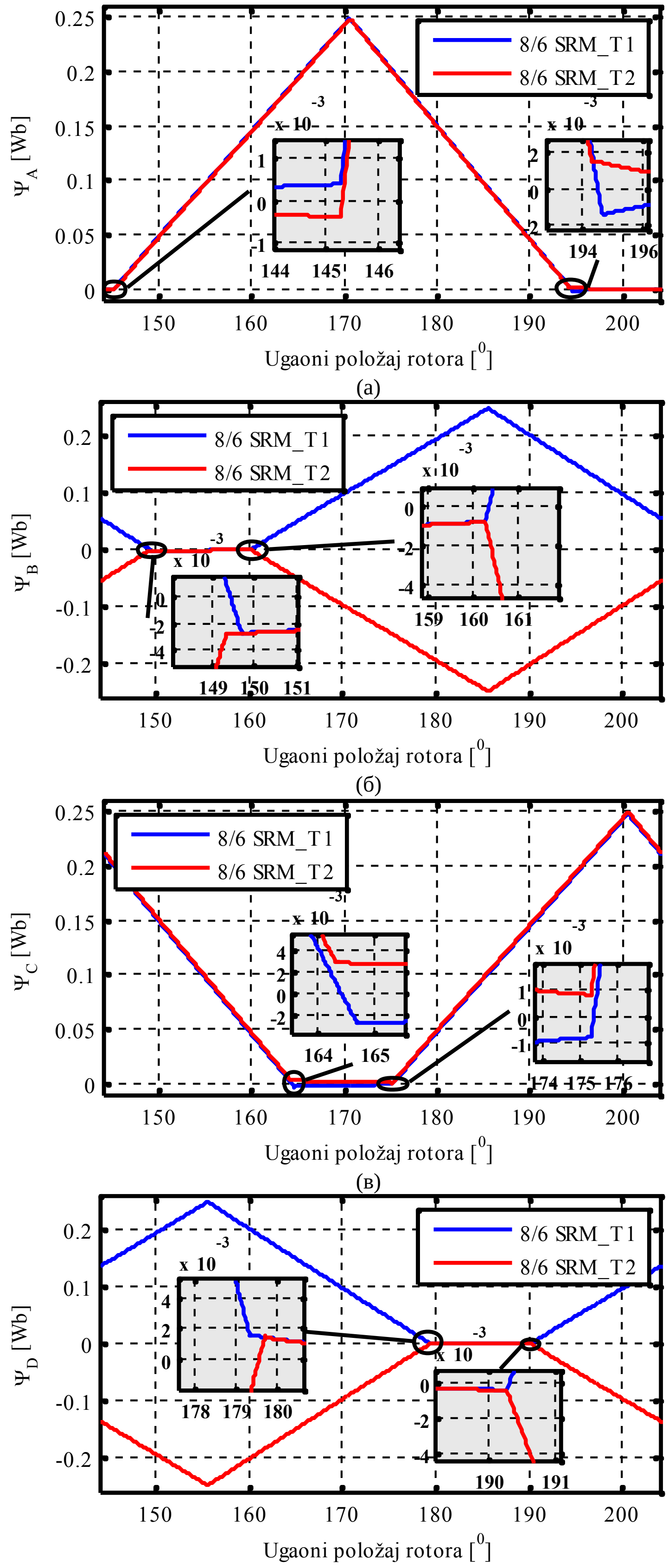
Слично важи и за фазу C пошто се њен флуксни обухват код 8/6 SRM_T2-а услед позитивног међусобног флукса увећава за разлику од 8/6 SRM_T1-а који се смањује као последица негативног међусобног флукса. *Ψ-i* петље фаза B и C на сликама 3.34(б) и 3.34(в), респективно, потврђују горе наведене тврдње. Треба нагласити да је за фазу B, у случају 8/6 SRM_T2-а, ради једноставнијег поређења, приказана апсолутна вредност флуксног обухвата.

Ψ-i петље фазе D 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а приказане су на слици 3.34(г) при чему је за случај 8/6 SRM_T2-а дата апсолутна вредност из разлога који су претходно наведени. Утицај струје фазе C на фазу D се манифестује негативним међусобним флуксом код обе магнетске секвенце 8/6 SRM-а. Дакле, услед међусобне интеракције, тај део *Ψ-i* петље фазе D је већи код 8/6 SRM_T2-а, пошто негативан међусобни флукс увећава укупни флуксни обухват по апсолутној вредности. Касније, укључивањем фазе A, међусобни флукс који се види у фази D код обе секвенце је позитиван. На тај начин има се мања површина *Ψ-i* петље фазе D 8/6 SRM_T2-а у односу на 8/6 SRM_T1.

3.9.1.2 ПРИМЕР 2

Детаљно поређење и образложење разлика које постоје између фазних струја, флуксних обухвата, струје DC линка, електромагнетских момената као и *Ψ-i* петљи 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а спроведено је у ПРИМЕРУ 1. Будући да је у ПРИМЕРУ 2 угао вођења већи него у ПРИМЕРУ 1 па самим тим и преклапање истовремено побуђених фаза мотора, од интереса је посматрати карактеристичне делове наведених таласних облика и упоредити их са одговарајућим из ПРИМЕРА 1. На овај начин се могу потврдити закључци изведени у ПРИМЕРУ 1 али и образложити одређене разлике које су последица дефинисаног радног режима у ПРИМЕРУ 2.

Таласни облици флуксних обухвата фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а посматраног радног режима са увећаним карактеристичним деловима приказани су на слици 3.35. За разлику од ПРИМЕРА 1, може се уочити да у ПРИМЕРУ 2



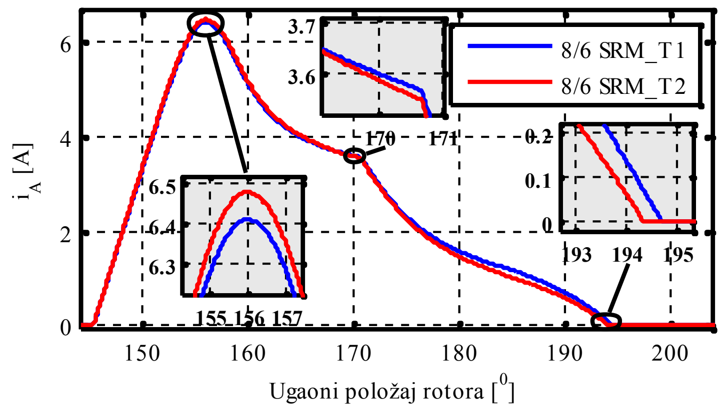
Слика 3.35 Поређење флуксних обухвата фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.

постоје делови електричног циклуса када су истовремено побуђене све четири фазе мотора. Међутим, међусобни флукс је и даље сагласно одељку 3.9.1.1.1 доминантно одређен интеракцијом суседних фаза мотора што потврђује и поларитет флуксних обухвата посматраних фаза на слици 3.35 непосредно пре њиховог побуђивање као и по достизању нултих вредности струја.

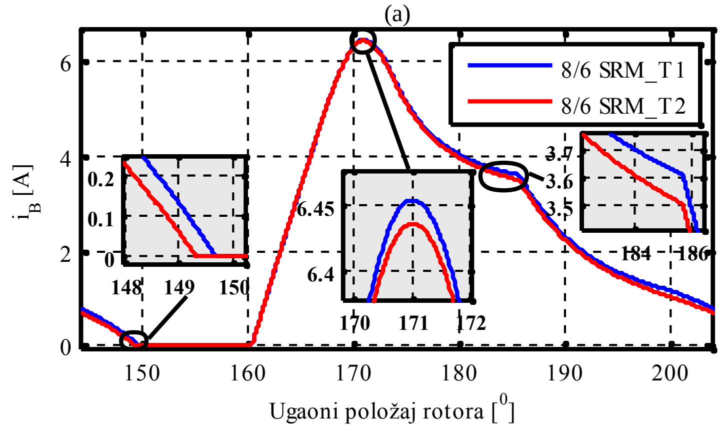
Таласни облици фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а посматране радне тачке са увећаним карактеристичним деловима, приказани су на слици 3.36. Наравно, и у ПРИМЕРУ 2 се ради једноставнијег поређења, посматра апсолутна вредност струје фаза B и D 8/6 SRM_T2-а. Поредећи одговарајуће увећане делове на сликама 3.36 и 3.28, може се приметити да се утицај међусобне интеракције манифестује на исти начин у оба ПРИМЕРА. Од интереса је такође посматрати и преклопљене фазне струје обе секвенце 8/6 SRM-а на слици 3.37 и упоредити их са одговарајућим на слици 3.29 ПРИМЕРА 1. Поређење показује да се има коректан однос таласних облика одговарајућих фазних струја оба ПРИМЕРА. Ефективне вредности фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а су дате у табели 3.10. Монотоност струја фаза A и D једне у односу на другу се мења на исти начин као у ПРИМЕРУ 1, али сада се код 8/6 SRM_T1-а као нето ефекат има у одређеној мери већа ефективна вредност струје фазе D у односу на фазу A. Код 8/6 SRM_T2-а је такође супротна ситуација у односу на ПРИМЕР 1, односно ефективна вредност струје фазе A је већа него код фазе D. Код преостале две фазе нема промене у односу на ПРИМЕР 1 што је и очекивано узимајући у обзир анализу која је урађена у одељку 3.9.1.1.2.

Будући да је монотоност таласних облика фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у оба ПРИМЕРА иста, таласни облик струје DC линка као и разлика $\Delta i_{\mathrm{DC}}= \Delta i_{\mathrm{DC}}=(i_{DC}^{8/6\ SRM\_T2}-i_{DC}^{8/6\ SRM\_T1})$ [A] на сликама 3.38 и 3.39, респективно потврђује закључак из одељка 3.9.2.1.3 да је средња вредност струје DC линка већа код 8/6 SRM_T2-а што се и види у табели 3.10.

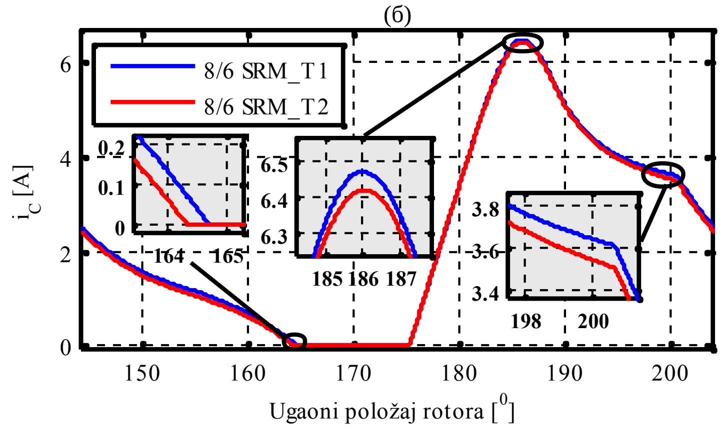
Однос таласних облика електромагнетских момената посматраних секвенци 8/6 SRM-а на слици 3.40 сагласан је са сликом 3.33 и закључком из ПРИМЕРА 1 да се током истовременог вођења суседних фаза мотора има већи моменат када су посматране фазе различитог магнетског поларитета. Дакле, средња вредност резултујућег момената 8/6 SRM_T2-а је већа у односу на 8/6 SRM_T1 што се види



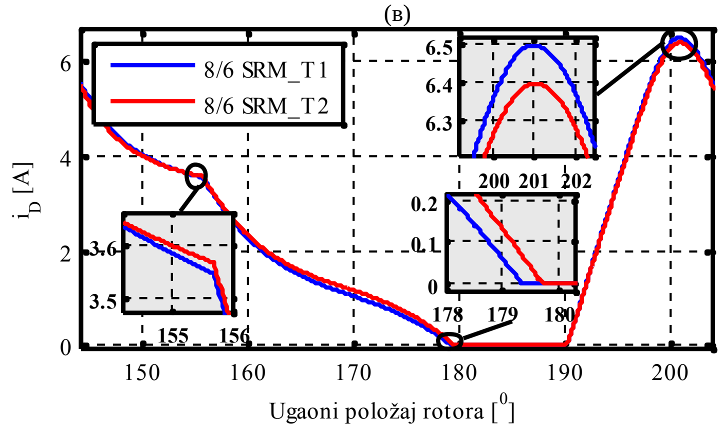
(а)



(б)

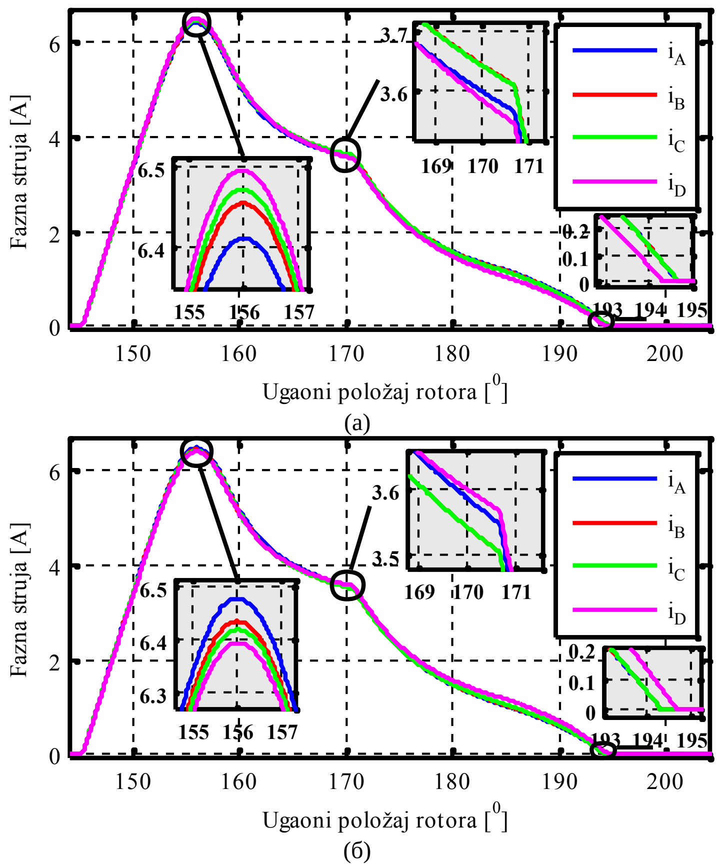


(в)

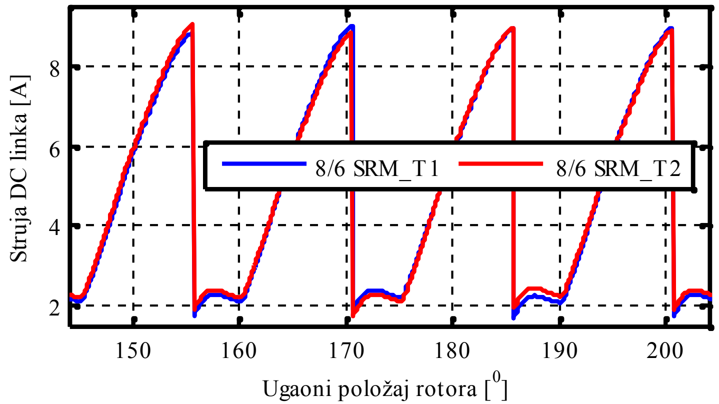


(г)

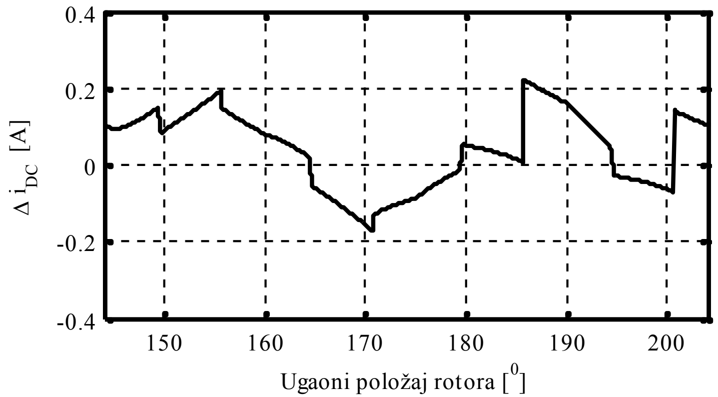
Слика 3.36 Поређење фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.



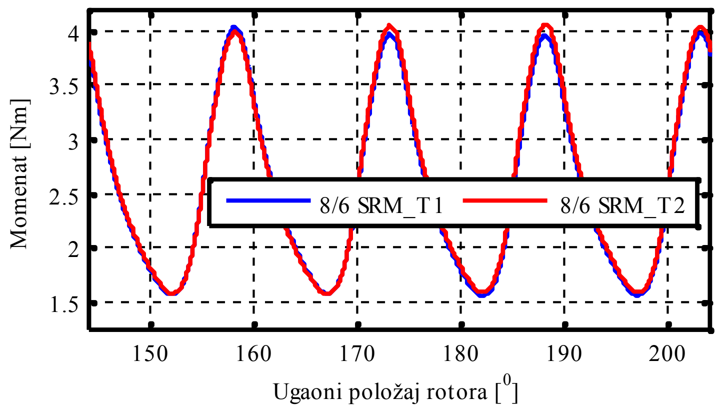
Слика 3.37 Преклопљене фазне струје (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијене помоћу модела М2.



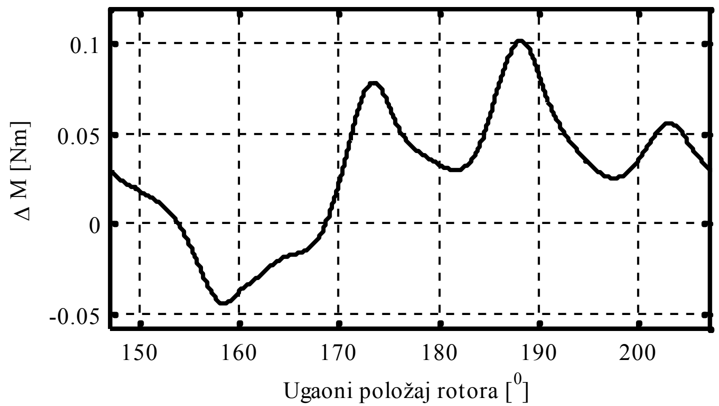
Слика 3.38 Поређење струја DC линка 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.



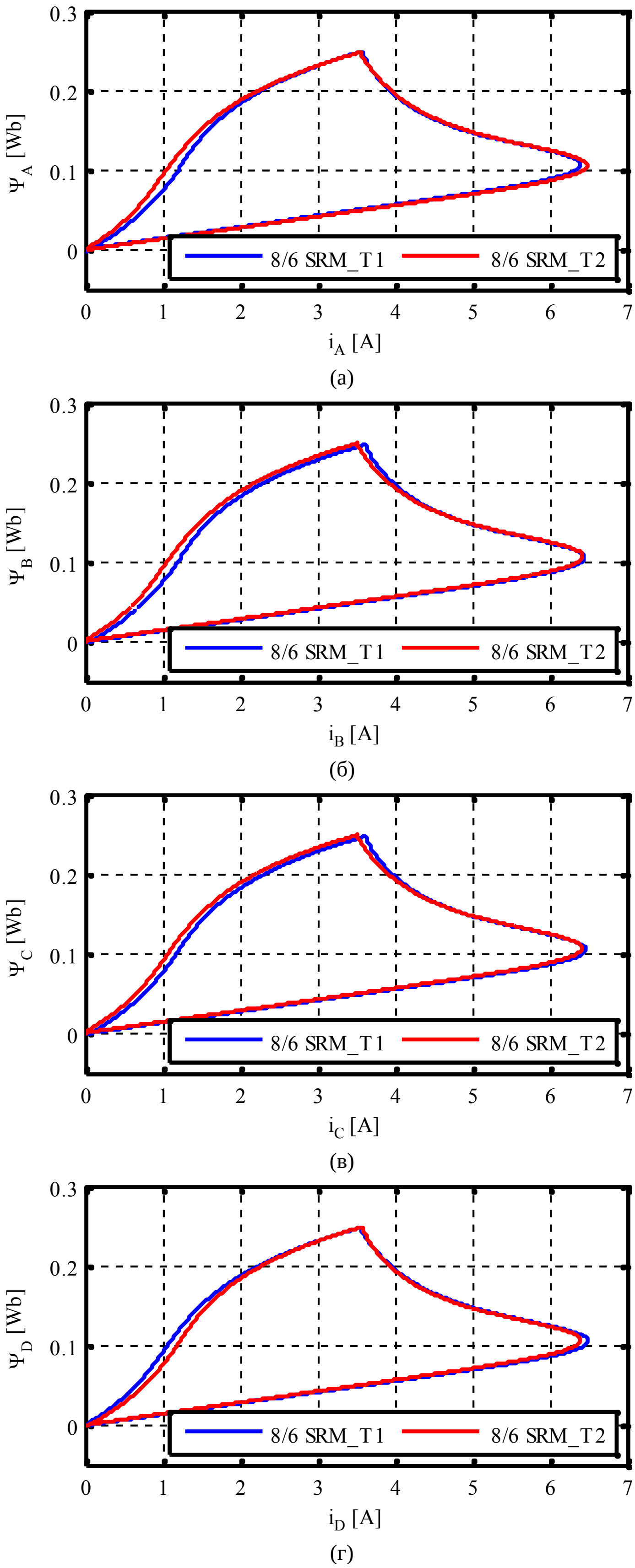
Слика 3.39 Разлика струја DC линка 8/6 SRM_T2-а и 8/6 SRM_T1-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијена помоћу модела М2.



Слика 3.40 Поређење електромагнетских момената 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.



Слика 3.41 Разлика електромагнетских момената 8/6 SRM_T2-а и 8/6 SRM_T1-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијена помоћу модела М2.



Слика 3.42 Поређење Ψ-i петљи фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.

Табела 3.10 Поређење симулационих резултата 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.

	Нови аналитички модел	
	8/6 SRM_T1	8/6 SRM_T2
I_A [A]	3.0946	3.1043
I_B [A]	3.1176	3.0814
I_C [A]	3.1201	3.0788
I_D [A]	3.1081	3.0908
I_{DC} [A]	4.8031	4.8444
M_{em} [Nm]	2.5754	2.6030

кроз њихову разлику $\Delta M_{em}=(M_{em}^{8/6\ SRM\_T2}-M_{em}^{8/6\ SRM\_T1})$ [Nm] посматрајући слику 3.41 и табелу 3.10.

Узимајући у обзир горе наведене специфичности ПРИМЕРА 2, оправдано је очекивати да ће монотоност одговарајућих Ψ-i петљи фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а бити сагласна са анализом из одељка 3.9.1.1.5. Ψ-i петље на слици 3.42 то и потврђују.

3.9.1.3 Поређење перформанси 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а

Основа за поређење перформанси 8/6 SRM-а у зависности од дефинисаних секвенци магнетског поларитета фаза је експлоатациона карактеристика. Експлоатациона карактеристика је геометријско место тачака у M_{em}-Ω_m дијаграму у којима машина може трајно да ради. Детаљнији опис експлоатационе карактеристике је урађен у одељку 2.4.

При брзинама мањим од базне, електромоторна сила је мања од напона напајања, па се фазна струја одржава у границама номиналне смањењем његове средње вредности применом импулсно ширинске модулације. У мањој или већој мери, моменат је константан, а снага расте линеарно са брзином. Номинална струја коју фазни намотаји могу да поднесу у трајном раду одређује се на основу усвојене густине струје и површине попречног пресека жице од које је формиран намотај. За посматрани 8/6 SRM, пречник жице је D_{Cu}=0.8118 mm. Површина попречног пресека жице је $S_{Cu}=D_{Cu}^2/4\cdot\pi$=0.5176 mm^2. Усваја се густина струје J_n=6.2 A/mm^2. Дакле, номинална струја је $I_n=J_n\cdot S_{Cu}$=3.2 A. Одређивање ширине и положаја напонских импулса у случају базне брзине се врши тако да при номиналним фазним струјама електромагнетски моменат достигне највећу могућу вредност.

Повећање угаоне брзине обртања изнад базне, доводи до тога да напонски импулси доведени на фазне намотаје трају краће, тако да се смањује вршни флукс у фазним намотајима а самим тим и моменат. У таквим радним режимима се симултано подешава ширина импулса и угао укључења тако да се оствари номинална вредност струје и што већи моменат све док је то могуће. Са значајнијим увећањем брзине обртања, номинална струја се више не може остварити јер тренутак укључења почиње да залази у силазну ивицу профила индуктивности, што се не сме допустити због стварања негативног момента. При тако великим брзинама, оптимизација тренутка укључења и искључења се ограничава на достизање највећег момента који се у датим условима може остварити са струјом чија је ефективна вредност мања од номиналне.

У сврху одређивања експлоатационе карактеристике 8/6 SRM_T1-a и 8/6 SRM_T2-a, извршене су симулације за брзине обртања од n_m=700 ob/min до n_m=6700 ob/min са кораком од 300 ob/min.

Сагласно горе наведеним теоријским разматрањима, за сваку од посматраних брзина, варирањем контролних параметара: угла укључења, θ_{uk}, угла искључења θ_{isk}, и референтне струје, I_{ref}, утврђени су оптимални контролни параметри који обезбеђују максималну средњу вредност електромагнетског момента при чему су ефективне вредности фазних струја у границама номиналних вредности (I_n=3.2 A). Будући да су ефективне вредности свих фазних струја различите, горе наведени критеријум ограничења струје је везан за њихову средњу вредност, $I_{eff}=(I_A+I_B+I_C+I_D)/4$.

У табелама 3.11 и 3.12 су приказани оптимални контролни параметри, средња ефективна вредност фазних струја, I_{eff}, средња вредност електромагнетског момента, M_{em}, однос M_{em}/I_{eff}, снага мотора P и струја DC линка I_{DC} 8/6 SRM_T1-a и 8/6 SRM_T2-a, респективно.

Експлоатационе карактеристике 8/6 SRM_T1-a и 8/6 SRM_T2-a које одговарају вредностима момената и брзина из табела 3.11 и 3.12 илустроване су на слици 3.43. Посматрајући слику 3.43 може се приметити да је за посматрану брзину при оптималним контролним параметрима моменат 8/6 SRM_T2-a увек већи у односу на 8/6 SRM_T1-a што је складу са спроведеним разматрањима и закључцима из одељка 3.9.1. Дакле, у случају 8/6 SRM_T2-a, ефекти међусобне интеракције фаза унапређују перформансе 8/6 SRM-а у односу на 8/6 SRM_T1. У прилог овоме иде слика 3.44 која пореди однос M_{em}/I_{eff} 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а на целом опсегу експлоатационе карактеристике, односно критеријум за који је она одређена.

Добијене вредности струја I_{eff} и I_{DC} у функцији брзине обртања 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а дате су на сликама 3.45 и 3.46, респективно. На основу податка из табела 3.11 и 3.12 као и слике 3.43 може се закључити да је основна брзина мотора негде око 1300 ob/min док је брзина при којој моменат опада пропорционално квадрату брзине око 4400 ob/min. Имајући ово у виду, сасвим очекивано је да струја I_{eff} 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а буде у границама номиналне све док се не дође до брзине после које моменат опада

Табела 3.11 Перформансе 8/6 SRM_T1-а које одговарају оптимално одређеним контролним параметрима добијене помоћу модела М2.

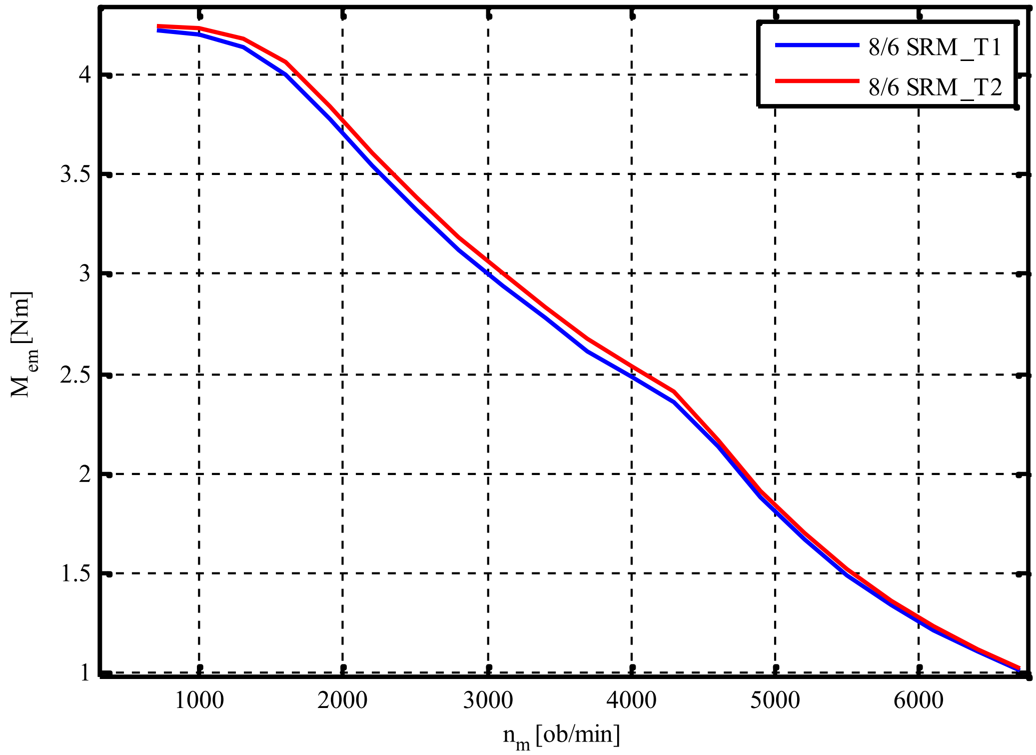
n_m [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{isk} [°]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	P [W]	I_{DC} [A]
700	36.2	50.3	3.1985	4.2293	1.3223	310.0239	1.7199
1000	35.4	50	3.1974	4.2075	1.3159	440.6084	2.407
1300	34.1	49.2	3.1994	4.1434	1.2951	564.0646	2.9533
1600	32.6	48.9	3.1983	3.9995	1.2505	670.1227	3.5451
1900	31.3	49.7	3.1977	3.7791	1.1818	751.9182	3.9695
2200	29.8	49.1	3.1971	3.5469	1.1094	817.1471	4.2005
2500	28.7	49.7	3.1996	3.3282	1.0402	871.3207	4.3887
2800	27.6	49.8	3.1933	3.1217	0.9776	915.3302	4.5722
3100	26.6	50.2	3.1954	2.9407	0.9203	954.6431	4.75
3400	25.6	50.4	3.1996	2.7773	0.8680	988.8498	4.9097
3700	24.7	50.8	3.1971	2.6164	0.8184	1013.758	5.0427
4000	23.7	50.5	3.1980	2.4802	0.7755	1038.904	5.1601
4300	22.8	50.6	3.1991	2.3573	0.7369	1061.48	5.2708
4600	22.5	51	3.0696	2.1304	0.6940	1026.237	5.0493
4900	22.5	51	2.8746	1.8768	0.6529	963.0364	4.7146
5200	22.5	51	2.7043	1.6666	0.6163	907.5349	4.4227
5500	22.5	50.9	2.5505	1.4895	0.5840	857.8904	4.165
5800	22.5	50.9	2.4167	1.3404	0.5546	814.1249	3.9372
6100	22.5	50.9	2.2974	1.2109	0.5271	773.5114	3.7337
6400	22.5	50.9	2.1881	1.1002	0.5028	737.3611	3.5506
6700	22.5	50.9	2.0896	1.0061	0.4815	705.9023	3.385

Табела 3.12 Перформансе 8/6 SRM_T2-а које одговарају оптимално одређеним контролни параметрима добијене помоћу модела М2.

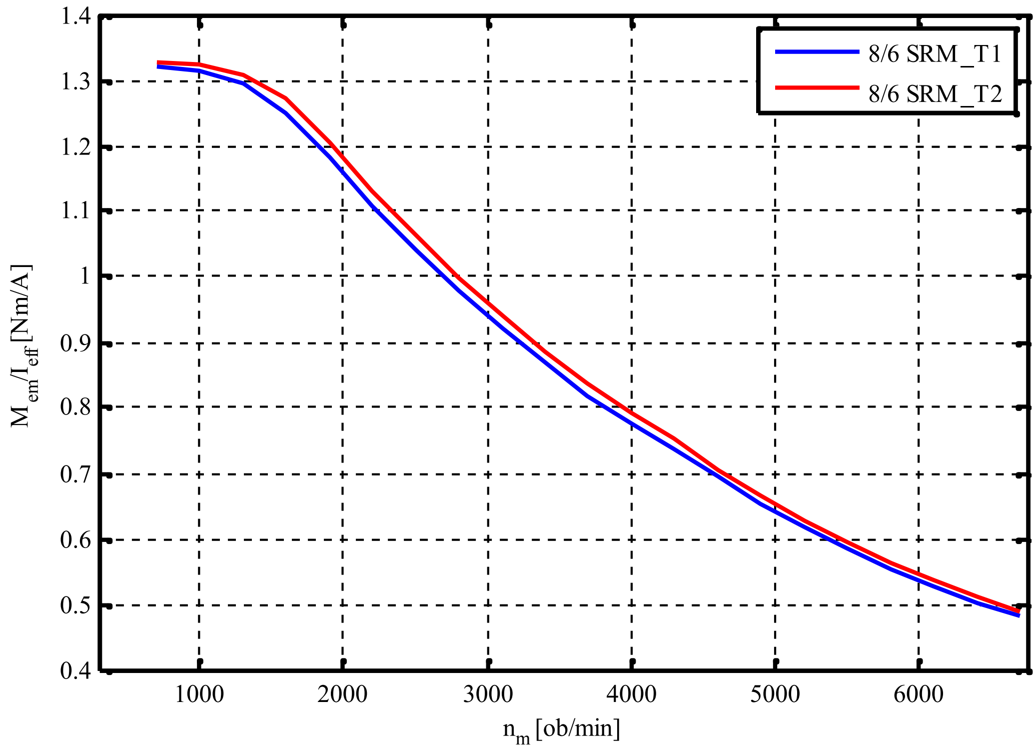
n_m [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{isk} [°]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	P [W]	I_{DC} [A]
700	36.2	50.3	3.1998	4.2498	1.3281	311.5266	1.7349
1000	35.4	50	3.1983	4.2371	1.3248	443.7081	2.4305
1300	34.6	50.3	3.1967	4.1817	1.3081	569.2786	2.9972
1600	32.8	49.6	3.1982	4.0666	1.2715	681.3654	3.6129
1900	31.3	49.8	3.1934	3.8435	1.2036	764.7317	4.0337
2200	29.9	49.7	3.1951	3.613	1.1308	832.3754	4.2558
2500	28.7	49.9	3.1941	3.3915	1.0618	887.8926	4.4657
2800	27.5	49.7	3.1994	3.1901	0.9971	935.3862	4.6616
3100	26.5	50.1	3.1972	3.0015	0.9388	974.3807	4.8394
3400	25.5	50.2	3.1974	2.8357	0.8869	1009.643	4.9963
3700	24.6	50.6	3.1964	2.6773	0.8376	1037.355	5.1218
4000	23.7	50.8	3.1974	2.534	0.7925	1061.439	5.234
4300	22.8	50.8	3.1991	2.4097	0.7532	1085.076	5.3391
4600	22.5	51.2	3.0714	2.1686	0.7061	1044.638	5.124
4900	22.5	51.1	2.8721	1.9099	0.6650	980.0209	4.779
5200	22.5	51.1	2.7016	1.6937	0.6269	922.292	4.4811
5500	22.5	51	2.5480	1.5131	0.5938	871.483	4.2192
5800	22.5	51	2.4141	1.3611	0.5638	826.6975	3.988
6100	22.5	51	2.2925	1.2301	0.5366	785.7762	3.7816
6400	22.5	51	2.1855	1.1178	0.5115	749.1568	3.5961
6700	22.5	50.9	2.0845	1.0205	0.4896	716.0056	3.4278

пропорционално квадрату брзине што се и види на слици 3.45. Након тога, струја I_{eff} опада са повећањем брзине услед ограничења угла укључења. Са друге стране, струја I_{DC} расте све док се не дође до поменуте брзине после чега се такође има опадање посматране струје. На целом опсегу брзина струја I_{DC} је већа код 8/6 SRM_T2-а што је за очекивати узимајући у обзир анализу из одељка 3.9.1.

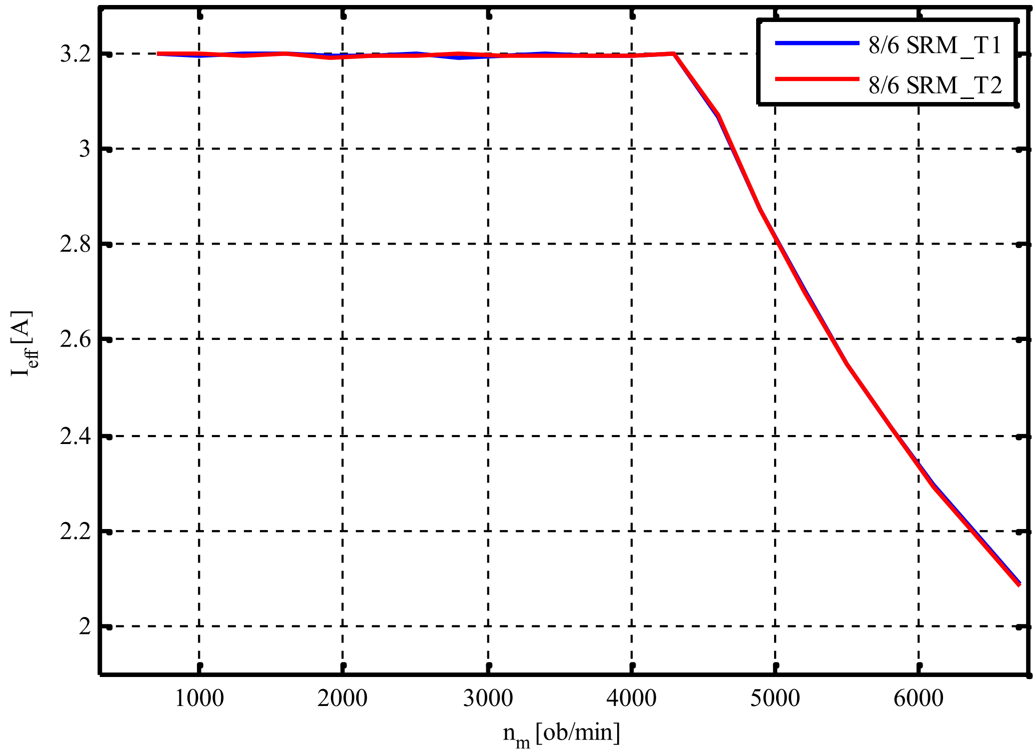
Оптимизацијом контролних параметара радних тачака показује се да мотор не развија константну снагу у теоријској зони константне снаге. Та снага је већа од оне која се развија при основној брзини сагласно табелама 3.11 и 3.12 односно слици 3.47. Са друге стране, сасвим очекивано, већа снага 8/6 SRM-а на целом опсегу експлоатационе карактеристике се има у случају када је он конфигурисан као магнетска секвенца 8/6 SRM_T2.



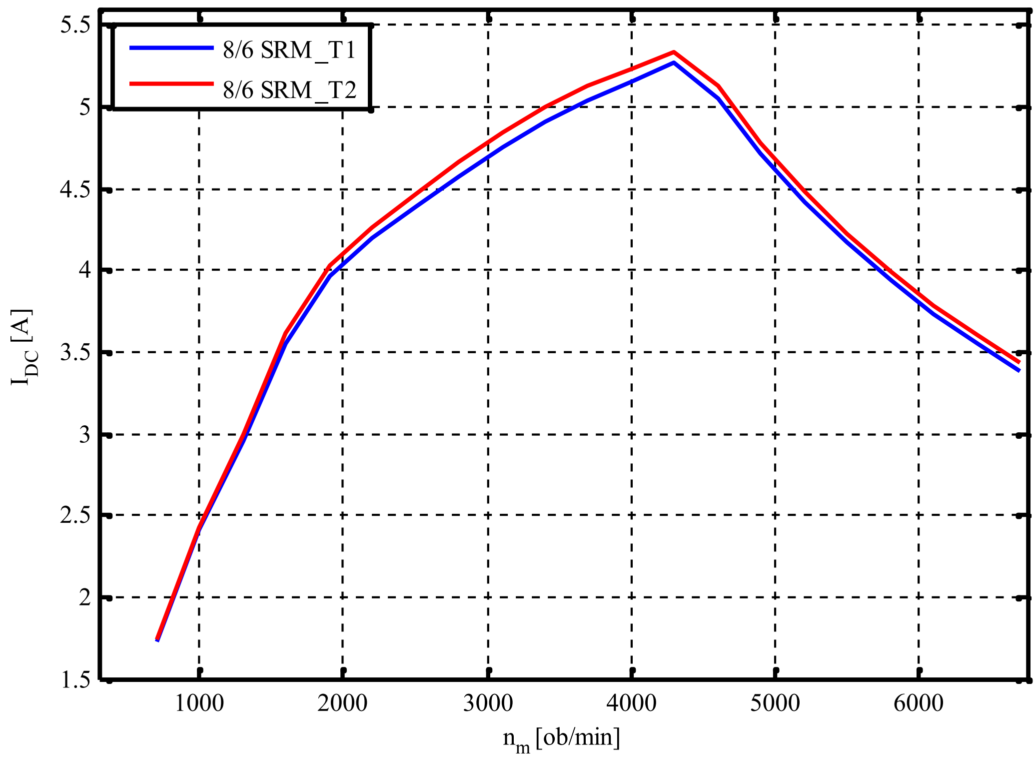
Слика 3.43 Експлоатационе карактеристике 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а добијене помоћу модела М2.



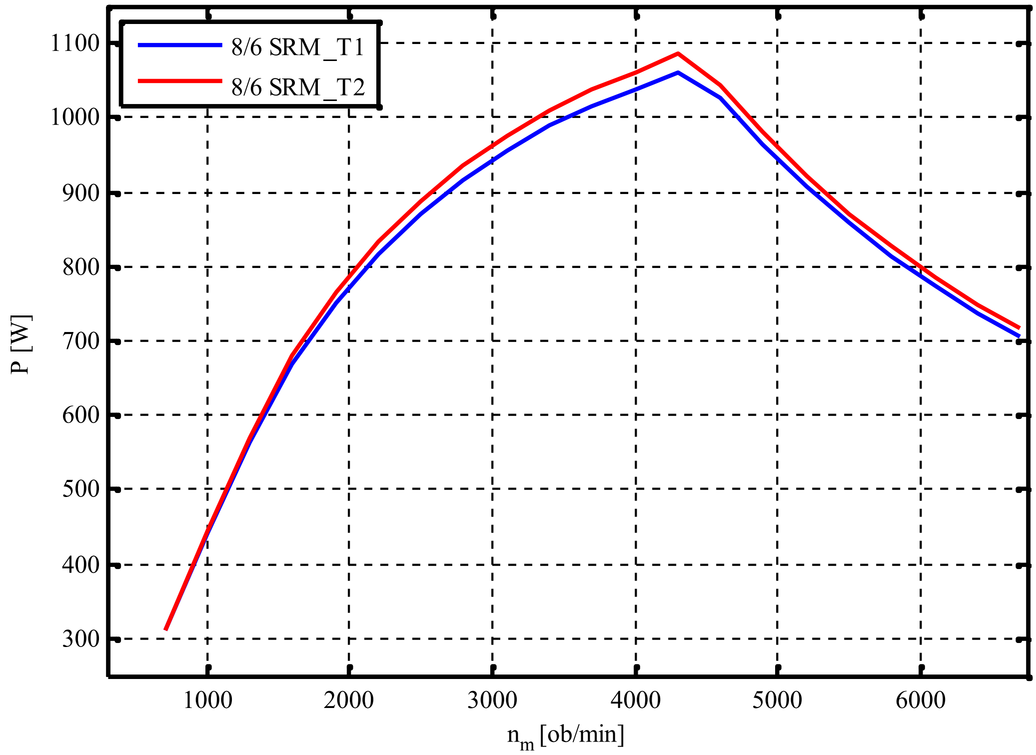
Слика 3.44 M_{em}/I_{eff} 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијени помоћу модела М2.



Слика 3.45 Средње ефективне вредности фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу модела М2.



Слика 3.46 Средње вредности струја DC линка 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу модела М2.



Слика 3.47 Снаге 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу модела М2.

3.9.2 Утицај различитих секвенци магнетског поларитета фаза на перформансе 6/4 SRM-а и њихова компаративна анализа

Спроведена анализа у одељку 3.9.1 показала је да магнетски поларитет фаза утиче на перформансе 8/6 SRM-а тако да се бенефит услед међусобне интеракције фаза постиже само у случају различитог магнетског поларитета суседних фаза мотора. Другим речима, секвенца магнетског поларитета фаза са највећим бројем комбинација различитог поларитета фаза омогућава најбоље перформансе 8/6 SRM-а.

У овом одељку се анализира утицај магнетског поларитета сукцесивних фаза мотора на перформансе 6/4 SRM-а поређењем дефинисаних магнетских секвенци из табеле 3.1. Узимајући у обзир претходно изведене закључке везане за 8/6 SRM, за очекивати је да ће се боље перформансе 6/4 SRM-а постићи у случају магнетске секвенце 6/4 SRM_T2, јер су тада фазе у све три могуће комбинације сукцесивних фаза мотора, различитог магнетског поларитета за разлику од 6/4 SRM_T1-а код кога постоји само једна таква комбинација. Да би се ова предикција верификовала, потребно је извршити компаративну анализу карактеристика које су наведене у поглављу 3.7, слично као што је то урађено за 8/6 SRM. За почетак, поређење карактеристика 6/4 SRM_T1-a и 6/4 SRM_T2-a ће се спровести за радне режиме који су дефинисани у табели 3.13, наког чега следи поређење одговарајућих перформанси на дефинисаном опсегу експлоатационе карактеристике.

На тај начин, свеобухватном анализом утицаја међусобне интеракције фаза на рад 6/4 SRM-a долази се до одговора која магнетска секвенца фаза резултује његовим најбољим перформансама. Дефинисани радни режими из табеле 3.13 су изабрани из истих разлога који су наведени у одељку 3.9.1 где су предмет компаративне анализе биле карактеристике магнетских секвенци 8/6 SRM-a.

Табела 3.13 Радни режими 6/4 SRM-a за које се врши поређење симулационих резултата дефинисаних секвенци магнетског поларитета фаза користећи нови аналитички модел М2.

	ПРИМЕР 1	**ПРИМЕР 2**
V_{DC} **[V]**	80	80
θ_{ON} **[°]**	41.9	37.8
θ_{OFF} **[°]**	73.5	73.6
n_m **[ob/min]**	3000	4000

3.9.2.1 ПРИМЕР 1

Утицај међусобне интеракције фаза на предикцију карактеристика 6/4 SRM-a је детаљно анализиран у поглављу 3.8.1 током поређења новог аналитичког модела који узима и базног модела који не узима у обзир ефекте међусобне интеракције фаза. Због тога, будући да разлику између 6/4 SRM_T1-a и 6/4 SRM_T2-a представља дефинисана магнетска секвенца фаза, закључци из поглавља 3.8.1 се могу у потпуности користити у анализи која следи. Такође, начин на који је извршено поређење 8/6 SRM_T1-a и 8/6 SRM_T2-a пружа могућност да се на брз и коректан начин изведу закључци о утицају дефинисаних магнетских секвенци фаза на перформансе 6/4 SRM-a.

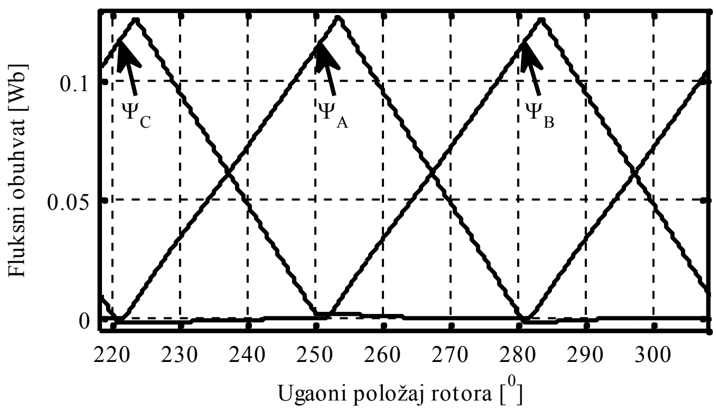
3.9.2.1.1 Таласни облици флуксних обухвата

Флуксни обухвати фаза 6/4 SRM_T1-a и 6/4 SRM_T2-a ПРИМЕРА 1 приказани су на слици 3.48, док су у циљу њиховог поређења, на слици 3.49 дати флуксни обухвати фаза обе секвенце 6/4 SRM-a са увећаним карактеристичним деловима који наглашавају међусобни флукс посматране фазе и фазе која јој претходи као и међусобни флукс посматране фазе и фазе која је следи.

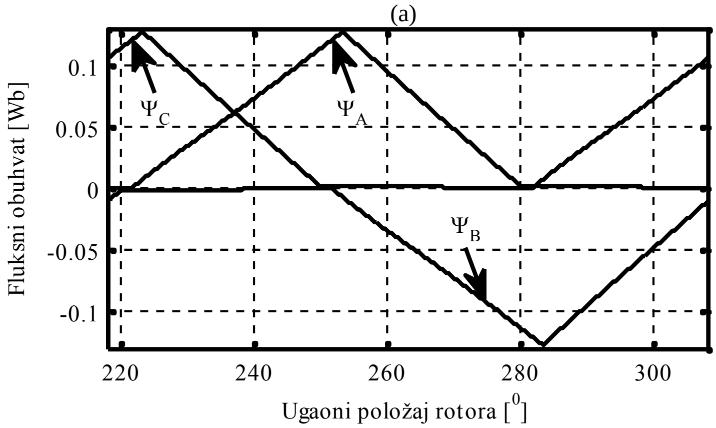
У случају 6/4 SRM_T1-а, позитиван међусобни флукс постоји само између фаза А и С, сагласно одељку 3.8.1.1, док је у осталим комбинацијама сукцесивних фаза мотора, (А и В) односно (В и С) он негативан када се посматра утицај претходно побуђених фаза на посматрану фазу.

Са друге стране, код 6/4 SRM_T2-а он је негативан само између фаза А и В. То се може јасно уочити на увећаним деловима флуксних обухвата посматраних фаза непосредно пре њиховог побуђивања на слици3.49.

Када се посматра поларитет међусобног флукса током утицаја фаза које следе посматрану фазу, код 6/4 SRM_T1-а нема разлике у односу на претходно разматрани случај интеракције фаза. Разлика се јавља код 6/4 SRM_T2 и сада се само у случају интеракције фаза В и С има негативан међусобни флукс што потврђују и увећани делови флуксних обухвата на слици 3.49 након што одговарајуће фазне струје достигну нулту вредност.



(а)

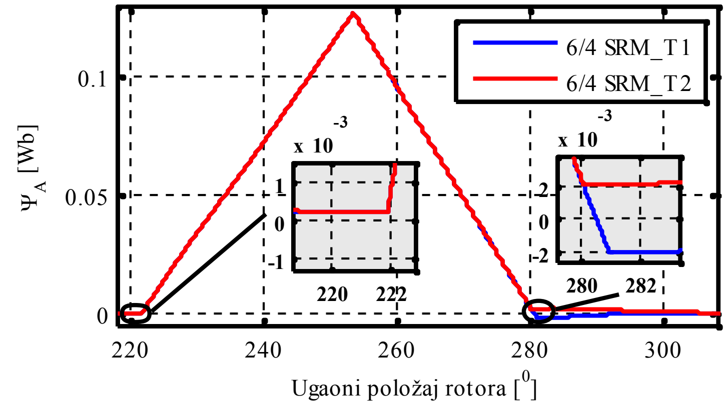


(б)

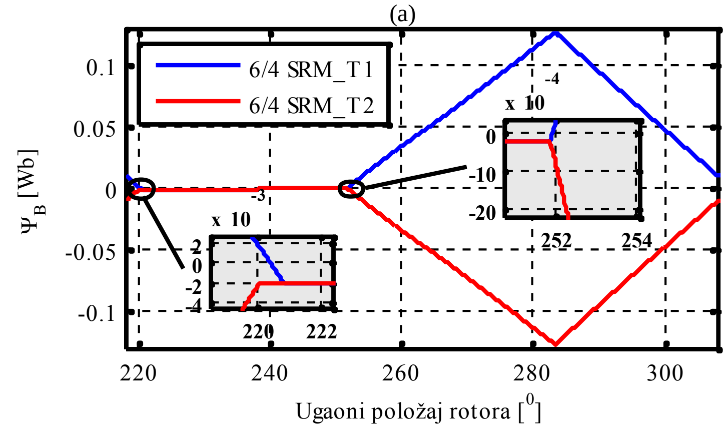
Слика 3.48 Флуксни обухвати фаза (а) 6/4 SRM_T1-а и (б) 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијени помоћу модела М2.

На овај начин, међусобни флукс у општем случају увећава по апсолутној вредности флуксне обухвате свих фаза 6/4 SRM_T2-а. Са друге стране, то код флуксних обухвата фаза 6/4 SRM_T1-а није случај.

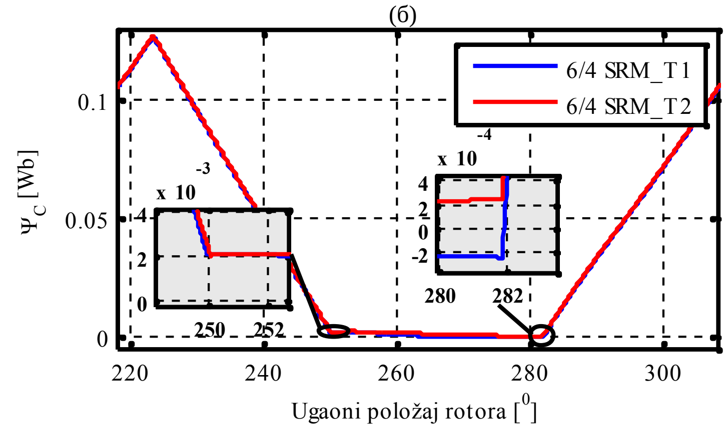
Сходно томе, сасвим оправдано је очекивати да средња вредност електромагнетског момента 6/4 SRM_T2-а буде већа у односу на 6/4 SRM_T1, али пре поређења електромагнетских момената дефинисаних типова 6/4 SRM-а, у наставку следи поређење одговарајућих фазних као и струја DC линка.



(а)



(б)



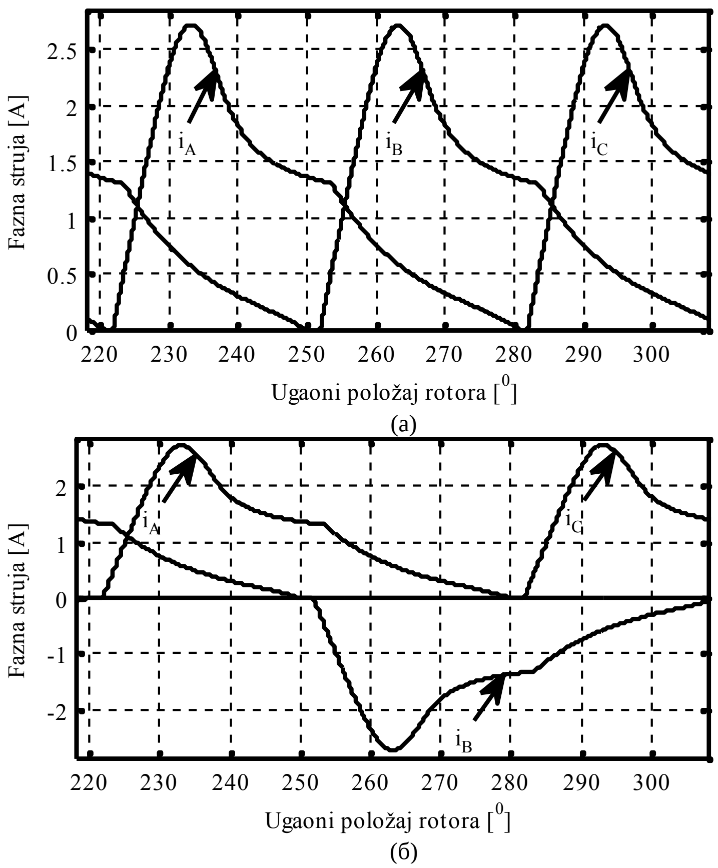
(в)

Слика 3.49 Поређење флуксних обухвата фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу модела М2.

3.9.2.1.2 Таласни облици фазних струја

Начин на који је извршена компаративна анализа фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а као и њени закључци пружају могућност да се на доста брз и коректан начин то исто уради и за фазне струје 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а. Пажљивим посматрањем дефинисаних секвенци магнетског поларитета фаза из табеле 3.1 може се закључити да детаљна анализа и поређење струје фазе B 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а омогућава доношење закључака о утицају међусобне интеракције и за преостале фазне струје. Наиме, само у случају фазе B, магнетски поларитет њој суседних фаза је такав да се може донети коректан закључак о утицају међусобне интеракције на фазне струје. То није могуће на основу анализе струја фаза A и C, јер се појаве у случају исте комбинације поларитета суседних фаза мотора манифестују на исти начин.

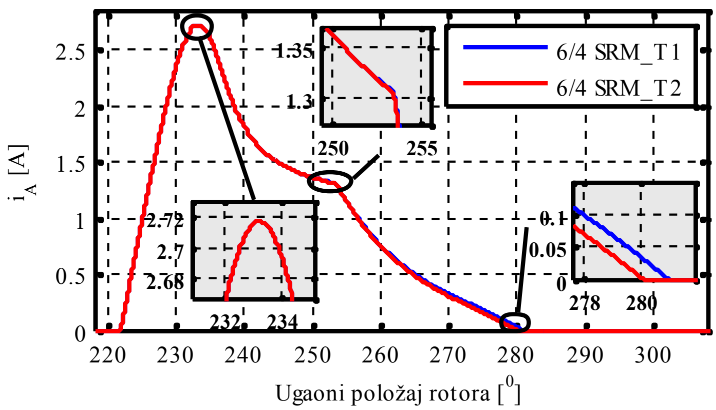
Таласни облици фазних струја 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а за посматрани радни режим приказани су на слици 3.50.



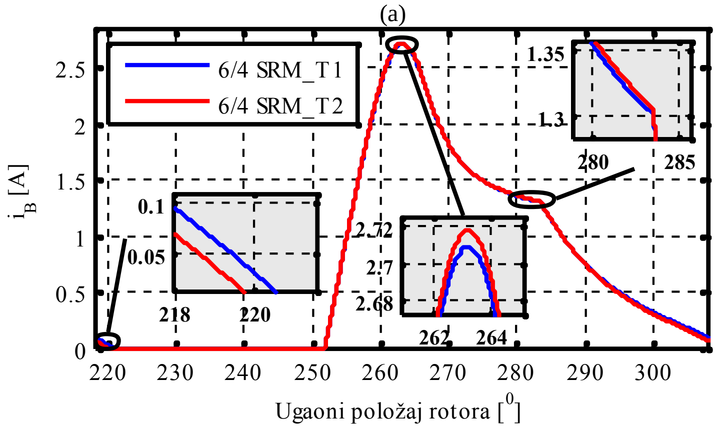
Слика 3.50 Фазне струје (а) 6/4 SRM_T1-а и (б) 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијене помоћу модела М2.

Детаљна анализа струје фазе B која следи у наставку као и закључци о утицају магнетског поларитета на фазне струје A и C позиваће се на слику 3.51 која наглашава карактеристичне делове фазних струја.

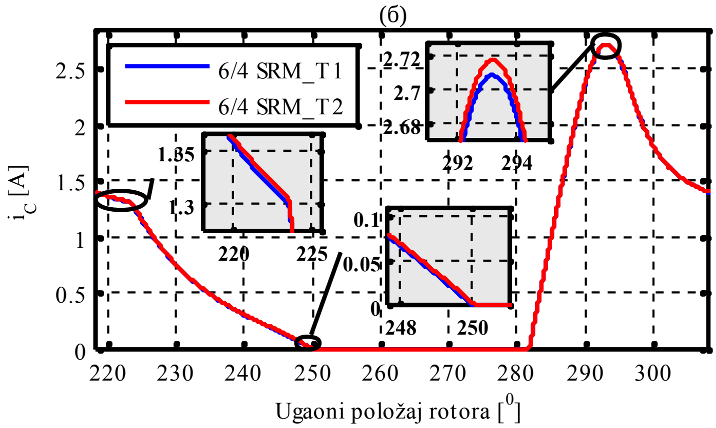
У сврху једноставнијег поређења фазних струја 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а на слици 3.51(б) је приказана апсолутна вредност струје фазе B 6/4 SRM_T2-а. Средњи и десни увећани детаљи на слици 3.51(б) указују да струја i_B



(а)



(б)



(в)

Слика 3.51 Поређење фазних струја 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу модела M2.

6/4 SRM_T2-а има већу вредност у односу на 6/4 SRM_T1-а. Да би се ова појава објаснила, нека се посматра једначина напонске равнотеже фазе B

$$u_B - Ri_B = \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t} \tag{3.52}$$

која узима у обзир чињеницу да је током магнетизације фазе B истовремено побуђена и фаза A. Пошто је $\partial \Psi_B / \partial i_A < 0$, као последица промене струје i_A, сагласно слици 3.50, индуковани напон који постоји у фази B код обе секвенце 6/4 SRM–а је позитиван. Са друге стране, будући да је и и смер струја i_A позитиван у оба случаја, одговарајући међусобни флукс је негативан, што је у складу са закључцима из претходног одељка. У овој сложеној интеракцији фаза, будући да се магнетизација фазе A 6/4 SRM_T2-а врши негативним напоном, њена укупна електромотора сила је по апсолутној вредности мања у односу на 6/4 SRM_T1 што резултује већом струјом i_B 6/4 SRM_T2-а.

Током демагнетизације фазе B, будући да тада постоји међусобна интеркција фаза B и C, једначина напонске равнотеже фазе B је

$$u_B - Ri_B = \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}. \tag{3.53}$$

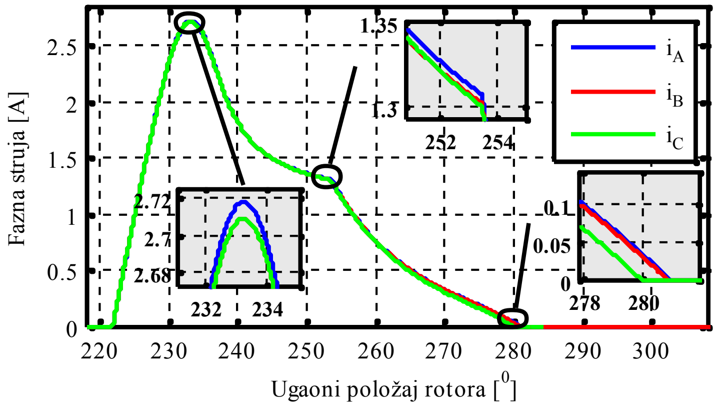
Индуковани напон који се јавља као последица промене струје i_C је негативан код обе секвенце 6/4 SRM–а све док струја i_C не достигне вршну вредност након чега се мења поларитет индукованог напона. Пошто је међусобни флукс којим позитивна струја i_C утиче на укупни флуксни обухват фазе B негативан у оба случаја, резултујућа електромоторна сила e_B 6/4 SRM_T2-а је по апсолутној вредности мања у односу на 6/4 SRM_T1-а будући да се демагнетизација фазе B код 6/4 SRM_T2-а врши позитивним напоном. Сходно томе, струја i_B 6/4 SRM_T2-а је мања па раније достиже нулту вредност у односу на струју i_B 6/4 SRM_T1-а што се и види на левом увећаном детаљу слике 3.51(б).

На основу резултата компаративне анализе таласних облика фазне струје i_B 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а могу се извести закључци о утицају магнетског поларитета суседних фаза мотора на струју посматране фазе 6/4 SRM-а. У случају када је магнетски поларитет посматране фазе и фазе која јој претходи различит, има се већа вредност струје посматране фазе него у случају када је он исти. Сходно томе, сасвим очекивано је да овај закључак важи и за струју i_C имајући у виду магнетски поларитет фаза B и C из табеле 3.1. Десни и леви увећани детаљи на слици 3.51(в) то и потврђују.

Када је у питању струја i_A, комбинација магнетског поларитета фазе C и A на коју она утиче је иста код обе секвенце 6/4 SRM-a тако да се њихова међусобна интеракције фаза манифестује на исти начин што се и види на левом и и средњем увећаном детаљу слике 3.51(а). Узимајући у обзир ову анализу, може се рећи да утицај међусобне интеракције посматране фазе и фазе која јој претходи има природу понашања која је супротна у поређењу са 8/6 SRM-ом.

Утицај фазе C на фазу B током њихове међусобне интеракције, доводи до закључка да се мања вредност струје посматране фазе има у случају различитог магнетског поларитета посматране фазе и фазе која је следи. Ова појава се може јасно уочити и код струје i_A на левом и десном увећаном детаљу слике 3.51(а). Са друге стране, фазу C следи фаза A на начин да је комбинација магнетског поларитета посматраних фаза иста код обе секвенце 6/4 SRM-a, па је самим тим и утицај међусобне интеракције фаза на струју i_C исти сагласно средњем увећаном детаљу слике 3.51(в). Дакле, природа међусобне интеракције посматране фазе и фазе која је следи манифестује се на исти начин као код 8/6 SRM-a. Спроведено квалитативно поређење одговарајућих фазних струја 6/4 SRM_T1-a и 6/4 SRM_T2-a коришћењем новог аналитичког модела омогућило је да се изведу закључци о утицају магнетског поларитета суседних фаза мотора на њихов таласни облик. Квантитативно поређење фазних струја 6/4 SRM_T1-a и 6/4 може се извршити анализом ефективних вредности фазних струја које су дате у табели 3.14.

Ефективне вредности фазних струја 6/4 SRM_T2-a су једнаке будући да су све три комбинација магнетског поларитета суседних фаза мотора исте. Код 6/4 SRM_T1-a то није случај и због тога одговарајуће фазне струје имају различите таласне облике па самим тим и ефективне вредности. Да би се нагласиле разлике између таласних облика фазних струја 6/4 SRM_T1-a оне су преклопљене и приказане на слици 3.52. Највећу ефективну вредност струје 6/4 SRM_T1-a има фаза A што је и очекивано узимајући у обзир начин на који суседне фазе утичу на њу. Струја фазе B има већу ефективну вредност у односу на фазу C због дужег струјног репа током периода демагнетизације. Међутим, треба нагласити да ово



Слика 3.52 Преклопљене фазне струје 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијене помоћу модела M2.

Табела 3.14 Ефективне вредности фазних струја 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијене помоћу модела M2.

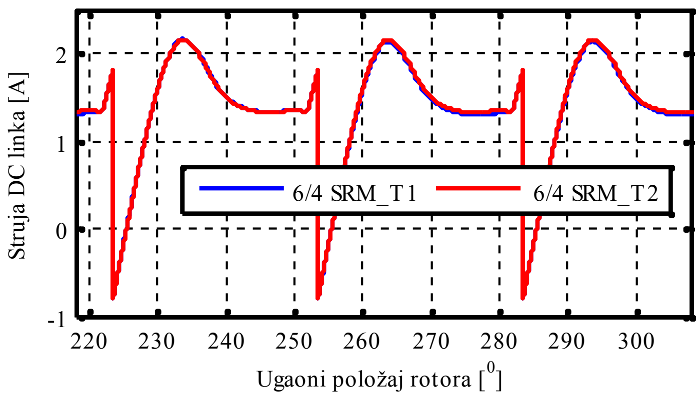
	Нови аналитички модел	
	6/4 SRM_T1	**6/4 SRM_T2**
I_A **[A]**	1.1273	1.1258
I_B **[A]**	1.1244	1.1258
I_C **[A]**	1.1229	1.1258

не представља општи закључак, јер у случају када су све три фазе истовремено побуђене, резултујући нето ефекат може бити другачији. То се пре свега односи на струје фаза B и C сагласно природи њихове интеракције са суседним фазама.

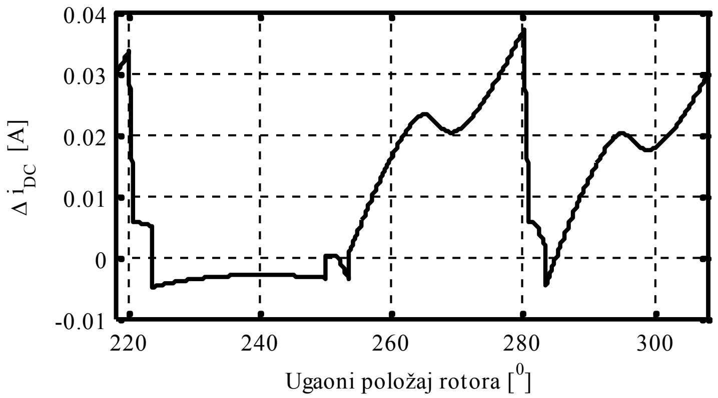
Што се тиче односа ефективних вредности струја одговарајућих фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а он је у потпуности сагласан са сликом 3.51.

3.9.2.1.3 Таласни облик струје DC линка

Таласни облици струја DC линка 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а су приказани на слици 3.53, док разлика $\Delta i_{DC}=(i_{DC}^{6/4\ SRM\_T2}-i_{DC}^{64\ SRM\_T1})$ [A]



Слика 3.53 Струје DC линка 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијене помоћу модела M2.



Слика 3.54 Разлика струја DC линка 6/4 SRM_T2-a и 6/4 SRM_T1-a ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијена помоћу модела М2.

Табела 3.15 Средње вредности струја DC линка 6/4 SRM_T1-a и 6/4 SRM_T2-a ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијене помоћу модела М2.

	I_{DC} [A]
6/4 SRM_T1	1.3486
6/4 SRM_T2	1.3594

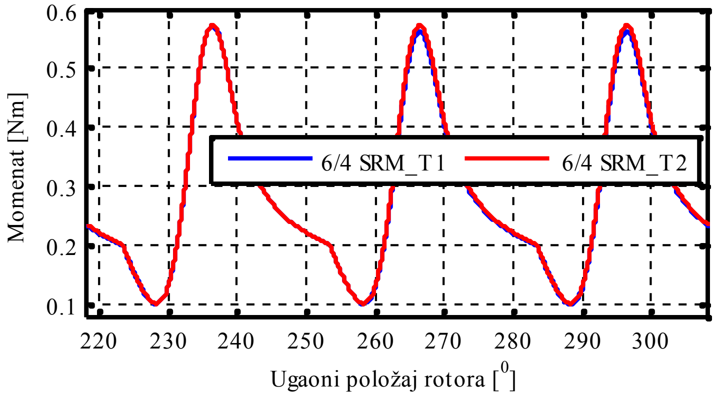
на слици 3.54 потврђује закључак из одељка 3.9.1.1.3 о утицају струјног репа на струју DC линка.

Наиме, краћи струјни репови две фазе 6/4 SRM_T2-a у односу на струјне репове тих истих фаза 6/4 SRM_T1-a дају већу средњу вредност струје DC линка 6/4 SRM_T2-a што се и види у табели 3.15.

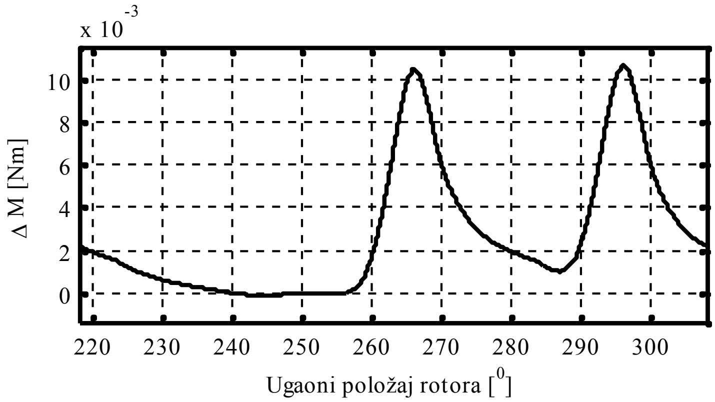
3.9.2.1.4 Таласни облик електромагнетског момента

Позитивна мера међусобне интеракције која постоји само између фаза А и С као и смер фазних струја посматраних типова 6/4 SRM-a доводе до закључка да је резултујући моменат 6/4 SRM_T2-a већи у односу на 6/4 SRM_T1-a током интеракције фаза А и В односно В и С а приближно једнак током интеракције фаза А и С.

Овај закључак потврђују слике 3.55 и 3.56 где су приказани таласни облици електромагнетског момента обе секвенце 6/4 SRM-a као и њихова разлика $\Delta M_{em}=(M_{em}^{6/4SRM\_T2}-M_{em}^{6/4SRM\_T1})$ [Nm], респективно. Самим тим има се већа средња вредност момента 6/4 SRM_T2-a у односу на 6/4 SRM_T1 што табела 3.16 потврђује.



Слика 3.55 Поређење електромагнетских момената 6/4 SRM_T1-a и 6/4 SRM_T2-a ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу модела М2.



Слика 3.56 Разлика електромагнетских момената 6/4 SRM_T2-a и 6/4 SRM_T1-a ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијена помоћу модела М2.

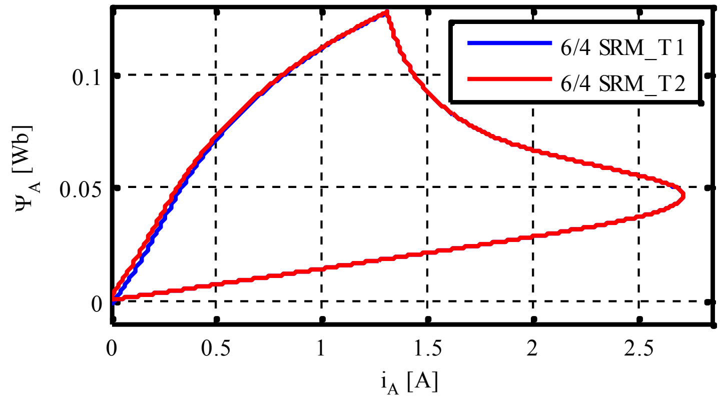
Табела 3.16 Средње вредности електромагнетских момената 6/4 SRM_T1-a и 6/4 SRM_T2-a ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијене помоћу модела М2.

	M_{em} **[Nm]**
6/4 SRM_T1	0.2856
6/4 SRM_T2	0.2883

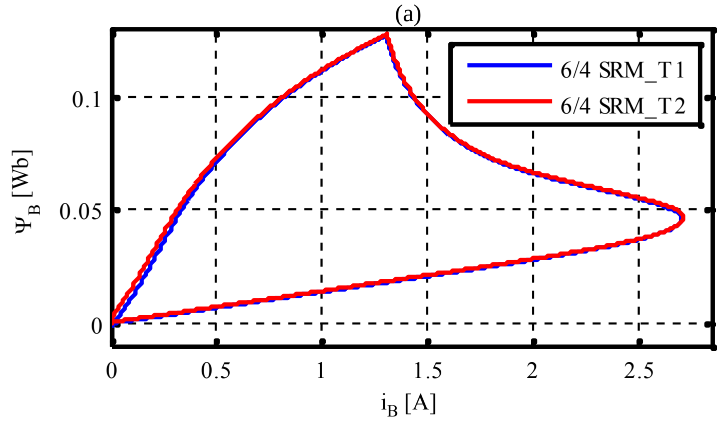
3.9.2.1.5 *Ψ-i* петље фаза мотора

Ψ-i петље фаза 6/4 SRM_T1-a и 6/4 SRM_T2-a у циљу њихове компаративне анализе приказане су на слици 3.57. Оне су у потпуности сагласне са претходном спроведеном анализом утицаја међусобне интеракције фаза на флуксне обухвате, фазне струје и електромагнетски моменат 6/4 SRM-a. Наиме, *Ψ-i* петље посматране фазе 6/4 SRM_T1-a и 6/4 SRM_T2-a су приближно једнаке када су одговарајуће комбинације магнетског поларитета побуђених фаза исте.

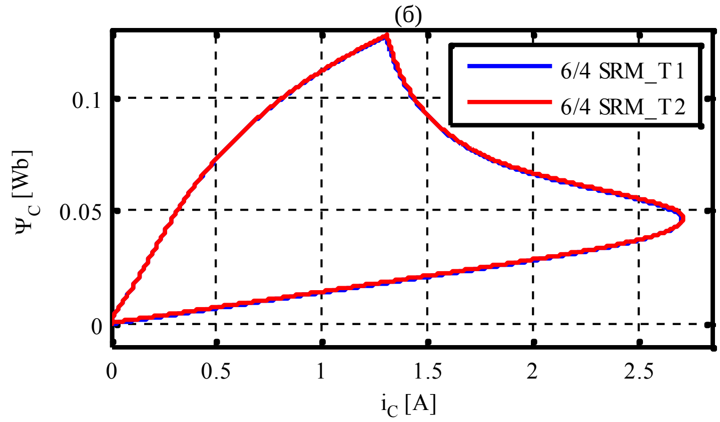
Са друге стране, *Ψ-i* петља посматране фазе је већа када се има различит магнетски поларитет побуђених фаза у односу на исти.



(а)



(б)



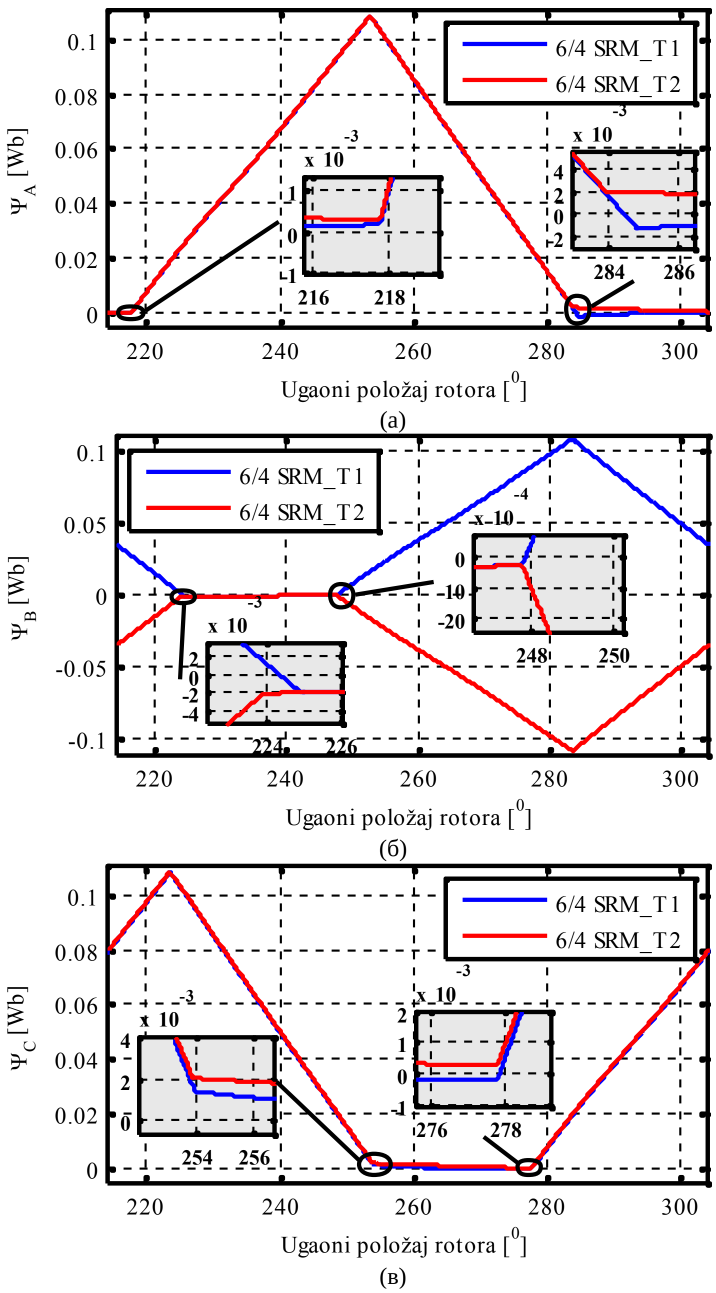
(в)

Слика 3.57 Поређење Ψ-i петљи фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу модела М2.

3.9.2.2 ПРИМЕР 2

Угао вођења у овом примеру резултује интервалима рада мотора када су све фазе истовремено побуђене. Тада на посматрану фазу утичу обе суседне фазе па је оправдано очекивати појаве које се у одређеној мери разликују од оних које су последица истовременог вођења две фазе мотора. Да би се то показало, потребно је посматрати карактеристичне делове анализираних таласних облика и упоредити их са одговарајућим из ПРИМЕРА 1. На основу горе наведног утврдиће се и утицај међусобне интеракције фаза посматраног радног режима на ефективне вредности фазних струја, средњу вредност момента и струје DC линка.

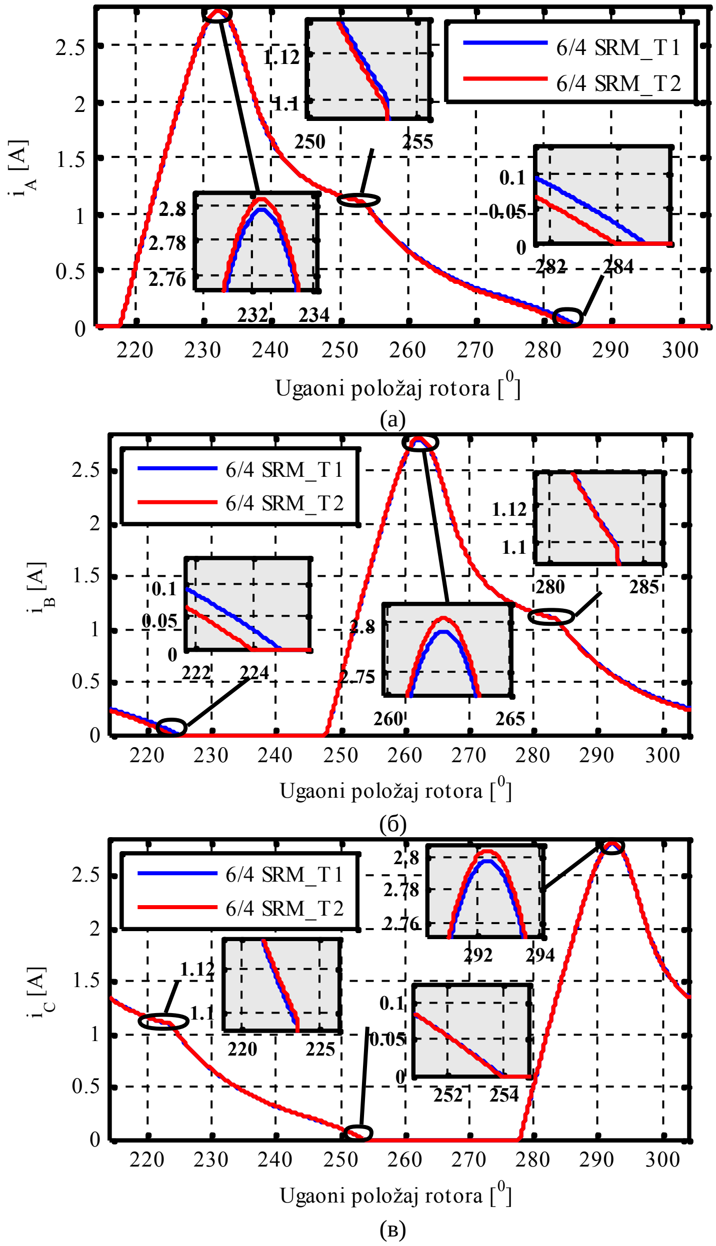
Таласни облици флуксних обухвата фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а посматраног радног режима са увећаним карактеристичним деловима приказани су на слици 3.58. Поредећи одговарајуће карактеристиче делове ПРИМЕРА 1 и 2 могу се јасно уочити разлике које су последица истовремене магнетизације посматране и демагнетизације фазе која је следи. То је најизраженије код фаза A



Слика 3.58 Поређење флуксних обухвата фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијених помоћу модела М2.

и C што је и очекивано узимајући у обзир природу њихове међусобне интеракције и чињенице да је струја фазе B 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а супротног смера. Међутим, оно што је очигледно и очекивано јесте да су поларитети међусобног флукса оба примера, непосредно пре побуђивања посматраних фаза као и по достизању нултих вредности струја сагласни.

Ови ефекти међусобне интеракције фаза се рефлектују и на фазне струје које су приказане на слици 3.59. Наравно, ради једноставнијег поређења, и овде се посматра апсолутна вредност струје фазе B 6/4 SRM_T2-а.



Слика 3.59 Поређење фазних струја 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијених помоћу модела М2.

Као пример утицаја суседних фаза на посматрану, анализираће се интервал магнетизација фазе А на слици 3.59(а) када су истовремено побуђене све три фазе мотора.

Једначина напонске равнотеже фазе А таквог радног режима описана је једначином

$$u_A - Ri_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}. \tag{3.54}$$

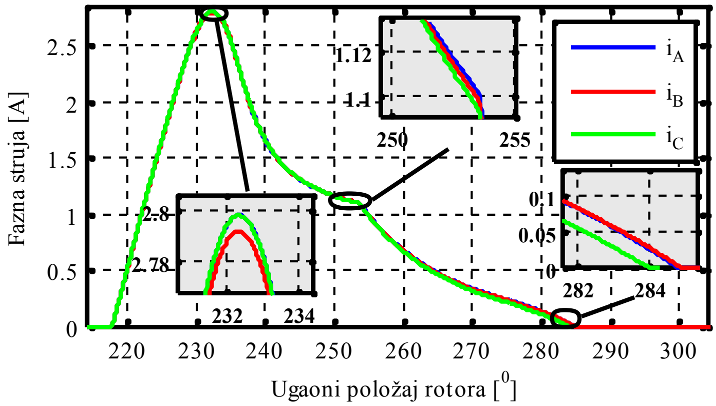
Са друге стране, за исти тај интервал магнетизације фазе А ПРИМЕРА 1, када фаза В није активна важи релација

$$u_A - Ri_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}. \tag{3.55}$$

На основу једначине (3.54) очигледно је да ће струјни реп фазе В утицати на однос струја фазе А 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а, за разлику од ПРИМЕРА 1 где је сагласно једначини (3.55) и секвенци магнетског поларитета фаза, струја i_A 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а практично једнака што и потврђује леви увећани детаљ слике 3.51(а). Наиме, индуковани напон $\partial\Psi_A/\partial i_B \cdot \mathrm{d}i_B/\mathrm{d}t$ који фигурише у једначини (3.54), а последица је промене струје i_B, позитиван је код 6/4 SRM_T1-а, а негативна код 6/4 SRM_T2-а.

Узимајући у обзир и међусобни флукс побуђених фаза, резултујућа електромоторна сила фазе А 6/4 SRM_T2-а је мања у односу на 6/4 SRM_T1-а што за узврат даје већу струју i_A 6/4 SRM_T2-а у односу на 6/4 SRM_T1-а. Као последица тога, већа вредност струје i_A 6/4 SRM_T2-а у односу на 6/4 SRM_T1 се има и након што струја i_B достигне нулту вредност о чему говори леви увећани детаљ на слици 3.59(а). Користећи горе спроведени поступак, могу се на сличан начин објаснити све разлике између фазних струја ова два ПРИМЕРА. Да би се могле упоредити фазне струја 6/4 SRM_T1-а и нагласити разлике које су последица дефинисаног радног режима, таласни облици фазних струја су преклопљени и приказани на слици 3.60.

Суштинска разлика која постоји између фазних струја 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 и 2 последица је међусобне интеракције фаза која се манифестује на различит начин у случају када постоје интервали две и три истовремено побуђене фазе. У поређењу са ПРИМЕРОМ 1, то се пре свега огледа у односу струја фаза В и С јер се посматрана међусобна интеракција фаза у ПРИМЕРУ 2 манифестује

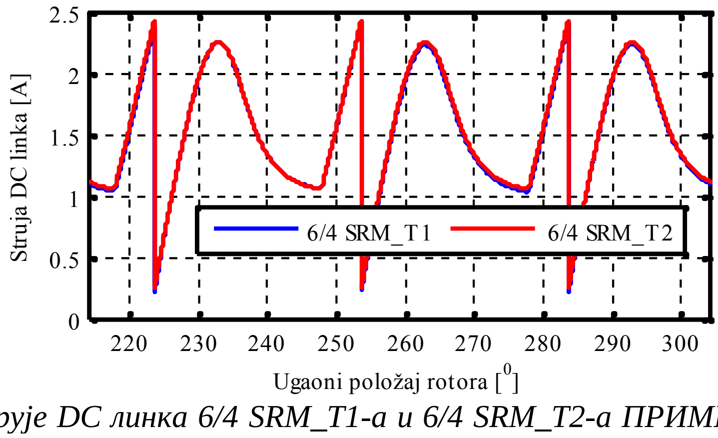


Слика 3.60 Преклопљене фазне струје 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијене помоћу модела М2.

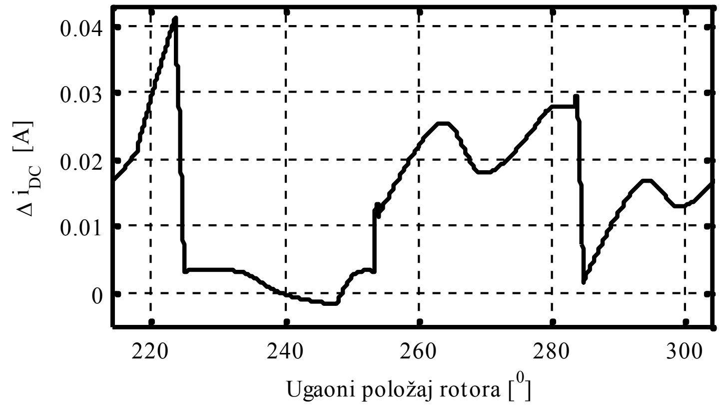
већом струјом фазе C у односу на фазу B.

Ову квалитативну анализу потврђују ефективне вредности фазних струја које су дате у табели 3.17. Наравно, одговарајуће ефективне вредности фазих струја 6/4 SRM_T2-а су исте будући да су им таласни облици исти. Однос ефективних вредности струја одговарајућих фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а је у потпуности сагласан са квалитативним односом фазних струја на слици 3.59. Без обзира на ефекте међусобне интеракције свих побуђених фаза, природа међусобне интеракције је таква да два краћа струјна репа 6/4 SRM_T2-а, сагласно сликама 3.59(а) и 3.59(б), резултују већом средњом струјом DC линка у односу на 6/4 SRM_T1 чије је поређење дато у табели 3.17. Одговарајући таласни облици струја DC линка као и њихова разлика $\Delta i_{\mathrm{DC}}=(i_{DC}^{6/4\ SRM\_T2}-i_{DC}^{64\ SRM\_T1})$ [A] на сликама 3.61 и 3.62 респективно потврђују претходни закључак.

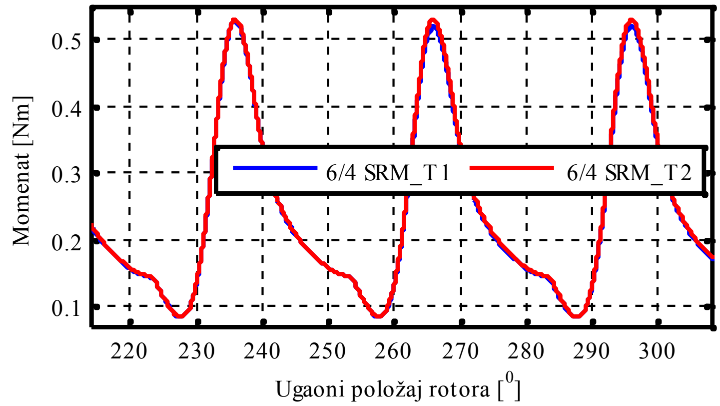
Таласни облици електромагнетског момента 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а као и њихова разлика на сликама 3.63 и 3.64, респективно, такође потврђују



Слика 3.61 Струје DC линка 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 добијене помоћу модела М2.



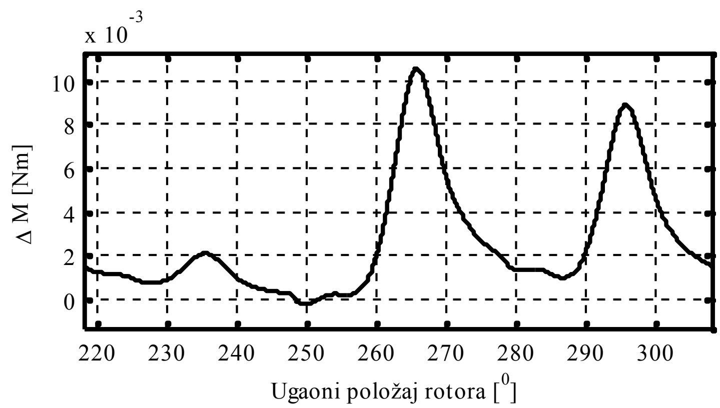
Слика 3.62 Разлика струја DC линка 6/4 SRM_T2-а и 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 2 добијена помоћу модела М2.



Слика 3.63 Поређење електромагнетских момената 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијених помоћу модела М2.

закључак да се током истовременог вођења суседних фаза мотора има већи моменат када су посматране фазе различитог магнетског поларитета о чему говоре и средње вредности у табели 3.17.

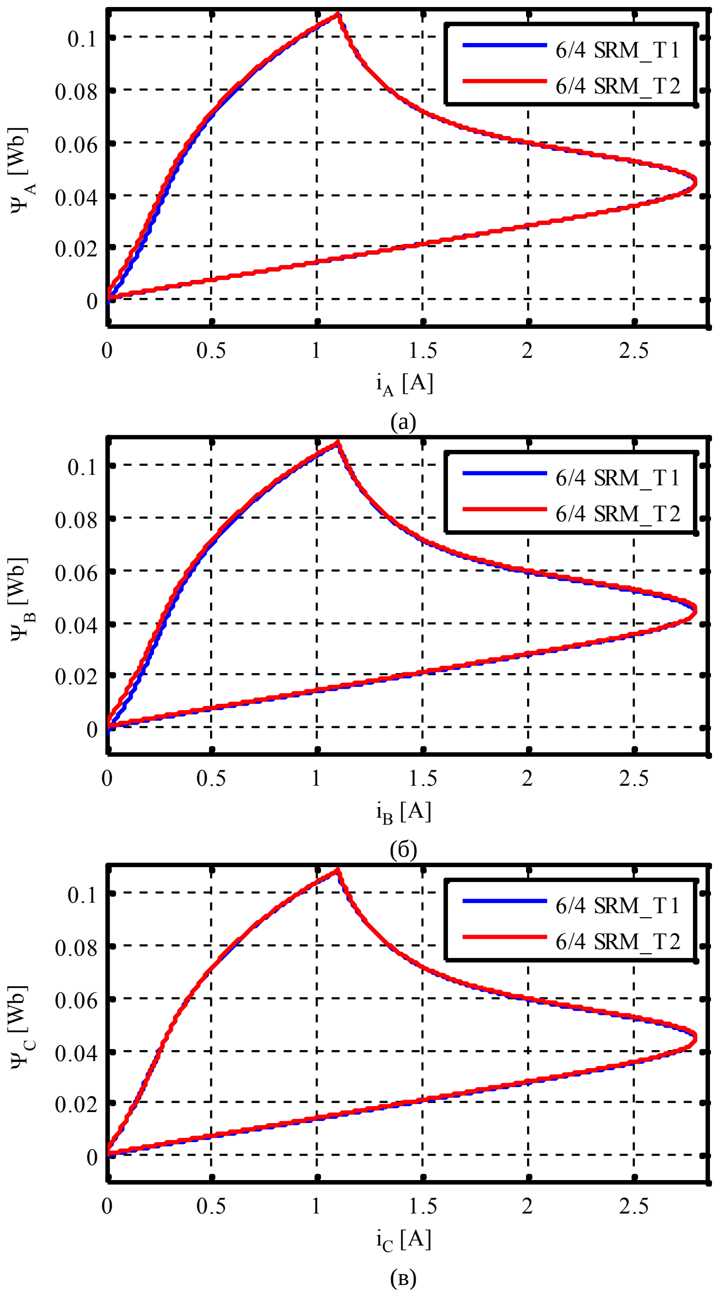
Ψ-i петље фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а на слици 3.65, као и у ПРИМЕРУ 1, иду у прилог закључцима о утицају међуособне интеракције фаза на флуксне обухвате и електромагнетски моменат.



Слика 3.64 Разлика електромагнетских момената 6/4 SRM_T2-а и 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијена помоћу модела М2.

Табела 3.17 Поређење симулационих резултата 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијених помоћу модела М2.

	Нови аналитички модел	
	6/4 SRM_T1	**6/4 SRM_T2**
I_A **[A]**	1.1540	1.1547
I_B **[A]**	1.1525	1.1547
I_C **[A]**	1.1533	1.1547
I_{DC} **[A]**	1.5079	1.5217
M_{em} **[Nm]**	0.2429	0.2452



Слика 3.65 Поређење Ψ-i петљи фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијених помоћу модела М2.

3.9.2.3 Поређење перформанси 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а

Поређење перформанси 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а се врши на сличан начин као што је то урађено у случају поређења перформанси 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у одељку 3.9.1.3. Код 6/4 SRM-а са слике 3.9(а), који уједно представља и попречни пресек експерименталног мотора, пречник жице је D_{Cu}=0.5 mm. Површина попречног пресека жице је $S_{Cu}= D_{Cu}^2/4\cdot\pi$=0.1963 mm^2 па је усвајајући густину струје од J_n=6 A/ mm^2 номинална струја $I_n= J_n\cdot S_{Cu}$=1.2 A.

У табелама 3.18 и 3.19 је за опсег брзина од 700 ob/min до 6700 ob/min са кораком од 300 ob/min и оптимално одређене контролне параметре дата средња ефективна вредност фазних струја, I_{eff}, средња вредност електромагнетског момента, M_{em}, однос M_{em}/I_{eff}, снага мотора P и струја DC линка I_{DC} 6/4 SRM_T1-а и

Табела 3.18 Перформансе 6/4 SRM_T1-а које одговарају оптимално одређеним контролним параметрима добијене помоћу модела М2.

n_m [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{isk} [°]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	P [W]	I_{DC} [A]
700	55	77.2	1.1995	0.4853	0.4046	35.5743	0.7896
1000	53.6	73.7	1.1991	0.4865	0.4057	50.9462	1.0313
1300	51.1	75.4	1.1978	0.477	0.3982	64.9367	1.2018
1600	48.8	76.1	1.1999	0.4499	0.3749	75.3815	1.3022
1900	46.9	76.5	1.1994	0.4146	0.3457	82.4919	1.3449
2200	45.2	76.5	1.1998	0.3827	0.3190	88.1678	1.3845
2500	43.7	76.6	1.1993	0.3533	0.2946	92.4937	1.4217
2800	42.4	77.4	1.1991	0.3281	0.2736	96.2039	1.4635
3100	41.2	78.4	1.1993	0.3049	0.2542	98.9801	1.4992
3400	40	78.8	1.1996	0.2855	0.2380	101.651	1.531
3700	38.8	78.6	1.1995	0.2686	0.2239	104.073	1.5633
4000	37.6	77.9	1.1997	0.2554	0.2129	106.982	1.5967
4300	36.5	77.7	1.1994	0.2421	0.2019	109.016	1.6213
4600	35.5	77.9	1.1970	0.2294	0.1917	110.504	1.6366
4900	35.5	77.8	1.1249	0.2035	0.1809	104.421	1.534
5200	35.5	77.7	1.0612	0.1818	0.1713	98.9979	1.4423
5500	35.5	77.7	1.0050	0.1636	0.1628	94.2268	1.3615
5800	35.5	77.6	0.9541	0.1475	0.1546	89.5878	1.2893
6100	35.5	77.5	0.9081	0.1342	0.1478	85.7257	1.2245
6400	35.5	77.5	0.8670	0.1226	0.1414	82.1673	1.1663
6700	35.5	77.5	0.8295	0.1124	0.1355	78.8624	1.1134

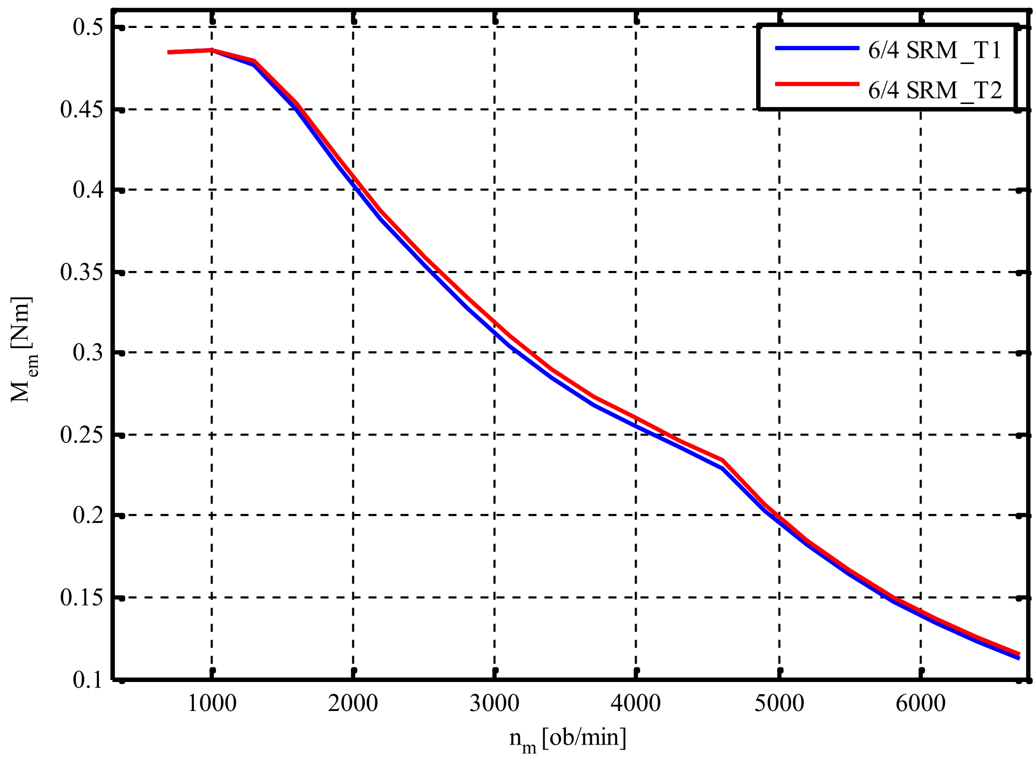
Табела 3.19 Перформансе 6/4 SRM_T2-а које одговарају оптимално одређеним контролним параметрима добијене помоћу модела М2.

n_m [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{isk} [°]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	P [W]	I_{DC} [A]
700	55	72.7	1.1995	0.4853	0.4046	35.5743	0.7896
1000	53.7	73.9	1.1988	0.4866	0.4059	50.9566	1.0313
1300	51.1	75.3	1.1977	0.4794	0.4003	65.2634	1.2114
1600	48.8	76	1.1995	0.4536	0.3782	76.0014	1.3184
1900	46.9	76.4	1.1988	0.4196	0.3500	83.4868	1.3574
2200	45.2	76.5	1.1999	0.3874	0.3229	89.2506	1.402
2500	43.7	76.7	1.1996	0.3592	0.2994	94.0383	1.4374
2800	42.4	77.6	1.1997	0.3337	0.2782	97.846	1.4793
3100	41.2	78.6	1.1993	0.3102	0.2587	100.701	1.5147
3400	40	79	1.1993	0.2903	0.2421	103.36	1.5465
3700	38.8	78.8	1.1996	0.2736	0.2281	106.01	1.5797
4000	37.6	77.9	1.1995	0.2598	0.2166	108.825	1.6137
4300	36.5	77.6	1.1999	0.2465	0.2054	110.998	1.6408
4600	35.5	77.9	1.1995	0.2338	0.1949	112.624	1.6606
4900	35.5	78	1.1284	0.2075	0.1839	106.474	1.5554
5200	35.5	77.9	1.0644	0.1854	0.1742	100.958	1.4625
5500	35.5	77.8	1.0074	0.1666	0.1654	95.9547	1.3803
5800	35.5	77.7	0.9563	0.1504	0.1573	91.3491	1.3072
6100	35.5	77.7	0.9108	0.1369	0.1503	87.4504	1.2418
6400	35.5	77.6	0.8690	0.1251	0.1440	83.8428	1.1826
6700	35.5	77.6	0.8314	0.1147	0.1380	80.4761	1.129

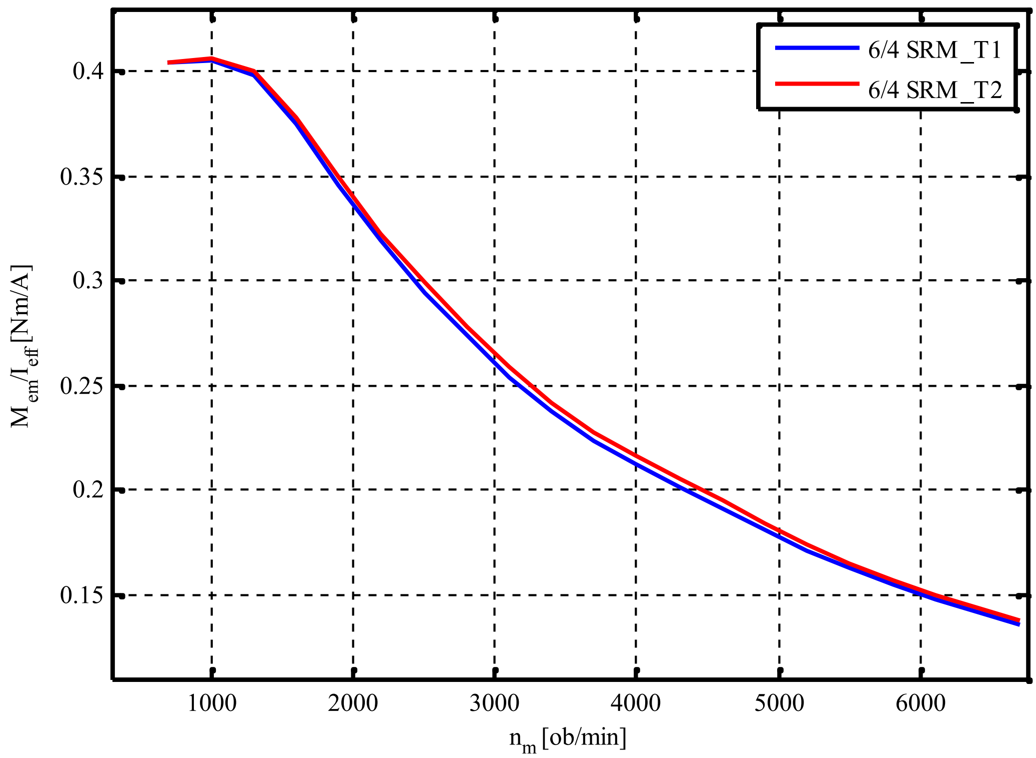
6/4 SRM_T2-а, респективно.

Посматрајући слике 3.66 и 3.67 закључује се да 6/4 SRM_T2 на целом опсегу посматраних брзина има већу вредност момента као и однос M_{em}/I_{eff} у односу на 6/4 SRM_T1. Дакле, очигледно је да се за секвенцу магнетског поларитета фаза 6/4 SRM_T2 постижу боље перформансе у односу на 6/4 SRM_T1 због већег броја комбинације различитог магнетског поларитета као што је то био случај за 8/6 SRM_T2-а у односу на 8/6 SRM_T1.

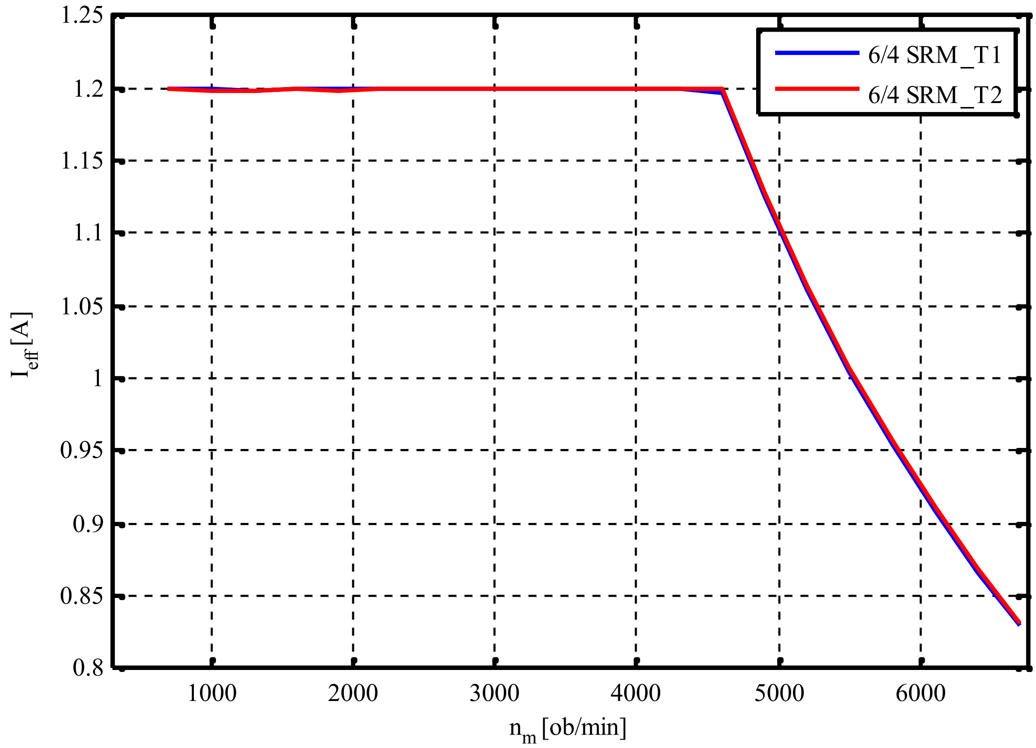
Понашање струје I_{eff} и I_{DC} као и снаге мотора P на сликама 3.68-3.70 сагласно је са закључцима који су изведени у одељку 3.9.1.3 при чему је од интереса уочити да је основна брзина 6/4 SRM-а износи око 1000 ob/min док је брзина при којој моменат опада пропорционално квадрату брзине око 4600 ob/min. Поредећи



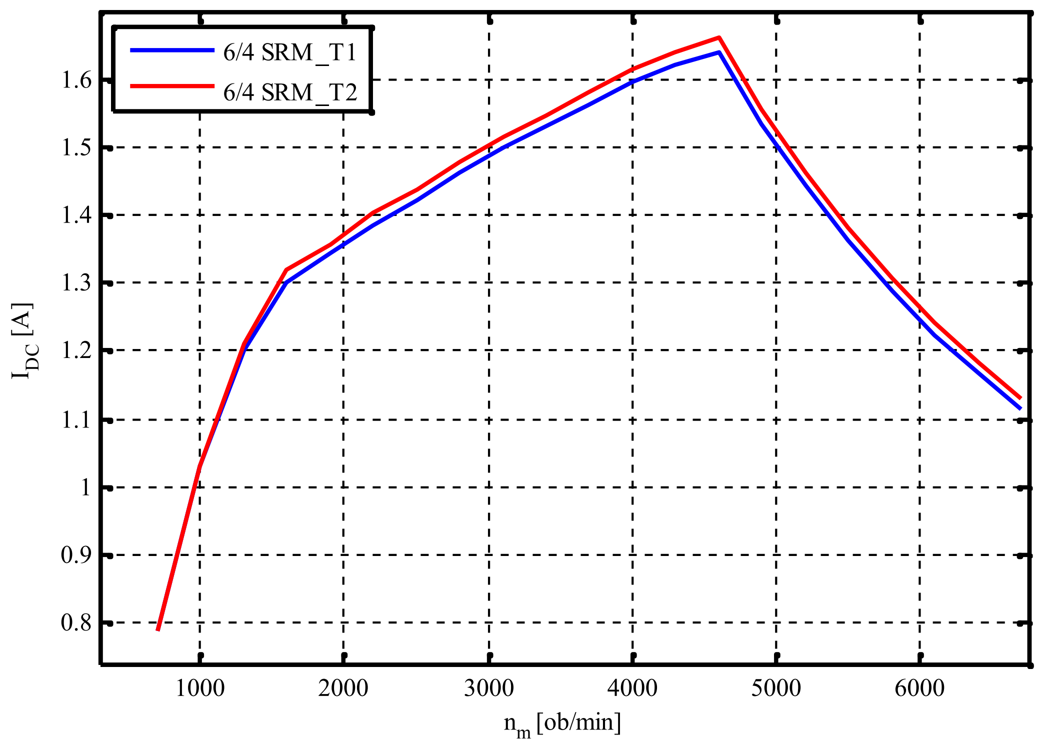
Слика 3.66 Експлоатационе карактеристике 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а добијене помоћу модела M2.



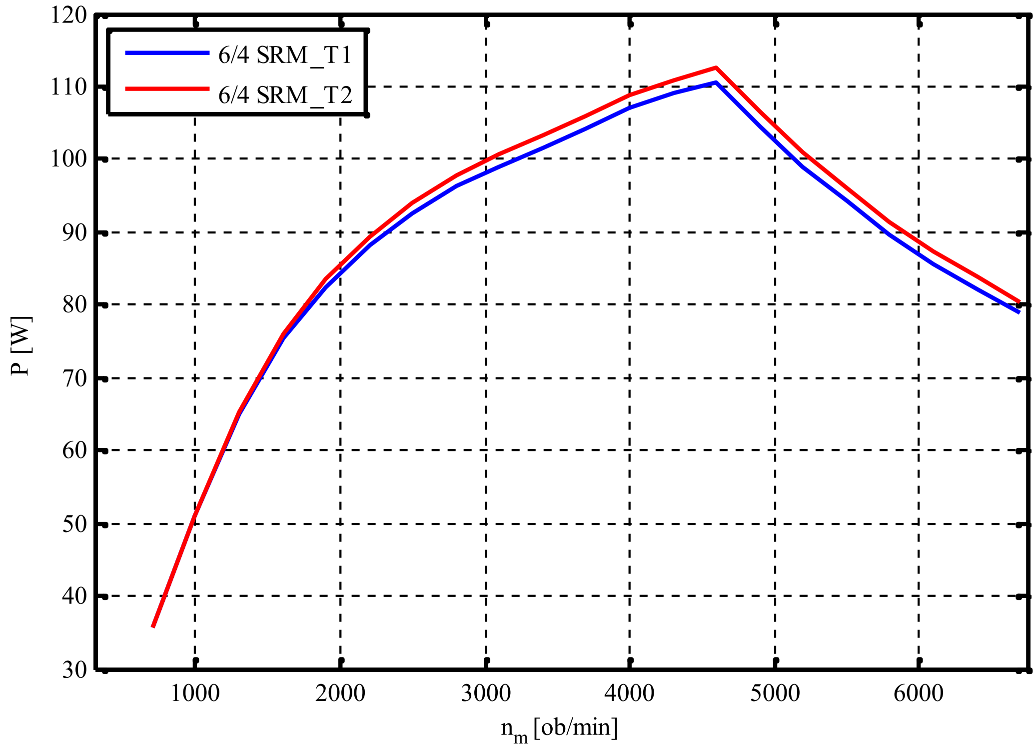
Слика 3.67 M_{em}/I_{eff} 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијени помоћу модела M2.



Слика 3.68 Средње ефективне вредности фазних струја 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу модела М2.



Слика 3.69 Средње вредности струја DC линка 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу модела М2.



Слика 3.70 Снаге 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу модела M2.

одговарајуће перформансе 6/4 и 8/6 SRM-а, потврђује се и закључак из одељка 3.8 да је утицај међусобне интеракције фаза на перформансе мотора израженији код 8/6 SRM-а у односу на 6/4 SRM.

4 МОДЕЛОВАЊЕ SRM-a МЕТОДОМ КОНАЧНИХ ЕЛЕМЕНАТА И ВЕРИФИКАЦИЈА НОВОГ АНАЛИТИЧКОГ МОДЕЛА

У овом поглављу је представљен поступак моделовања прекидачког релуктантног мотора помоћу софтверског алата који се базира на прорачуну електромагнетског поља методом коначних елемената (Finite Element Method-FEM). Сврха FEM модела је верификација добијених резултата и закључака из трећег поглавља који су добијени коришћењем новог аналитичког модела као и анализа утицаја међусобне интеракције фаза на губитке у гвожђу SRM-a. Касније, у петом поглављу, развијени FEM модел се користи као алат за анализу утицаја топологије инвертора на рад SRM-a.

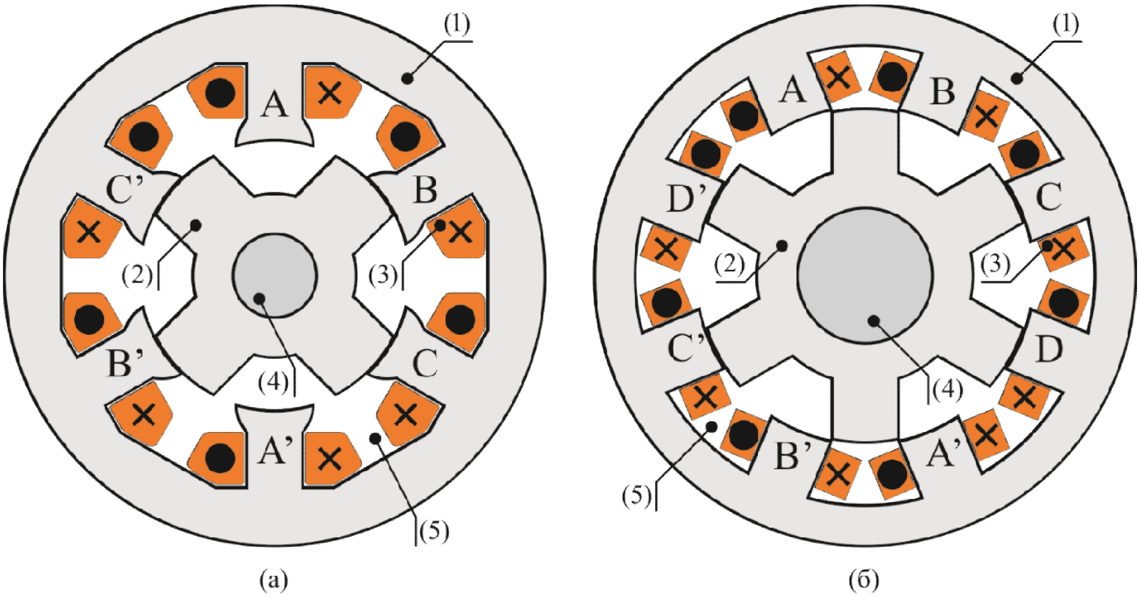
Опис и развој FEM модела са основним једначинама за прорачун магнетског поља, електромагнетског момента као и губитака у машини приказан је у потпоглављу 4.1. Након формирања транзијентног FEM модела, у потпоглављу 4.2 се врши верификација новог аналитичког модела и изведених закључака о утицају међусобне интеракције фаза на перформансе погона са SRM-ом кроз поређење добијених резултата ова два модела. Утицај резултујућег магнетског засићења на карактеристике мотора током међусобне интеракције фаза анализиран је у потпоглављу 4.3 помоћу магнетостатичке FEM анализе. На крају, предмет истраживања потпоглавља 4.4 је утицаја међусобне интеракције фаза на губитке у гвожђу.

4.1 Опис и развој FEM модела SRM-a

Метода коначних елемената се користи за прорачун расподеле електромагнетског поља у коначном простору (домену). Базира се на подели домена на велики број ситних елемената (троуглова односно тетраедара у колико је домен у 3D) за које се поставља и решава систем Максвелових парцијалних диференцијалних једначина квазистационарног електромагнетског поља [146]. Данас се за нумеричко решавање постављеног система диференцијалних једначина углавном користе готови софтверски алати. На тај начин се долази до информације о вредности електромагнетског поља у сваком елементу мреже односно до расподеле поља у посматраном домену. Из расподеле поља се даље може одредити расподела струја, моменат и губици у машини. FEM софтверски пакет који се користи у овој докторској дисертацији поред наведеног омогућава и моделовање инвертора којим се напаја SRM чиме се пружа могућност дефинисања транзијентних симулација што је кључно за верификацију новог аналитичког модела и појава везаних за међусобну интеракцију фаза. Самим тим, на основу резултата транзијентних симулација може се сагледати и разумети природа интеракције SRM-а и инвертора који га напаја. Кораци у развоју FEM модела дати су у наставку.

4.1.1 Формирање геометрије

Први корак у FEM моделовању представља формирање 2D геометрије, односно домена у коме се одређује расподела магнетског поља. Попречни пресек машина који представља домен за прорачун електромагнетског поља посматраних конфигурација SRM-а у FEM моделу приказан је слици 4.1. Димензије домена одговарају улазним подацима новог аналитичког модела које су дефинисане у табели 3.3 сагласно слици 3.9. Прекидачке релуктантне машине се могу моделовати са великом тачношћу у 2D пошто имају углавном исту расподелу поља по попречном пресеку дуж аксијалне осе. Међутим, дводимензионална анализа применом FEM–а не може да узме у обзир ефекат крајева намотаја као



Слика 4.1 Домен за прорачун магнетског поља (а) 6/4 SRM-а и (б) 8/6 SRM-а у FEM моделу: (1) статорско магнетско коло, (2) роторско магнетско коло, (3) фазни намотаји, (4) осовина мотора и (5) ваздушни простор између статорског, роторског магнетског кола и фазних намотаја.

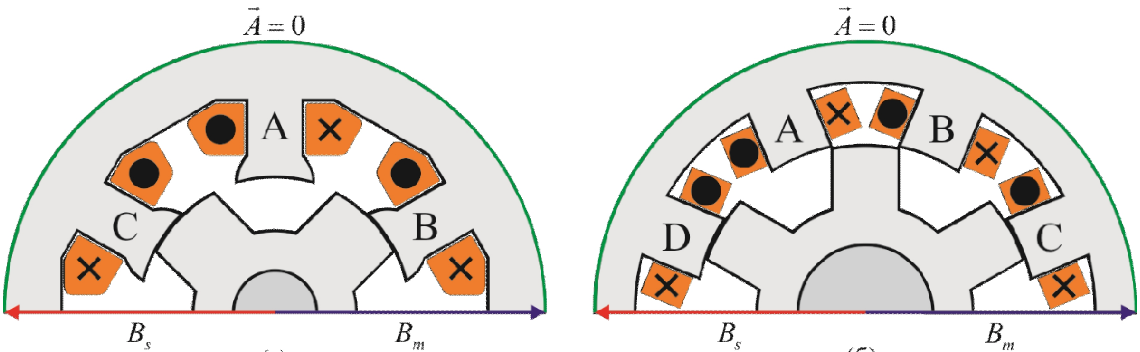
што то чини тродимензионални модел. Немоделовање делова фазних намотаја ван магнетског кола статора доводи до грешке у односу на 3D FEM модел и због тога се увек мора имати у виду грешка коју такво моделовање доноси. У коришћеном софтверском пакету ефекат крајева намотаја је узет у обзир на индиректан начин преко индуктивности расипања крајева, као сконцентрисаног параметра у екстерном електричном колу за напајање машине.

Треба нагласити да је решавање 2D проблема доста једноставније у односу на 3D модел пошто је број елемената мреже, па тиме и систем диференцијалних једначина много мањи. Такође, 3D модел захтева изузетно велике хардверске ресурсе који обично нису доступни, па наведени приступ моделовања ефеката крајева намотаја представља компромис 2D и 3D моделовања прекидачког релуктантног мотора.

4.1.2 Дефинисање граничних услова

Будући да се симетричност машине може искористити у сврху упрошћења модела и убрзања решавања проблема, код SRM-а је довољно посматрати половину попречног пресека машина са слике 4.1. Да би се уважила симетричност проблема, на граничним линијама домена који чини половину попречног пресека са слике 4.1 дефинише се “*master-slave*” гранични услов сагласно слици 4.2.

“*Master-slave*” гранични услов узима у обзир чињеницу да магнетско поље у свакој тачки “*Slave*” граничне површине (црвена линија) одговара по амплитуди и смеру (или супротном смеру) одговарајућој тачки “*Master*” граничне површине (плава линија). Дакле, важи услов B_s=-B_m. На овај начин решавањем само половине геометрије долази се до комплетног решења множењем добијених



Слика 4.2 Гранични услови на крајевима домена за прорачун магнетског поља (а) 6/4 SRM-а и (б) 8/6 SRM-а који уважавају њихову симетричност.

резултата момента и снаге губитака са фактором периодичности који је у овом случају 2.

За спољашњу ивицу машине (зелена линија) дефинише се Дириклеов гранични услов [145] који гласи

$$\vec{A} = 0 \tag{4.1}$$

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

4.1.3 Дефинисање фазних намотаја и екстерног кола

Пошто је избор магнетског поларитета фазног намотаја произвољан и зависи од смера фазне струје, у циљу исправног поређења новог аналитичког и FEM модела, поред геометријске идентичности неопходно је да распоред и референтни смер фазних намотаја ова два модела буде исти. У складу са овим условом, фазни намотаји у FEM моделу су формирани тако да одговарају слици 3.9 која представља основу за развој аналитичког модела 6/4 и 8/6 SRM-а. Дакле, ознака “×” представља проводнике у којима постоји струја у смеру од посматрача, док ознака “$\bullet$” представља проводнике у којима је струја у смеру ка посматрачу при чему су ове ознаке везане за референтни, позитиван смер струје као у новом аналитичком моделу. Број навојака по фази мотора је дефинисан у табели 3.3.

Фазе статорског намотаја се напајају из екстерног кола. Екстерно коло се састоји од одговарајуће топологије инвертора и драјверског кола у коме је имплементирана логика управљања. У досадашњој анализи топологија инвертора којом се напајају дефинисане конфигурације SRM-а је виртуализована. Дакле, сматрало се да инвертор омогућава потпуно независно управљање фазама мотора, без ограничења које намеће топологија претварача.

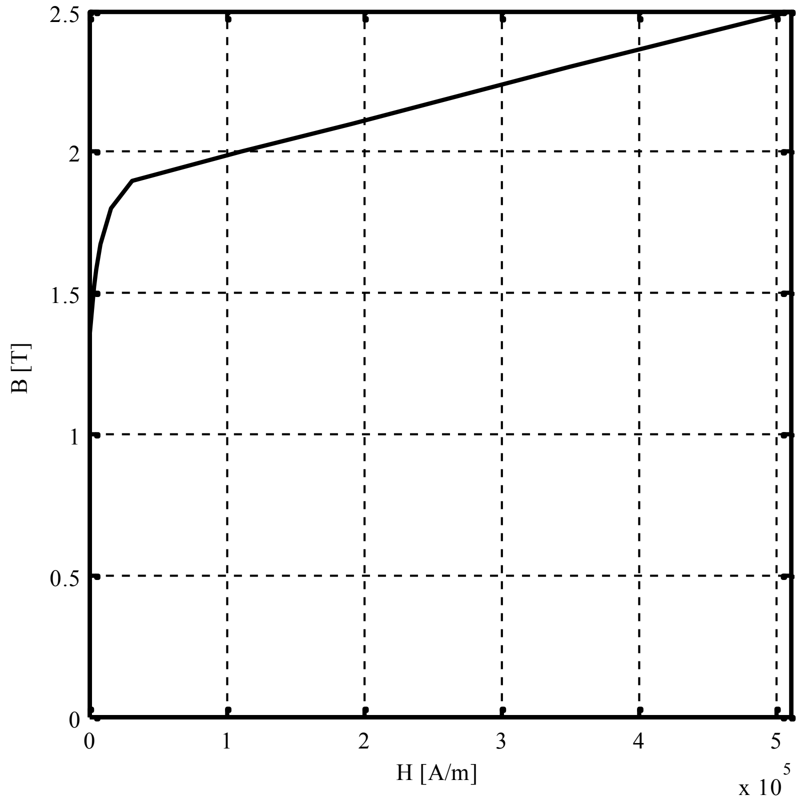
Због тога, виртуализовани инвертор је моделован АПИ-ом будући да он у потпуности омогућава наведене захтеве сагласно одељку 2.6. Треба нагласити да се негативан смер фазних струја, за потребе моделовања дефинисаних типова SRM-а, обезбеђује укрштањем крајева одговарајући фаза мотора. Поред наведеног, екстерно коло садржи и пригушницу редно везану са напоном напајања и статорском отпорношћу којом се компензује занемарење крајева намотаја у 2D представи машине. Њена индуктивност представља индуктивност расипања крајева намотаја чије одређивање омогућава аналитички модул софтверског пакета који се користи.

4.1.4 Особине материјала

Након формирања геометрије, дефинисања граничних услова и фазних намотаја потребно је сваком делу домена за прорачун магнетског поља доделити одговарајући материјал. У ту сврху, означеним деловима домена са слике 4.1 додељени су материјали са основним карактеристикама које су дате су у табели 4.1. *B-H* карактеристика лима статорског и роторског магнетског кола је приказана на слици 4.3.

Табела 4.1 Особине материјала делова домена за прорачун магнетског поља.

Део	**Материјал**	**Карактеристике**	
(1), (2)	Лим *M19-24G*	k_v; k_h; k_d	1.41; 178.5; 1.79
		d [mm]	0.2
		σ [MS/m]	2
(3)	бакар	σ = 56 MS/m, μ_r = 1	
(4)	ваздух	σ = 0, μ_r = 1	
(5)	челик	σ = 1.1 MS/m, μ_r = 1	

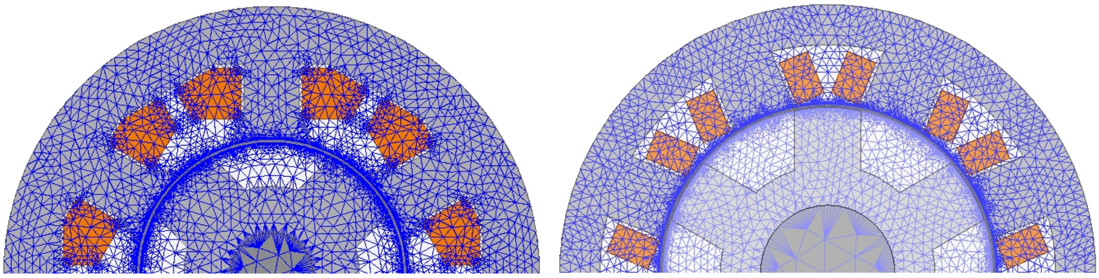


Слика 4.3 B-H карактеристика магнетског лима M19-24G.

4.1.5 Дефинисање мреже коначних елемената

Број елемената мреже у појединим деловима домена је од великог значаја за тачност израчунавања магнетског поља, момента и губитака у машини. У коришћеном софтверском пакету кориснику је омогућено подешавање максималне величине елемената мреже за сваки део геометрије. Код обртних електричних машина од велике је важности прецизно израчунавање магнетског поља у ваздушном зазору, јер оно директно утиче на тачност електромагнетског момента. Код прекидачког релуктантног мотора, то се односи на зону преклапања статорских и роторских полова.

Према [145] довољно је усвојити да је величина елемената мреже у зазору три пута мања од ширине ваздушног зазора. Са друге стране, у циљу добијања што прецизнијих губитака у гвожђу потребно је дефинисати одговарајућу величину елемената мреже у магнетском колу статора и ротора. Усвајањем максималне величина мреже од 2 mm за 8/6 SRM односно 2.2 mm за 6/4 SRM програм генерише мрежу довољне густине у магнетском колу. Показује се да даље смањење величине мреже не повећава тачност модела али при томе значајно успорава симулацију. Генерисана мрежа коначних елемената посматраних мотора приказана је на слици 4.4.



(а) (б)

Слика 4.4 Генерисана мрежа коначних елемената (а) 6/4 SRM-а и (б) 8/6 SRM-а.

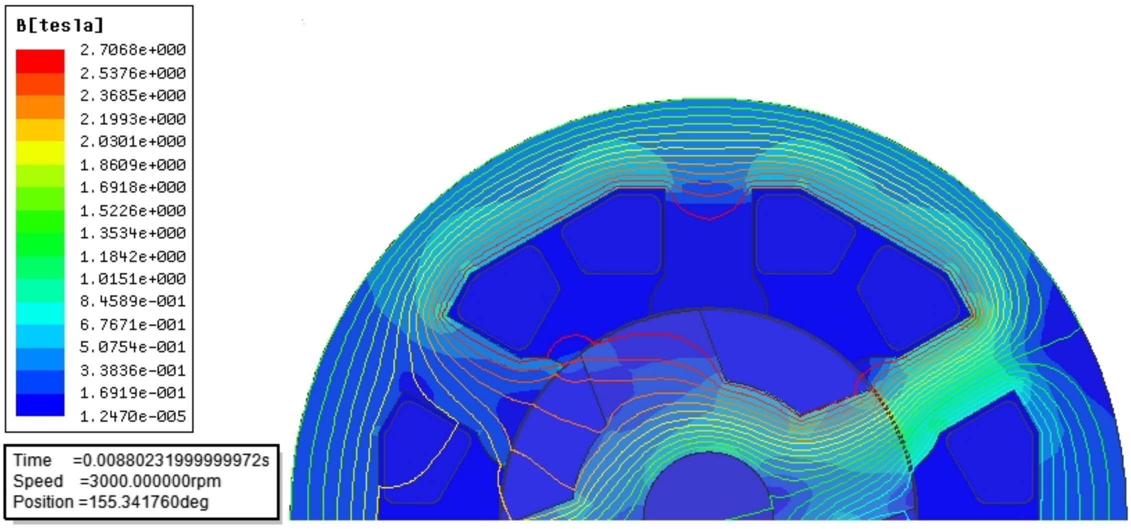
4.1.6 Прорачун поља

Код обртних електричних машина, систем Максвелових једначина за сваки елемент 2D проблема своди се на једну једначину по магнетском вектор потенцијалу [146]

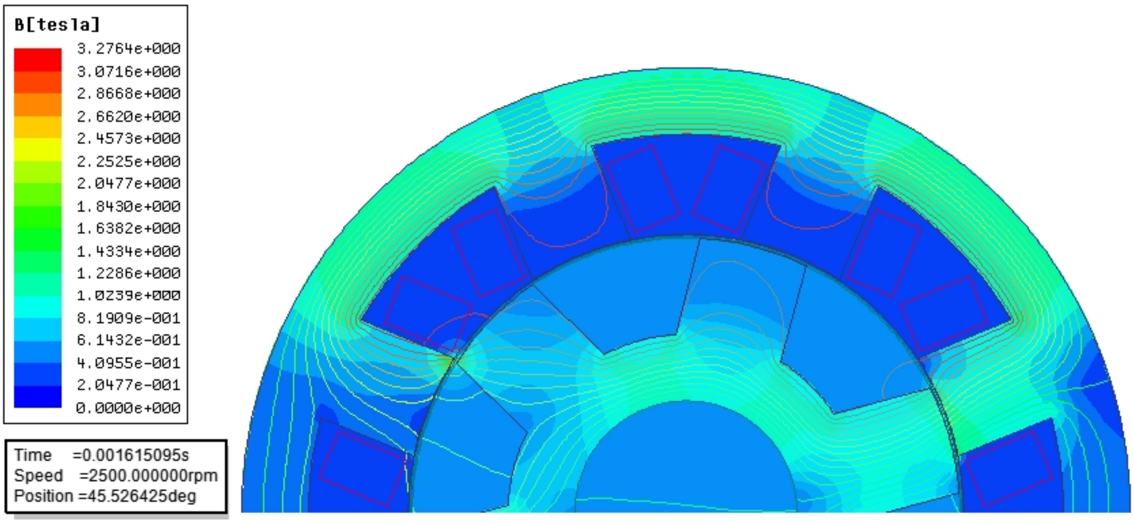
$$\nabla\times\frac{1}{\text{«}}\times\nabla\vec{A}=\vec{J_S}-\pm\cdot\frac{\partial\vec{A}}{\partial t}-\pm\cdot\nabla V+\pm\cdot\vec{v}\times\nabla\times\vec{A}, \tag{4.2}$$

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

Када се једначина (4.2) примени на сваки елемент мреже, добија се систем диференцијалних једначина чије решавање даје вредност вектора A у сваком делу домена у сваком временском интервалу транзијентне симулације. На овај начин је дефинисана и вредност магнетске индукције у свакој тачки домена чиме се пружа могућност одређивања електромагнетског момента и губитака у машини. Примери расподеле поља и индукције у једном положају ротора моделованих машина приказани су на слици 4.5.



(а)



(б)

Слика 4.5 Расподела магнетског поља и индукције у посматраном положају ротора (а) 6/4 SRM-а и (б) 8/6 SRM-а.

4.1.7 Одређивање губитака у магнетском колу

Губици у гвожђу се рачунају тако што се формуле

$$P_{vi} = V_i k_v \left(f_i B_{mi} \right)^2 , \tag{4.3}$$

$$P_{hi} = V_i k_h f \left(B_{mi} \right)^2 , \tag{4.4}$$

$$P_{di} = V_i k_d \left(f_i B_{mi} \right)^{1.5} , \tag{4.5}$$

из [146] примењују на сваки елемент мреже при чему су P_{vi}, P_{hi} и P_{di} губици услед вихорних струја, хистерезиса и додатни губици. Запремина која фигурише у наведеним формулама представља запремину једног коначног елемента мреже

$$V_i = \Delta \cdot L, \tag{4.6}$$

где је Δ површина једног елемента а L дужина магнетског кола.

Коефицијенти губитака k_v, k_h и k_d су дефинисани у табели 4.1, док су f_i и B_{mi} фреквенција и индукција магнетског поља у посматраном елементу мреже. Програм на крају сваког временског интервала сумира губитке у свим елементима мреже чиме се добијају укупни губици у магнетском колу.

4.1.8 Прорачун губитака у статорском намотају

Укупна снага губитака статорског намотаја прекидачког релуктантног мотора са N фаза се рачуна на основу формуле

$$P_{\gamma Cu} = \sum_{i=1}^{N} P_{\gamma i} , \tag{4.7}$$

при чему се снага губитака i-те фазе мотора $P_{\gamma i}$ одређује као

$$P_{\gamma i} = R_S \cdot I_{i,eff}^2 . \tag{4.8}$$

У једначини (4.8) R_S представља отпорност фазног намотаја а $I_{i,eff}$ ефективну вредност струје одговарајуће фазе мотора која се рачуна у оквиру FEM програма. Претходно, у оквиру екстерног електричног кола дефинисана је отпорност фазног намотаја.

4.1.9 Прорачун момента

Моменат који делује на ротор израчунава се помоћу формуле за Лоренцов моменат (силу) [146]

$$M = \frac{1}{\mu_0} \cdot \int_S \vec{r} \times ((\vec{B} \cdot \vec{n}) \cdot \vec{B} - \frac{\vec{B}^2 \cdot \vec{n}}{2}) \mathrm{dS} , \tag{4.9}$$

где је S површина ротора, dS површина текућег коначног елемента ротора, r растојање текућег елемента од осе ротације ротора, $\vec{B}$ вектор магнетске индукције на месту текућег елемента, $\vec{n}$ јединични вектор нормалан на интеграциону површ текућег елемента и μ_0 магнетска пермеабилност ваздуха.

4.1.10 Дефинисање параметара транзијентих и магнетостатичких FEM симулација

Формирани FEM модели који одговарају дефинисаним магнетским секвенцама 8/6 и 6/4 SRM-а из одељка 3.4 и служе за верификацију свих добијених резултата из трећег поглавља решавају се користећи транзијентне FEM симулације. Временски интервал трајања симулације је дефинисан релацијом T=60000/n_m [ms] и он одговара једном обртају ротора, при чему n_m[ob/min] представља брзину обртања ротора у посматраном радном режиму.

У циљу добијања што тачнијег таласног облика жељених величина, тежи се да корак симулације буде што мањи. То је нарочито битно током преклапања статорског и роторског пола, јер је тада најизраженији ефекат засићења и брзина промене магнетског поља у машини. Због тога, временски корак симулације Δt [ms] је неопходно смањивати са повећањем брзине пошто инкремент угаоног помераја ротора дефинише релација $\Delta\theta_m=6\cdot n_m\cdot\Delta t/1000$ [°]. За нумеричко решавање система парцијалних диференцијалних једначина користи се метод *Runge-Kutta*.

Код магнетостатичког FEM модел, чија је сврха да се истражи утицај резултујућег магнетског засићења на флуксни обухват, међусобни флукс и електромагнетски моменат, пошто је ротор укочен корак симулације не утиче на његову тачност. У овом случају симулације се врше за дискретне положаје ротора при чему струја у фазама које су побуђене има константну вредност.

4.2 Верификација новог аналитичког модела и закључака о утицају међусобне интеракције фаза на перформансе погона са SRM-ом FEM моделом

Тачност новог аналитичког модела се утврђује поређењем одговарајућих резултата са резултатима транзијентног FEM модела. Циљ је показати да ли су појаве услед међусобне интеракције фаза моделоване на коректан начин јер то омогућава, сагласно одељку 3.3, тачнију предикцију карактеристика SRM-а у односу на моделе који не узимају у обзир те појаве.

Са друге стране, пошто је број улазних параметара овог модела који се одређују мерењем или коришћењем методе коначних елемената минималан, он због своје брзине, тачности и једноставности постаје боље решење од постојећих [97]–[109] јер они због своје сложености нису подесни за потребе динамичких симулација које су неопходне у поступку пројектовања, оптимизације геометрије мотора и његовог управљања.

Утицај међусобне интеракције фаза на перформансе SRM-а је детаљно анализиран у одељку 3.9 користећи нови аналитички модел. При томе, изведени су одређени закључци, утврђене секвенце магнетског поларитета фаза за које се постижу најбоље перформансе мотора као и саме перформансе. Горе наведени резултати захтевају верификацију и она се врши одговарајућим резултатима транзијентног FEM модела.

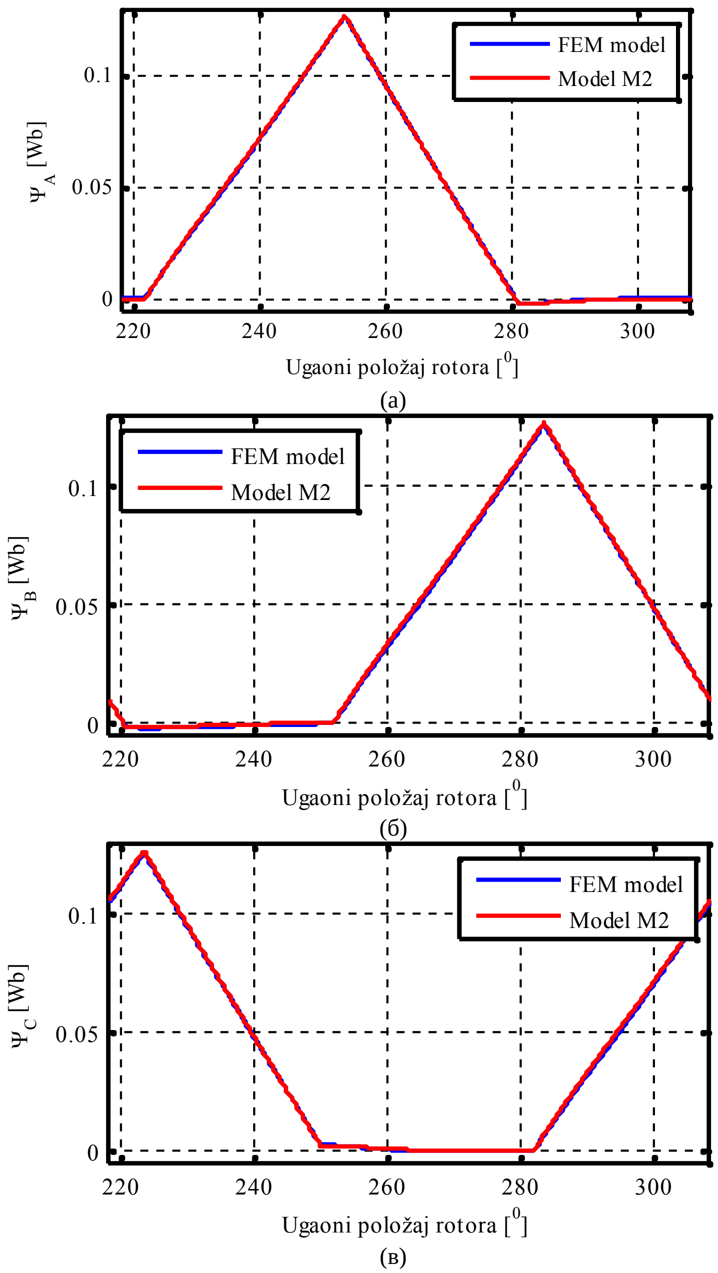
4.2.1 Верификација новог аналитичког модела

У циљу верификације новог аналитичког модела потребно је извршити компаративну анализу таласних облика флуксних обухвата, фазних струја и електромагнетског момента M2 и FEM модела као и одговарајућих ефективних вредности фазних струја и средњих вредности момента одговарајућих магнетских секвенци обе конфигурације SRM-а за дефинисане радне режиме из табела 3.4 и 3.5.

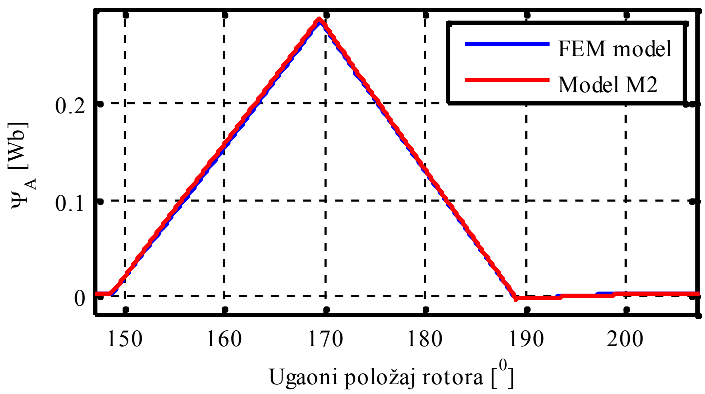
Таласни облици флуксних обухвата радних режима из табеле 3.4 добијени помоћу M2 и FEM модела 6/4 и 8/6 SRM-а приказани су на сликама 4.6 и 4.7, респективно. Може се уочити јако добро слагање резултата ова два модела. Делови флуксних обухвата пре побуђивања фаза и по достизању нултих вредности фазних струја иду у прилог тачном моделовању међусобне интеракције фаза новим аналитичким моделом.

Слично важи и за таласне облике фазних струја које су приказане на сликама 4.8 и 4.9, респективно. Будући да су увећани детаљи преклопљених фазних струја модела M2 6/4 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T1-а на сликама 4.10 и 4.11, респективно сагласни са одговарајућим на сликама 3.14 и 3.19, респективно, може се рећи да нови аналитички модел на коректан начин узима у обзир и утицај међусобне интеракције на фазне струје.

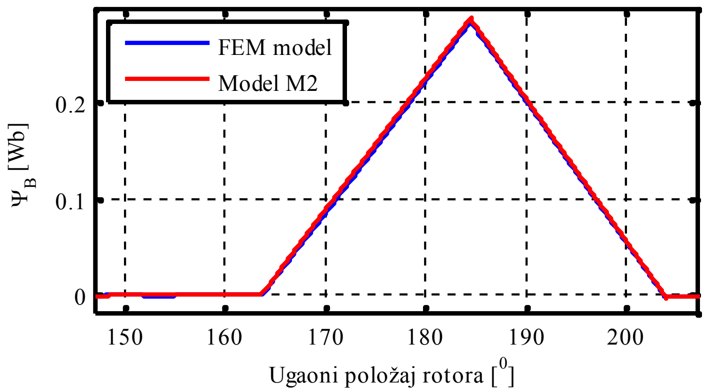
У прилог овој тврдњи иде и поређење ефективних вредности фазних струја које су дате у табелама 4.2 и 4.3.



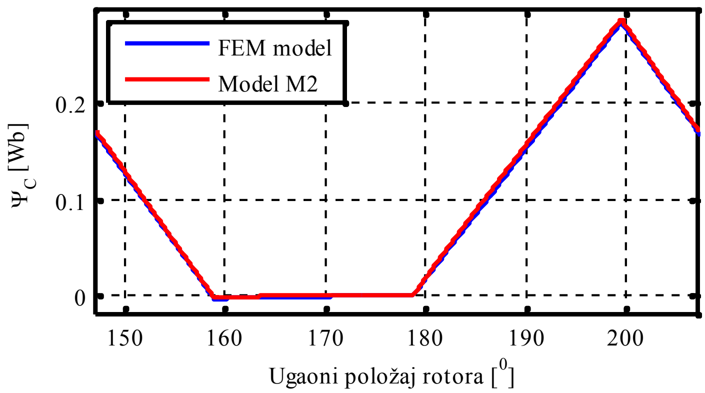
Слика 4.6 Поређење флуксних обухвата фаза 6/4 SRM_T1-а M2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.



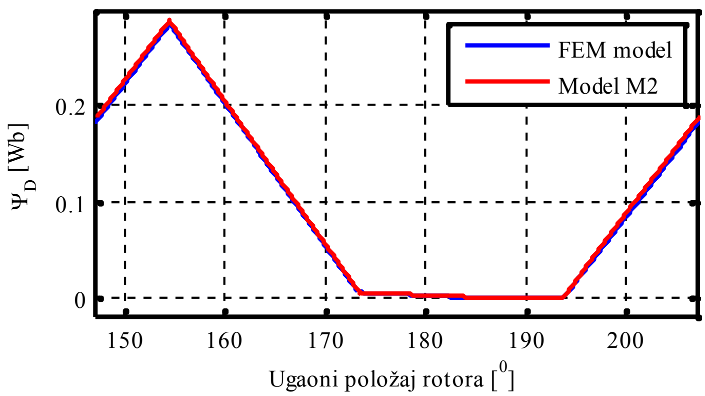
(а)



(б)

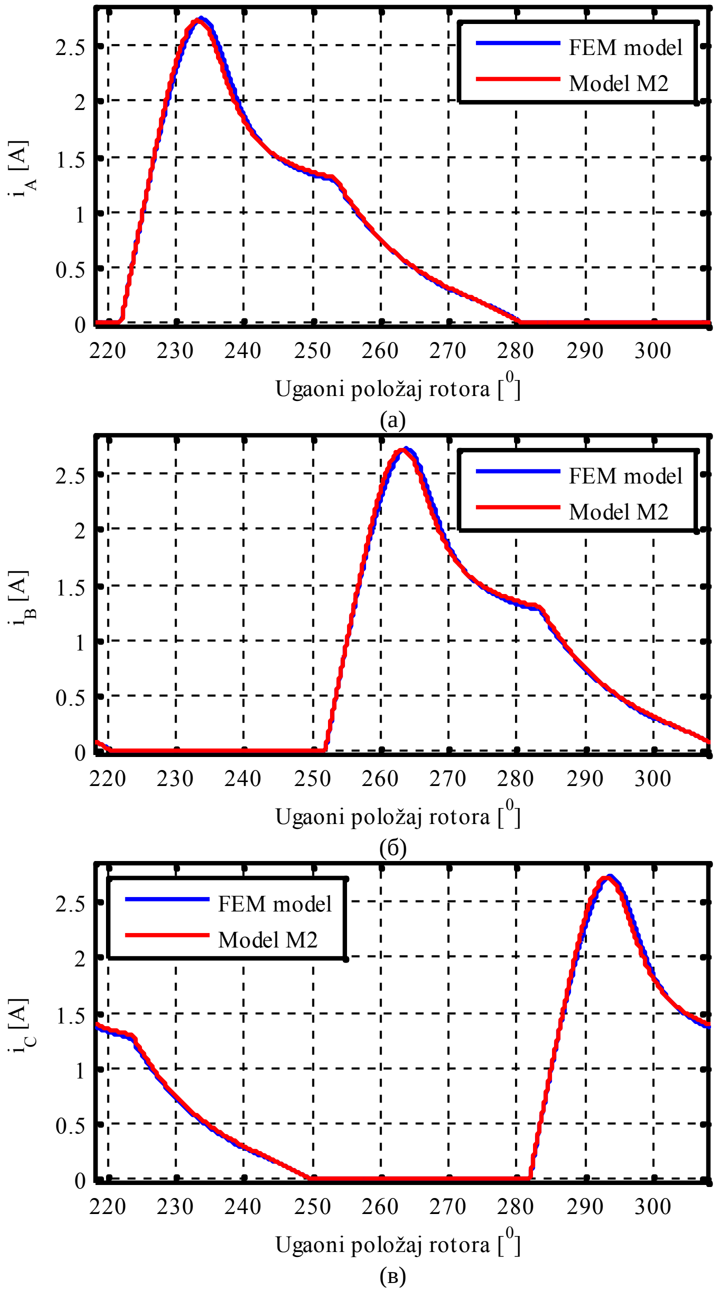


(в)

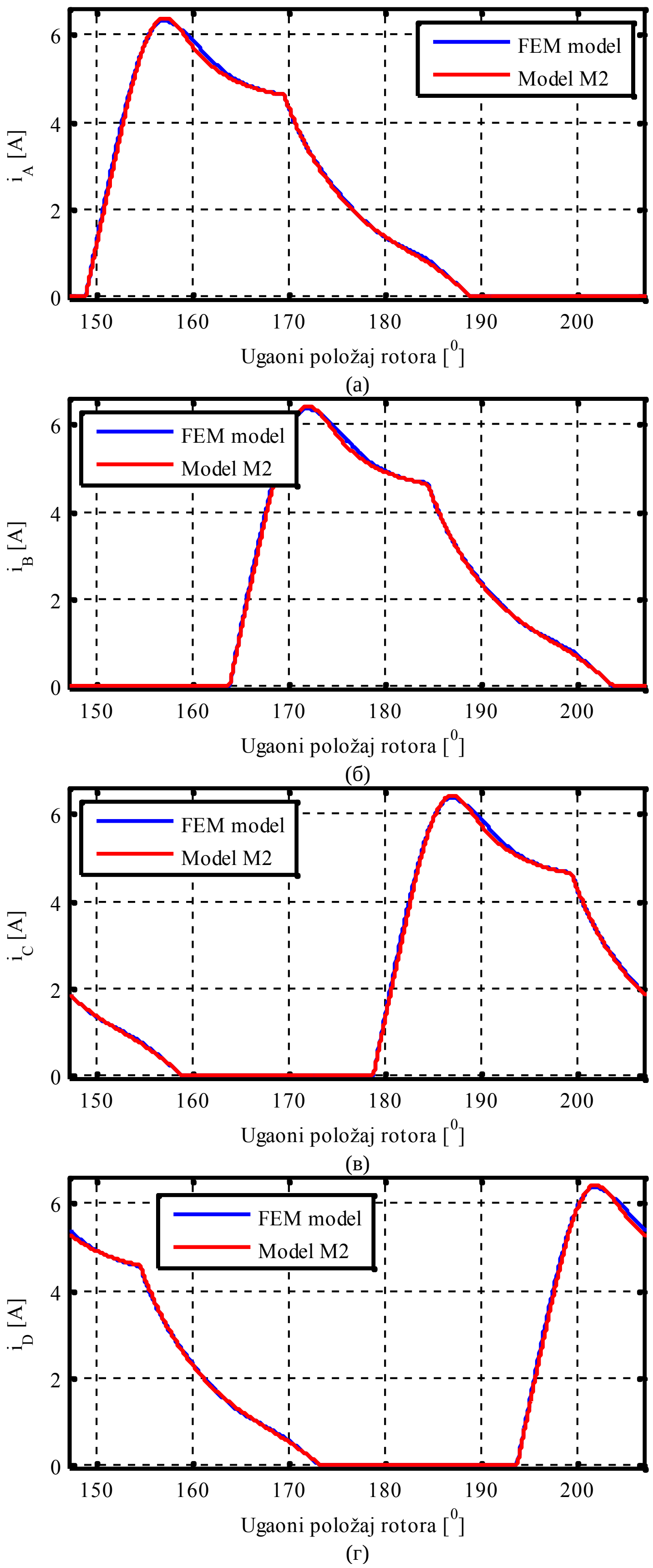


(г)

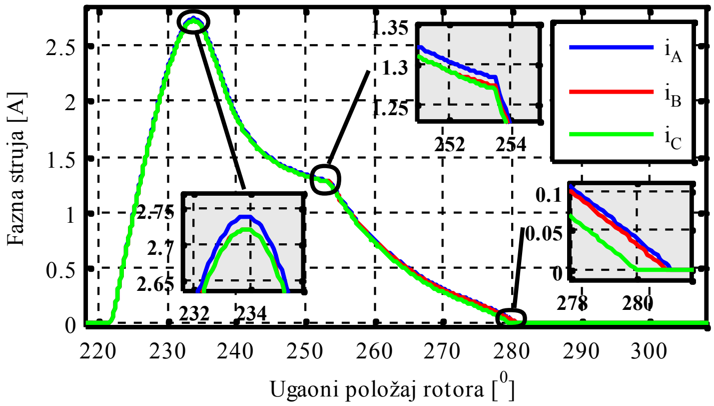
Слика 4.7 Поређење флуксних обухвата фаза 8/6 SRM_T1-а M2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.



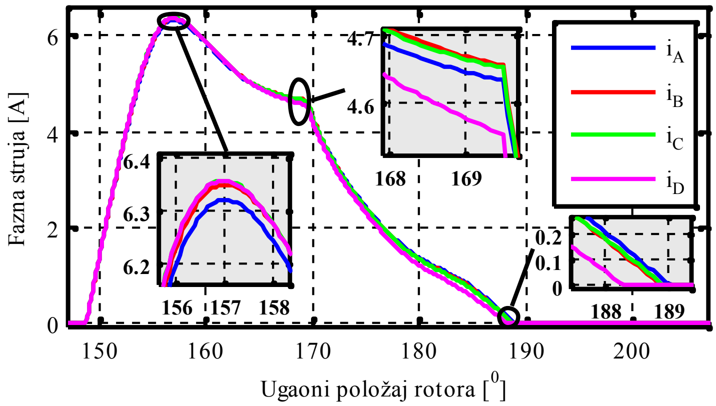
Слика 4.8 Поређење фазних струја 6/4 SRM_T1-а M2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.



Слика 4.9 Поређење фазних струја 8/6 SRM_T1-а M2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.



Слика 4.10 Преклопљене фазне струје 6/4 SRM_T1-а FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.



Слика 4.11 Преклопљене фазне струје 8/6 SRM_T1-а FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.

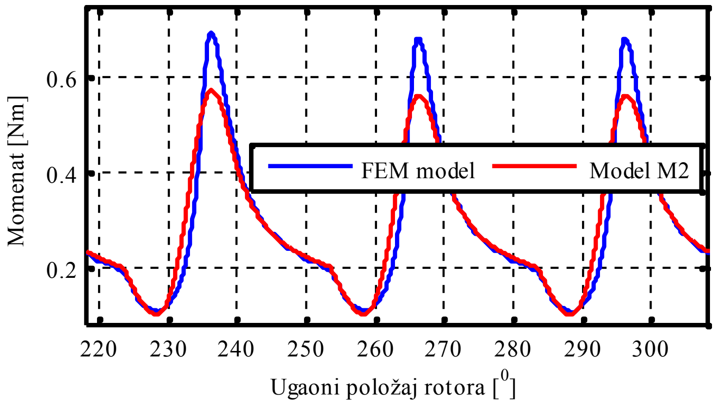
Табела 4.2 Ефективне вредности фазних струја 6/4 SRM_T1-а добијене помоћу M2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.

	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]
Модел M2	1.1273	1.1244	1.1229
FEM модел	1.1290	1.1202	1.1181

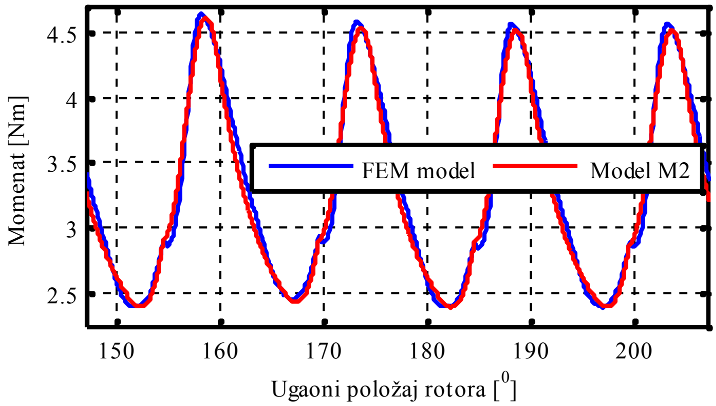
Табела 4.3 Ефективне вредности фазних струја 8/6 SRM_T1-а добијене помоћу M2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.

	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]	I_D [A]
Модел M2	3.1419	3.1547	3.1552	3.1367
FEM модел	3.1719	3.1814	3.1826	3.1580

Када се упореде таласни облици електромагнетског момента M2 и FEM модела 6/4 SRM-а на слици 4.12 могу се уочити одређена одступања, пошто мала одступања у *Ψ-i* карактеристици могу имати значајан утицај на тренутну вредност електромагнетског момента. Главни узрок постајања ових одступања је облик магнетског кола статора 6/4 SRM-а на слици 3.9(а) који се разликује од базног облика магнетског кола статора у моделу [90] који одговара слици 3.9(б). Са



Слика 4.12 Поређење електромагнетских момената 6/4 SRM_T1-а добијених помоћу М2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.



Слика 4.13 Поређење електромагнетских момената 8/6 SRM_T1-а добијених помоћу М2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.

друге стране, геометрија магнетског кола 6/4 SRM-а FEM модела која је приказана на слици 4.5(а) узима у обзир све њене специфичности. Ово поређење указује да облик статорског пола има значајан утицај на тренутну вредност момента.

Међутим, сагласно табели 4.4 ова одступања немају значајнији утицај на средњу вредност момента. Са друге стране, јасно се може видети да су ефекти међусобне интеракције фаза на електромагнетски моменат коректно моделовани за сваку комбинацију сукцесивних фаза мотора сагласно одељку 3.8.1.3.

Поређење електромагнетских момената М2 и FEM модела 8/6 SRM-а на слици 4.13 очекивано показује веома велику блискост ова два модела будући да је код њега облик магнетског кола статора сагласан са оним у [90]. При томе, појаве у таласним облицима као и у случају 6/4 SRM-а говоре да су ефекти међусобне интеракције фаза тачно моделовани. У прилог овоме иду и одговарајуће средње вредности момената М2 и FEM модела које су дате у табели 4.5.

Табела 4.4 Средње вредности електромагнетског момента 6/4 SRM_T1-а добијене помоћу М2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.

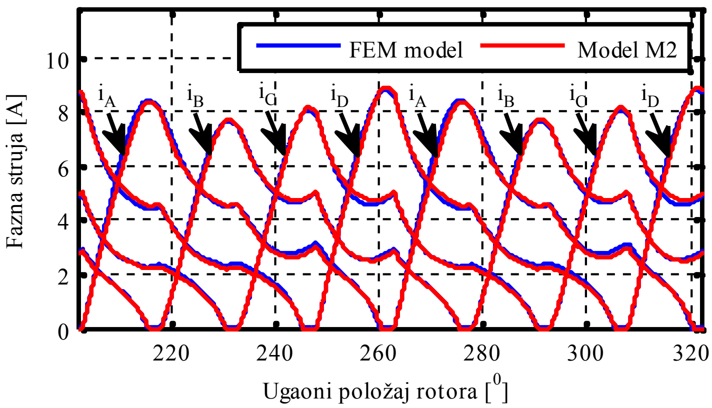
	M_{em} [Nm]
Модел М2	0.2856
FEM модел	0.2830

Табела 4.5 Средње вредности електромагнетског момента 8/6 SRM_T1-а добијене помоћу М2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.4.

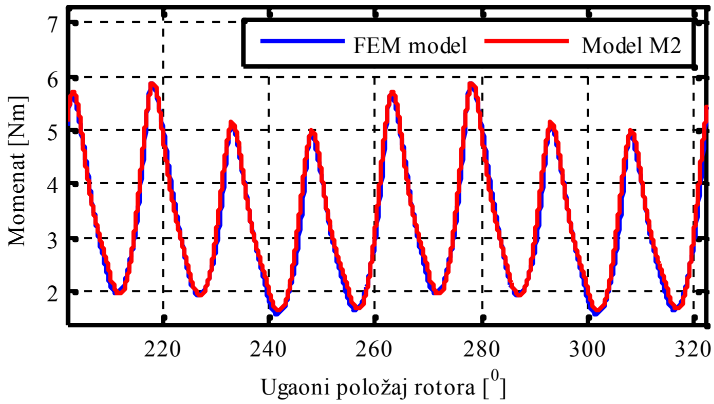
	M_{em} [Nm]
Модел М2	3.2558
FEM модел	3.2794

Поређење таласних облика фазних струја и електромагнетског момента М2 и FEM модела за радни режим из табеле 3.5 дато је на сликама 4.14 и 4.15, респективно. Имајући у виду да овај радни режим карактерише веома изражена међусобна интеракције фаза сагласно одељку 3.8.3, у табели 4.6 су поред ефективних вредности фазних струја и средњих вредности момената М2 и FEM модела дате и одговарајуће вредности за модел М1 како би се указало на важност њеног моделовања.

Разлика између ефективних вредности фазних струја добијених М2 и FEM моделом не превазилази 1.3% док је разлика између момената ова два модела мања од 1%. Са друге стране, разлика у предикцији ефективних вредности фазних струја моделом М1 се разликује од предикције моделом М2 готово 10% у случају фазе D при чему је предикција средње вредности момента моделом М1 већа у односу на модел М2 за 7%.



Слика 4.14 Поређење фазних струја 8/6 SRM_T1-а М2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.5.



Слика 4.15 Поређење електромагнетских момената 8/6 SRM_T1-а M2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.5.

Табела 4.6 Поређење симулационих резултата 8/6 SRM_T1-а добијених помоћу M1, M2 и FEM модела за радни режим дефинисан у табели 3.5.

	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]	I_D [A]	M_{em} [Nm]
МоделM1	4.0995	4.0995	4.0995	4.0995	3.5703
Модел M2	4.5147	4.1940	4.2513	4.5397	3.3332
FEM модел	4.5711	4.2149	4.2251	4.5572	3.3006

Узимајући у обзир резултате компаративне анализе M2 и FEM модела посматраних радних режима може се рећи да постоји веома добро слагање ова два модела. Другим речима, предложени начин моделовања међусобне интеракције фаза у овој докторској дисертацији пружа могућност веома прецизне предикције перформанси SRM-а. Поред тога, будући да нови аналитички модел карактерише једноставност и кратко време извршавања он представља веома добар софтверски алат за брз развој и оптимизацију разних топологија SRM-а и контролних алгоритама.

4.2.2 Верификација утицаја међусобне интеракције фаза на перформансе SRM-а

Верификација утицаја међусобне интеракције фаза на перформансе обе конфигурације SRM-а ће се спровести поређењем свих релевантних резултата из трећег поглавља са одговарајућим резултатима који су добијени коришћењем транзијентног FEM модела.

Први корак у верификацији утицаја међусобне интеракције фаза на перформансе SRM-а је приказ резултата FEM модела који се односе на радне режиме дефинисане у табелама 3.6 и 3.13. Дакле, у питању су исти радни режими који су били предмет анализе у трећем поглављу јер се само на тај начин могу извући исправни закључци.

Након тога се на основу компаративне анализе одговарајућих карактеристичних делова таласних облика, ефективних вредности фазних струја, средњих вредности струја DC линка и момената ова два модела пружа могућност верификације закључака о утицају међусобне интеракције фаза на карактеристике SRM-а из трећег поглавља.

На крају, да би се ови закључци могли сматрати општим, њихова валидност се потврђује поређењем одговарајућих перформанси за радне тачке чији су контролни углови дефинисани у табелама 3.11, 3.12, 3.18 и 3.19.

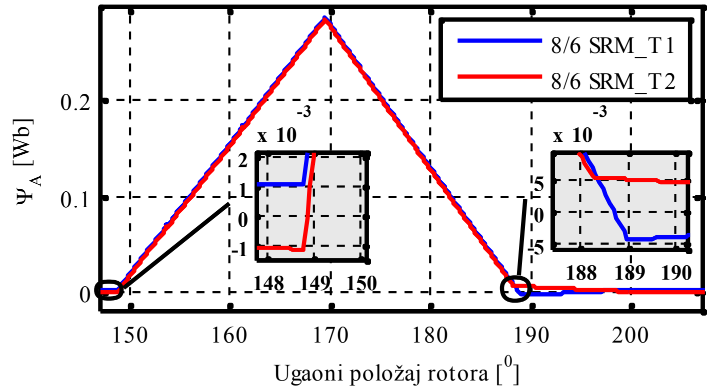
4.2.2.1 Поређење карактеристика и перформанси дефинисаних секвенци магнетског поларитета фаза 8/6 SRM-а M2 и FEM модела

Резултати транзијентних FEM симулација 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а који садрже флуксне обухвате, фазне струје, струју DC линка, електромагнетски моменат и *Ψ-i* петље фаза за ПРИМЕР 1 из табеле 3.6 приказани су на сликама 4.16-4.23. Слично, слике 4.24-4.31 одговарају радном режиму из табеле 3.6 који је дефинисан као ПРИМЕР 2.

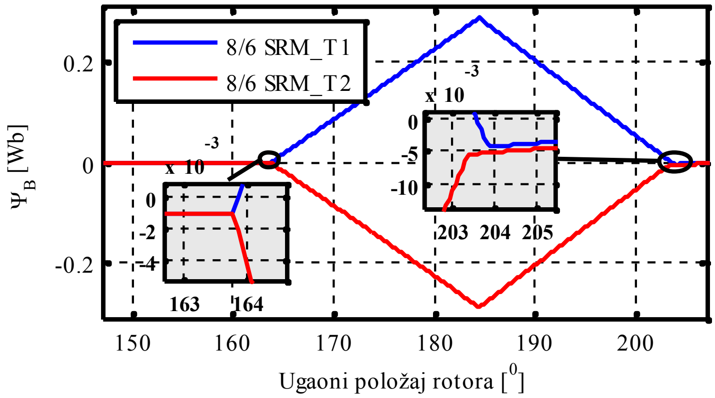
Поређењем слика 4.16 и 4.24, респективно, са одговарајућим сликама 3.25 и 3.35, респективно, уочава се веома добро слагање резултата. Због тога се може рећи да модел M2 на исправан начин узима у обзир магнетски поларитет фаза у дефинисаним секвенцама 8/6 SRM-а односно његов утицај на флуксне обухвате фаза.

Такође, коректно је и моделовање утицаја међусобне интеракције на фазне струје што се закључује поређењем слика 4.17 и 4.18 односно слика 4.25 и 4.26 са одговарајућим сликама 3.27 и 3.28 односно сликама 3.36 и 3.37 модела M2, респективно.

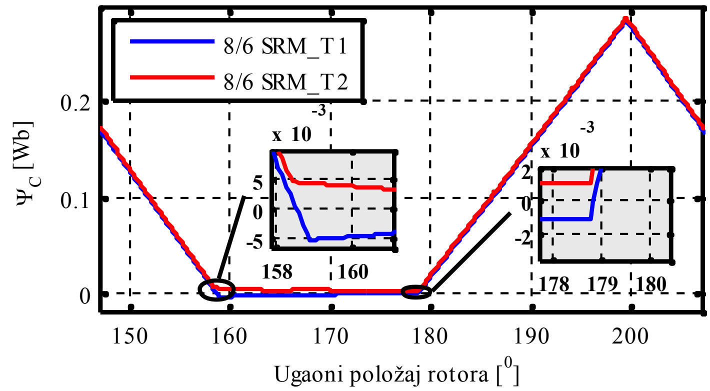
Узимајући у обзир да су флуксни обухвати и фазне струје ова два модела сагласни, сасвим је очекивано да то исто важи и за струје DC линка, електромагнетски моменти као и *Ψ-i* петље фаза што одговарајућа компаративна анализа наведених таласних облика ова два модела и потврђује.



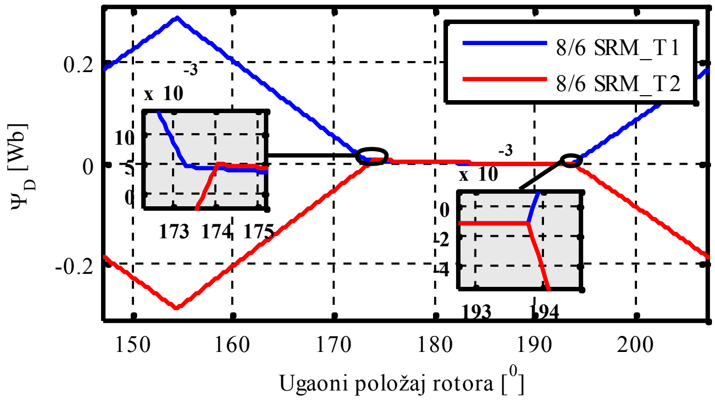
(а)



(б)

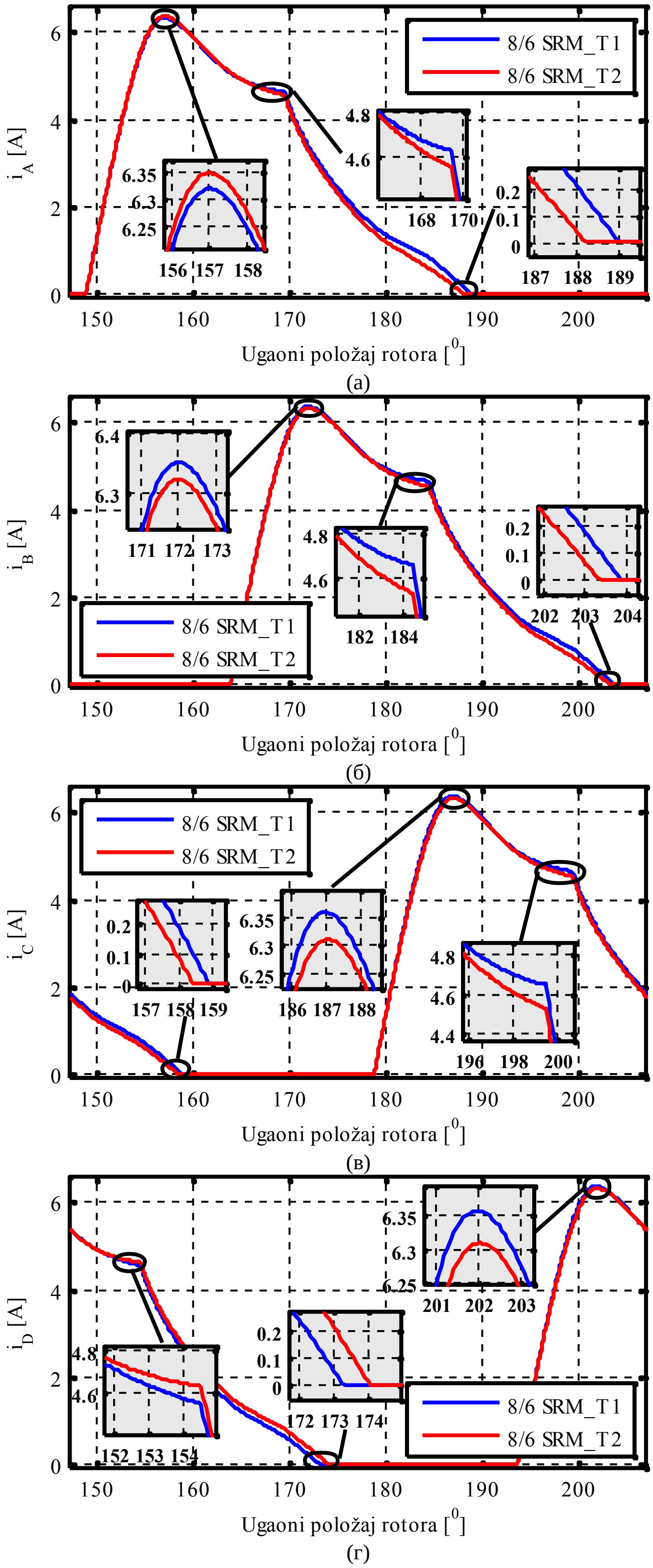


(в)

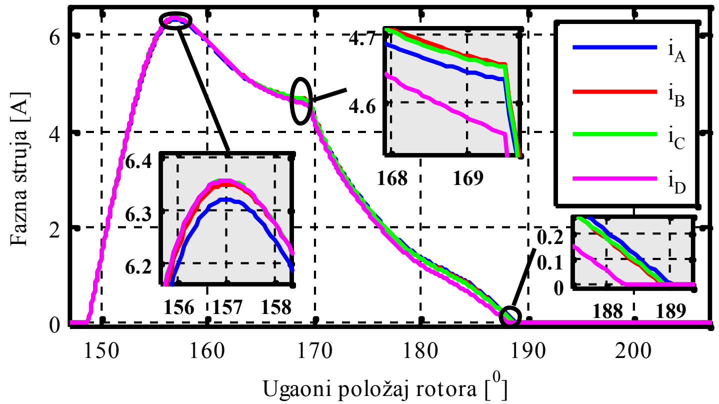


(г)

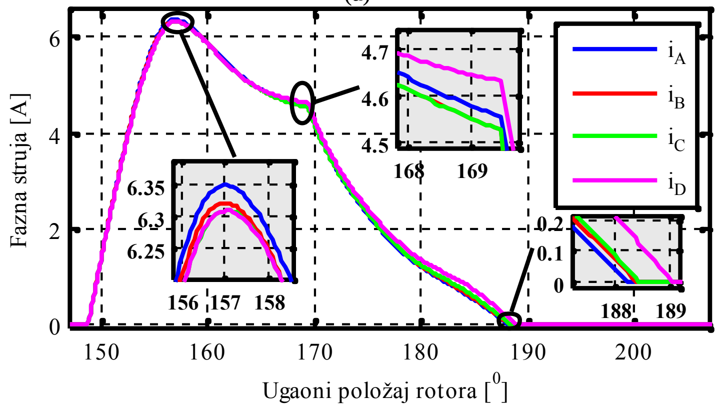
Слика 4.16 Поређење флуксних обухвата фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.



Слика 4.17 Поређење фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.

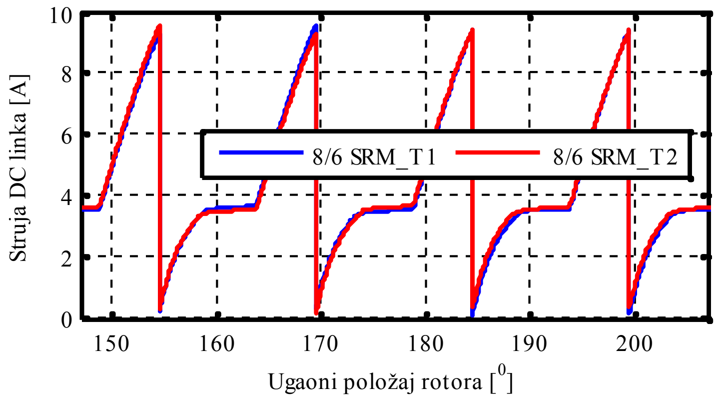


(a)

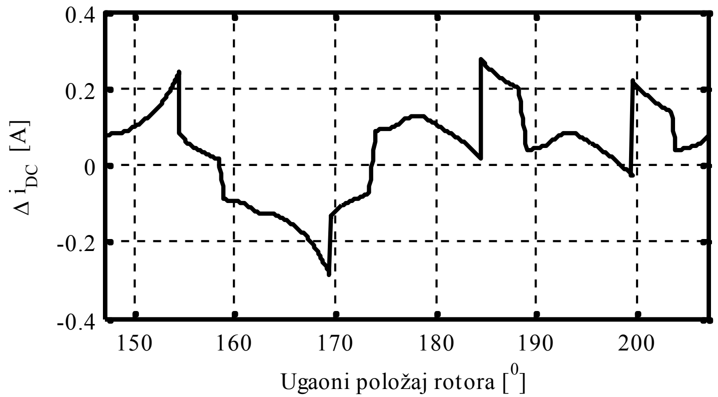


(б)

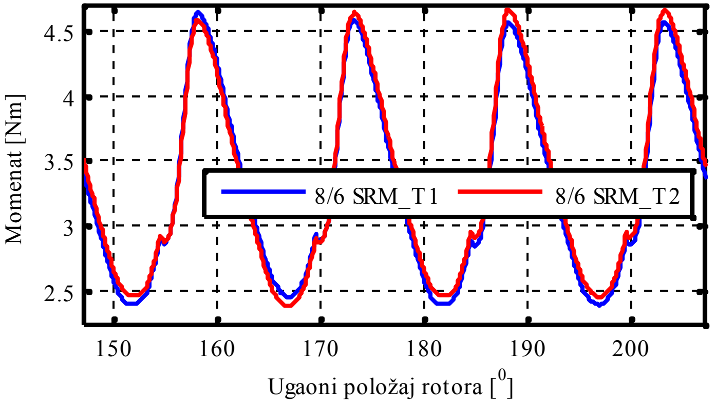
Слика 4.18 Преклопљене фазне струје (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијене помоћу FEM модела.



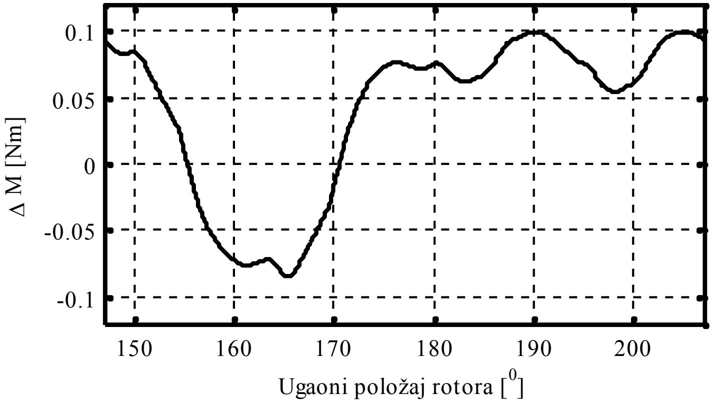
Слика 4.19 Поређење струја DC линка 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.



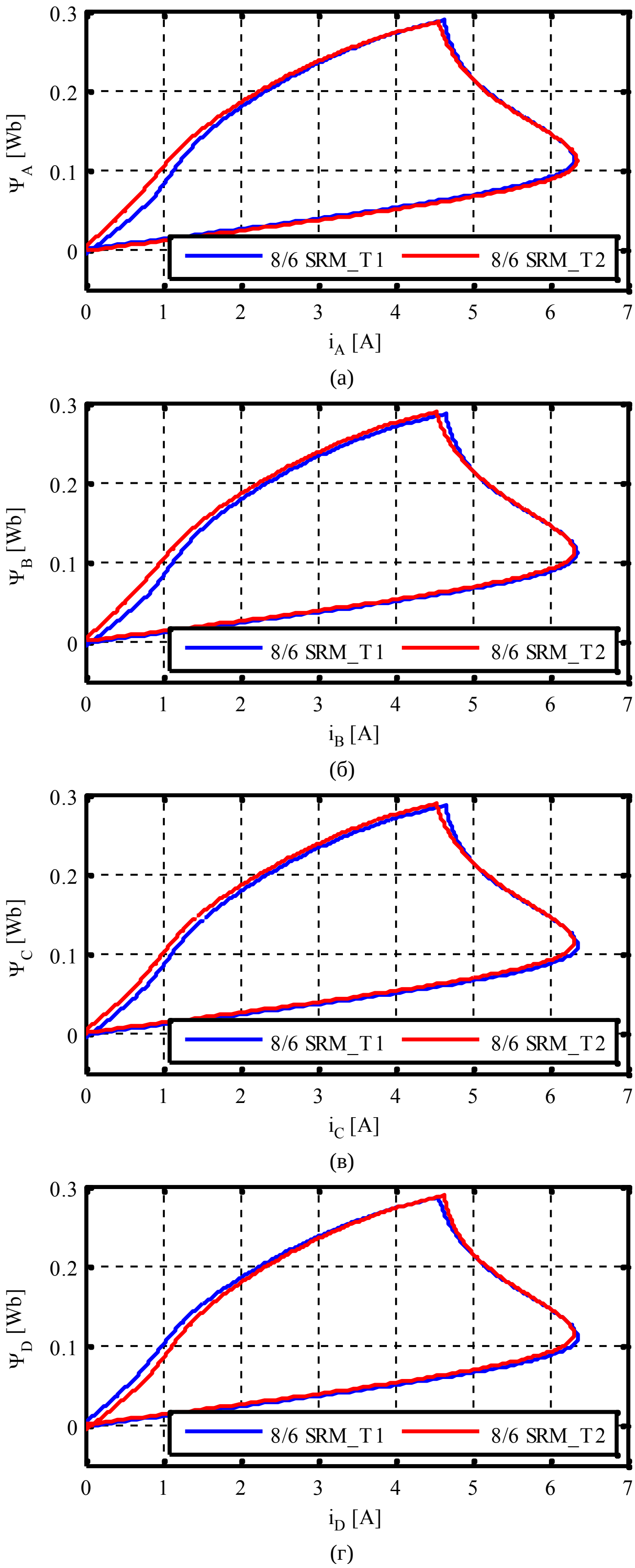
Слика 4.20 Разлика струја DC линка 8/6 SRM_T2-а и 8/6 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијена помоћу FEM модела.



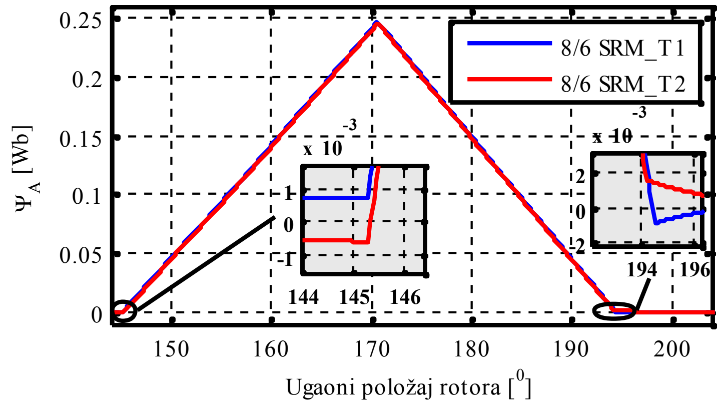
Слика 4.21 Поређење електромагнетских момената 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.



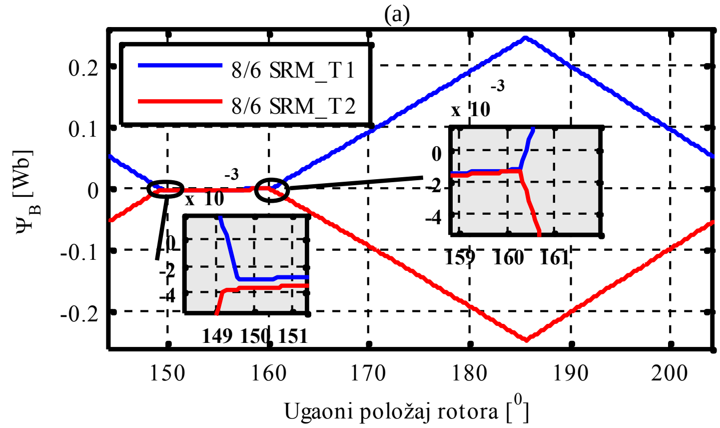
Слика 4.22 Разлика електромагнетских момената 8/6 SRM_T2-а и 8/6 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијена помоћу FEM модела.



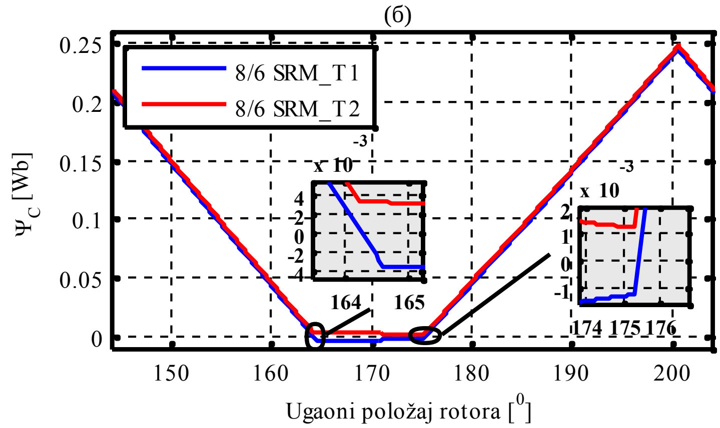
Слика 4.23 Поређење Ψ-i петљи фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.



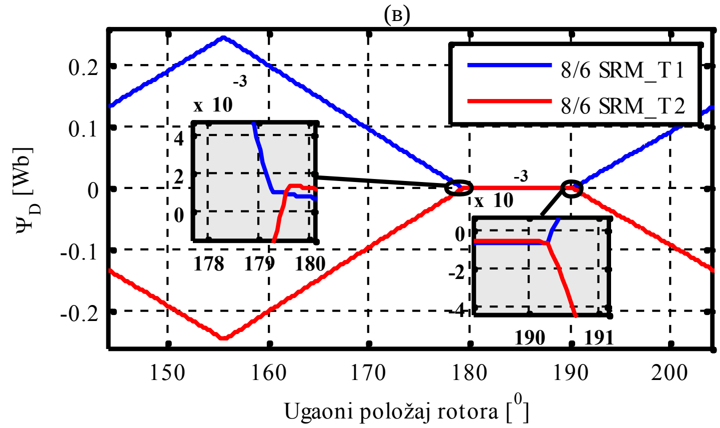
(a)



(б)

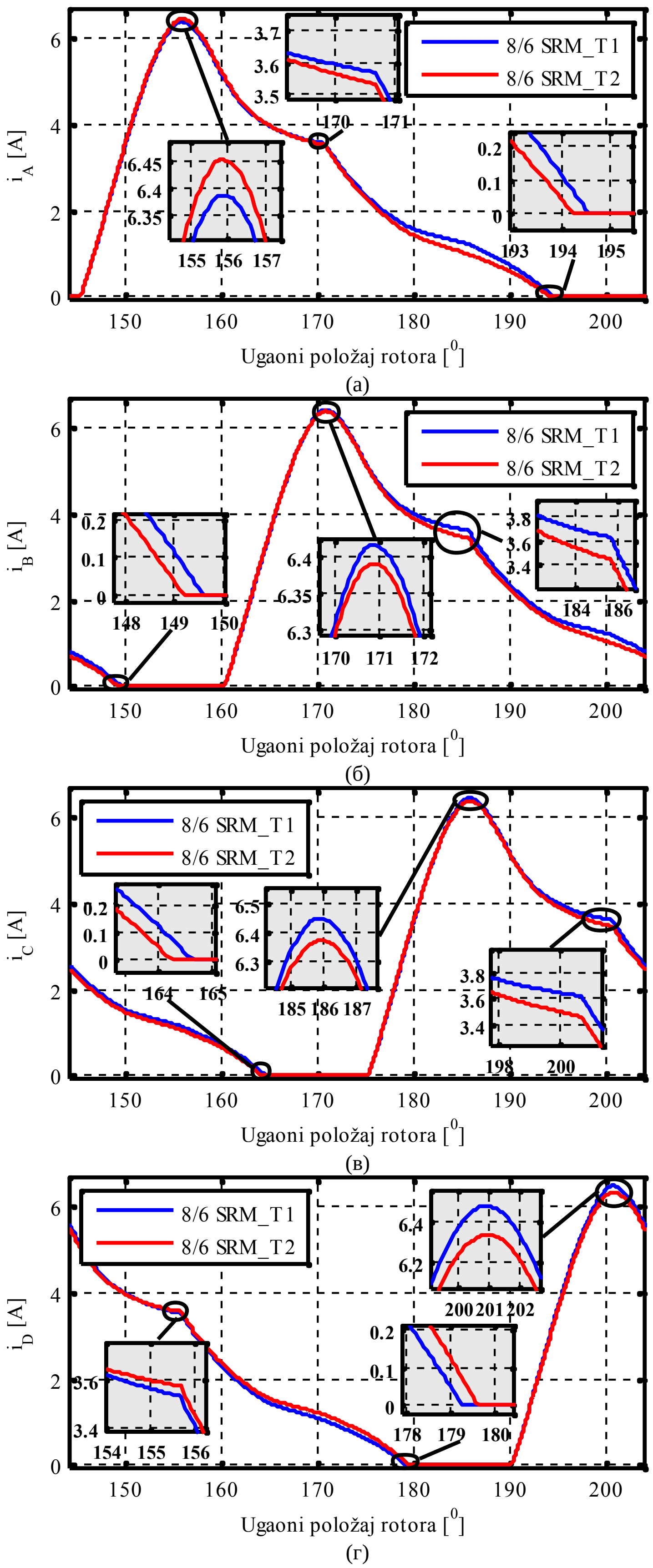


(в)

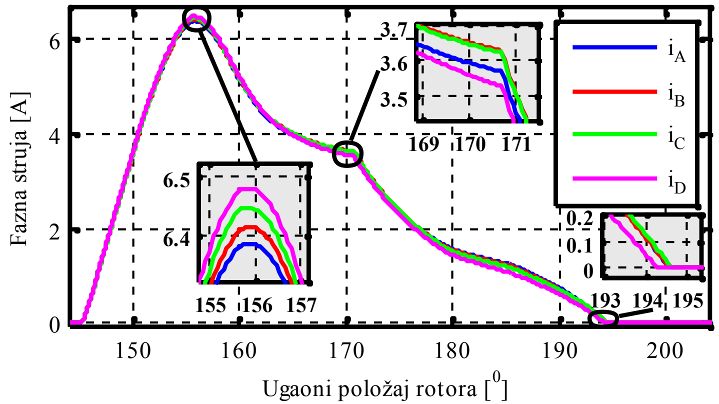


(г)

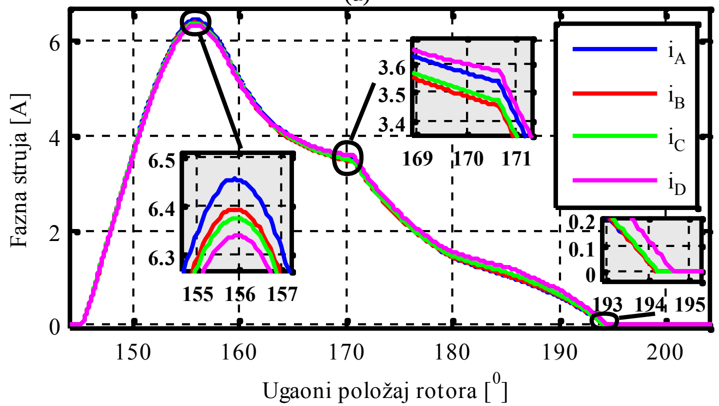
Слика 4.24 Поређење флуксних обухвата фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.



Слика 4.25 Поређење фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.

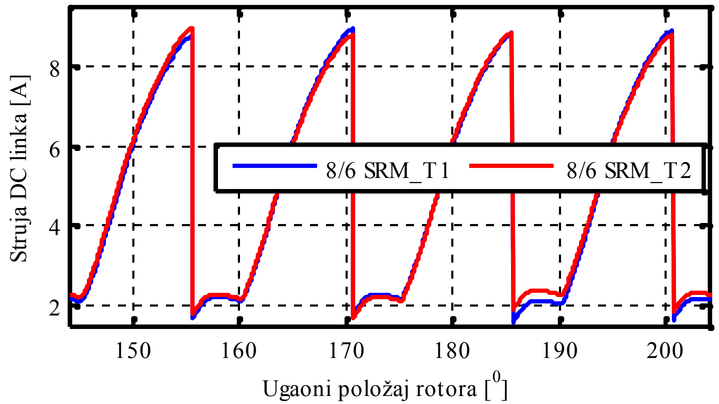


(a)

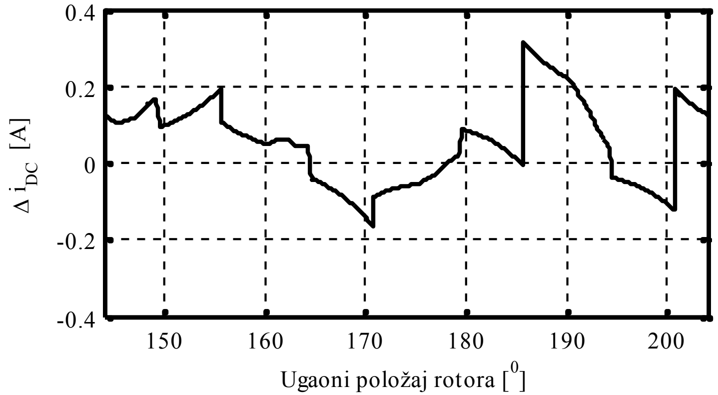


(б)

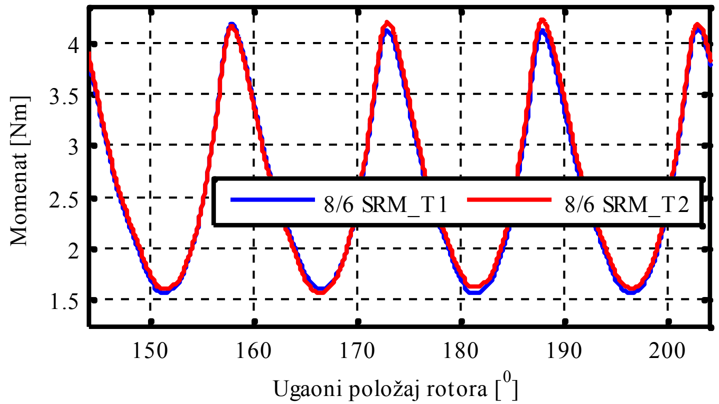
Слика 4.26 Преклопљене фазне струје (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијене помоћу FEM модела.



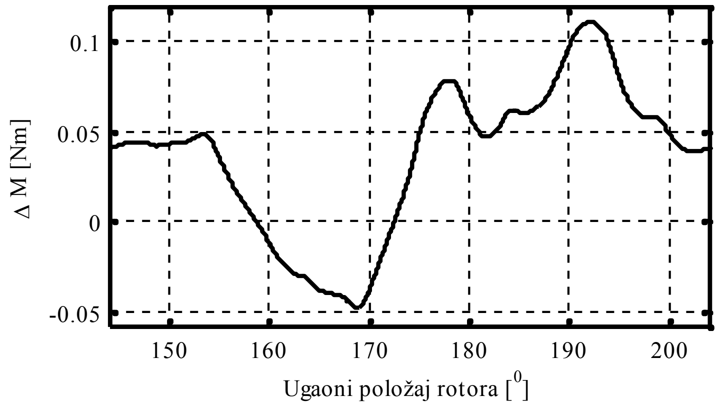
Слика 4.27 Поређење струја DC линка 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.



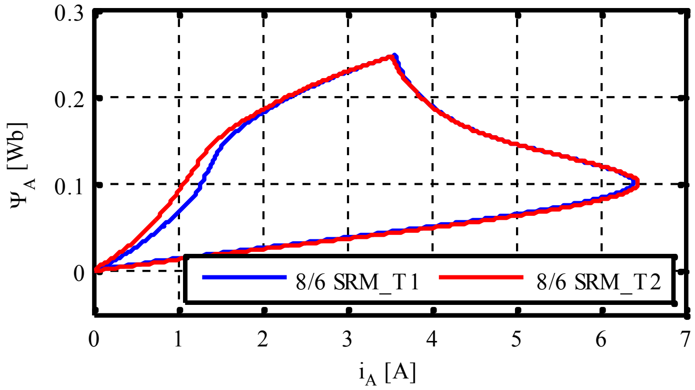
Слика 4.28 Разлика струја DC линка 8/6 SRM_T2-а и 8/6 SRM_T1-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијена помоћу FEM модела.



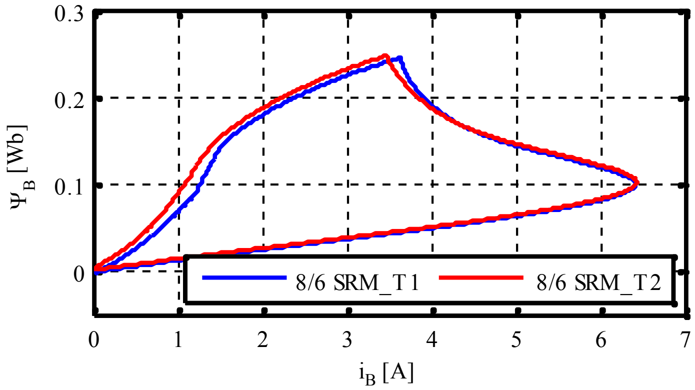
Слика 4.29 Поређење електромагнетских момената 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.



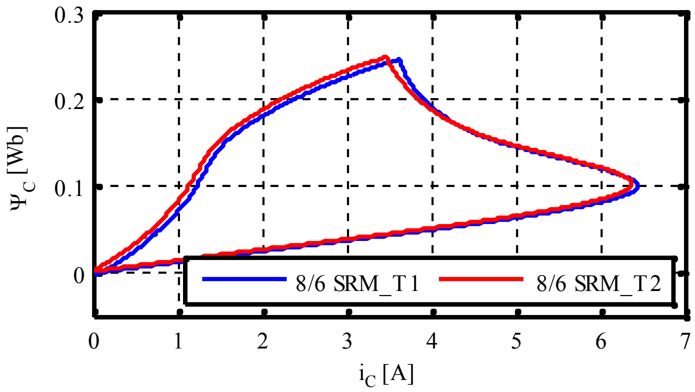
Слика 4.30 Разлика електромагнетских момената 8/6 SRM_T2-а и 8/6 SRM_T1-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијена помоћу FEM модела.



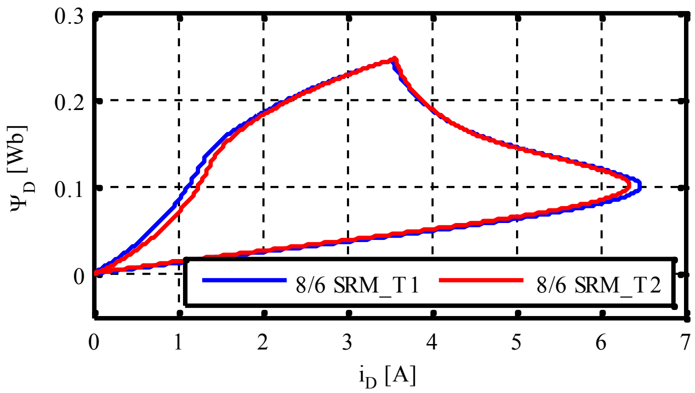
(а)



(б)



(в)



(г)

Слика 4.31 Поређење Ψ-i петљи фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.

Дакле, за посматране радне режиме из табеле 3.6, квалитативно поређење таласних облика ова два модела показује њихову потпуну сагласност у погледу међусобне интеракције фаза која утичу на карактеристике 8/6 SRM-а. Међутим, од интереса је извршити и њихово квантитативно поређење. Оно је за посматране радне режиме приказано у табелама 4.7 и 4.8 и обухвата поређење ефективних вредности фазних струја, средњих вредности струја DC линка и средњих вредности момента ова два модела. Поређење одговарајућих нумеричких вредности такође иде у прилог великој блискости новог аналитичког и FEM модела.

Да би се верификовале перформансе 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а које су одређене новим аналитичким моделом, неопходно је одредити перформансе 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а користећи транзијентни FEM модел за исте радне режиме који су у табелама 3.11 и 3.12 дефинисани брзином обртања ротора и оптималним угловима укључења и искључења. Треба напоменути да су ови контролни параметри одређени новим аналитичким моделом на начин да се обезбеди максимална средња вредност електромагнетског момента, а да при томе

Табела 4.7 Поређење симулационих резултата M2 и FEM модела 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6.

	Модел M2		**FEM модел**	
	8/6 SRM_T1	**8/6 SRM_T2**	**8/6 SRM_T1**	**8/6 SRM_T2**
I_A **[A]**	3.1419	3.1358	3.1719	3.1552
I_B **[A]**	3.1547	3.1229	3.1814	3.1453
I_C **[A]**	3.1552	3.1213	3.1826	3.1419
I_D **[A]**	3.1367	3.1400	3.1580	3.1678
I_{DC} **[A]**	4.2735	4.3072	4.3551	4.3952
M_{em} **[Nm]**	3.2558	3.2881	3.2794	3.3185

Табела 4.8 Поређење симулационих резултата M2 и FEM модела 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.6.

	Модел M2		**FEM модел**	
	8/6 SRM_T1	**8/6 SRM_T2**	**8/6 SRM_T1**	**8/6 SRM_T2**
I_A **[A]**	3.0946	3.1043	3.1267	3.1254
I_B **[A]**	3.1176	3.0814	3.1413	3.1095
I_C **[A]**	3.1201	3.0788	3.1446	3.0990
I_D **[A]**	3.1081	3.0908	3.1324	3.1117
I_{DC} **[A]**	4.8031	4.8444	4.8364	4.8903
M_{em} **[Nm]**	2.5754	2.6030	2.5908	2.6269

фазне струје буду у границама номиналних вредности. Дакле, у табелама 4.9 и 4.10 је за дефинисане радне режиме дата средња ефективна вредност фазних струја, I_{eff}, средња вредност електромагнетског момента, M_{em}, однос M_{em}/I_{eff}, снага мотора P и струја DC линка I_{DC} 8/6 SRM_T1-a и 8/6 SRM_T2-a, респективно.

Добијене вредности M_{em} и M_{em}/I_{eff} у функцији брзине обртања ротора приказане су на сликама 4.32 и 4.33. Посматрајући ове слике очигледно је да се боље перформансе 8/6 SRM-a на целом опсегу брзина постижу када је он конфигурисан као магнетска секвенца 8/6 SRM_T2 што је у потпуности сагласно са одговарајућим сликама 3.43 и 3.44 новог аналитичког модела чиме се

Табела 4.9 Перформансе 8/6 SRM_T1-a добијене помоћу FEM модела за радне тачке које одговарају оптимално одређеним контролним угловима из табеле 3.11.

n_m [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{isk} [°]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	P [W]	I_{DC} [A]
700	36.2	50.3	3.2378	4.3094	1.331	315.8945	1.7509
1000	35.4	50	3.2466	4.2859	1.3201	448.8159	2.4139
1300	34.1	49.2	3.243	4.2192	1.301	574.3803	3.0029
1600	32.6	48.9	3.2361	4.0703	1.2578	681.9838	3.6029
1900	31.3	49.7	3.2501	3.8642	1.189	768.8578	4.044
2200	29.8	49.1	3.2438	3.6116	1.1134	832.0529	4.2787
2500	28.7	49.7	3.2303	3.359	1.0398	879.3841	4.4651
2800	27.6	49.8	3.2178	3.1373	0.975	919.9044	4.6421
3100	26.6	50.2	3.2213	2.9547	0.9172	959.1879	4.8089
3400	25.6	50.4	3.2267	2.7987	0.8674	996.4692	4.9659
3700	24.7	50.8	3.2274	2.6503	0.8212	1026.893	5.0704
4000	23.7	50.5	3.2291	2.5338	0.7847	1061.356	5.1781
4300	22.8	50.6	3.2327	2.4117	0.746	1085.976	5.2792
4600	22.5	51	3.1036	2.176	0.7012	1048.251	5.0638
4900	22.5	51	2.9072	1.915	0.6588	982.7404	4.7548
5200	22.5	51	2.7363	1.704	0.6226	927.7374	4.4629
5500	22.5	50.9	2.5826	1.525	0.5903	878.049	4.1989
5800	22.5	50.9	2.4479	1.3735	0.5611	834.229	3.9657
6100	22.5	50.9	2.3306	1.24	0.532	792.0363	3.7821
6400	22.5	50.9	2.2247	1.127	0.5064	755.0546	3.6018
6700	22.5	50.9	2.1211	1.031	0.4861	723.3727	3.4299

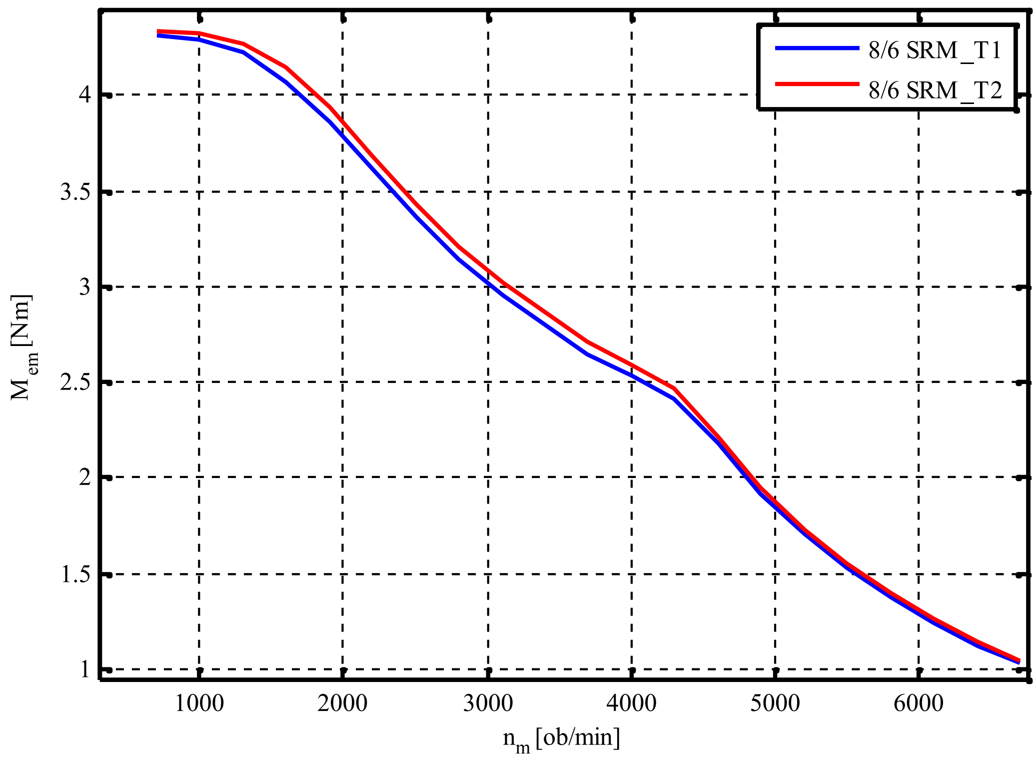
Табела 4.10 Перформансе 8/6 SRM_T2-a добијене помоћу FEM модела за радне тачке које одговарају оптимално одређеним контролним угловима из табеле 3.12.

n_m [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{isk} [°]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	P [W]	I_{DC} [A]
700	36.2	50.3	3.2372	4.3332	1.3386	317.642	1.7715
1000	35.4	50	3.2478	4.3187	1.3298	452.2565	2.4374
1300	34.6	50	3.2447	4.2625	1.3137	580.2797	3.0268
1600	32.8	49.6	3.2499	4.1478	1.2763	694.9675	3.6688
1900	31.3	49.8	3.2493	3.9327	1.2103	782.4823	4.1185
2200	29.9	49.7	3.2395	3.6836	1.1371	848.6405	4.3396
2500	28.7	49.9	3.2208	3.4241	1.0631	896.4273	4.5595
2800	27.5	49.7	3.2198	3.2103	0.997	941.3091	4.7453
3100	26.5	50.1	3.2165	3.0195	0.9388	980.224	4.909
3400	25.5	50.2	3.2198	2.8623	0.889	1019.114	5.0669
3700	24.6	50.6	3.224	2.7158	0.8424	1052.272	5.1722
4000	23.7	50.8	3.2296	2.5901	0.802	1084.939	5.2862
4300	22.8	50.8	3.2365	2.4671	0.7623	1110.923	5.3733
4600	22.5	51.2	3.1099	2.2185	0.7134	1068.676	5.1783
4900	22.5	51.1	2.9085	1.9504	0.6706	1000.803	4.8321
5200	22.5	51.1	2.7371	1.7338	0.6334	944.1282	4.5314
5500	22.5	51	2.5832	1.5497	0.5999	892.5631	4.256
5800	22.5	51	2.4491	1.3952	0.5697	847.409	4.0315
6100	22.5	51	2.329	1.2595	0.5408	804.5566	3.828
6400	22.5	51	2.2204	1.1454	0.5158	767.6544	3.6411
6700	22.5	50.9	2.1192	1.0461	0.4936	733.9672	3.4754

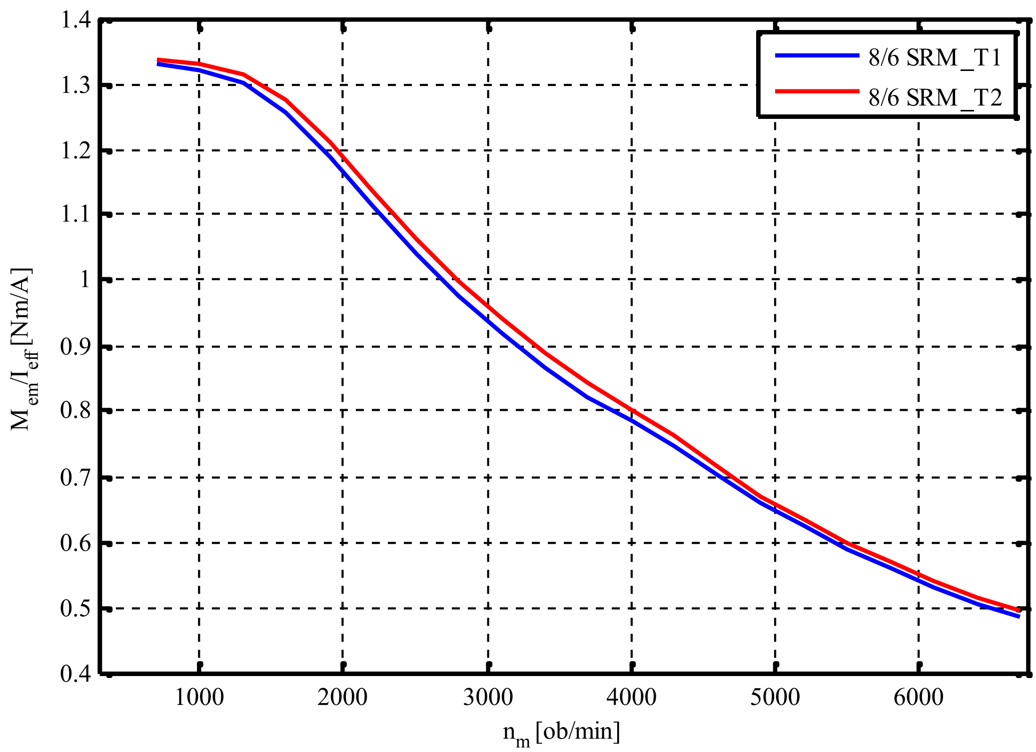
верификују закључци из одељка 3.9.1.3 о природи утицаја магнетског поларитета односно међусобне интеракције фаза на наведене карактеристике.

Будући да је природа понашања горе наведених карактеристика новог аналитичког и FEM модела сагласна, очекује се да то исто важи за струје I_{eff} и I_{DC} односно снагу мотора P. То се може потврдити поређењем добијених резултата FEM модела на сликама 4.34-4.36 са одговарајућим сликама 3.68-3.70 модела M2, респективно. Дакле, струја I_{DC} и снага P 8/6 SRM_T2-a су на целом опсегу експлоатационе карактеристике веће у односу на исте 8/6 SRM_T1-a док је струја I_{eff} посматраних секвенци 8/6 SRM-a приближно једнака и карактерише је иста природа промене као у моделу M2.

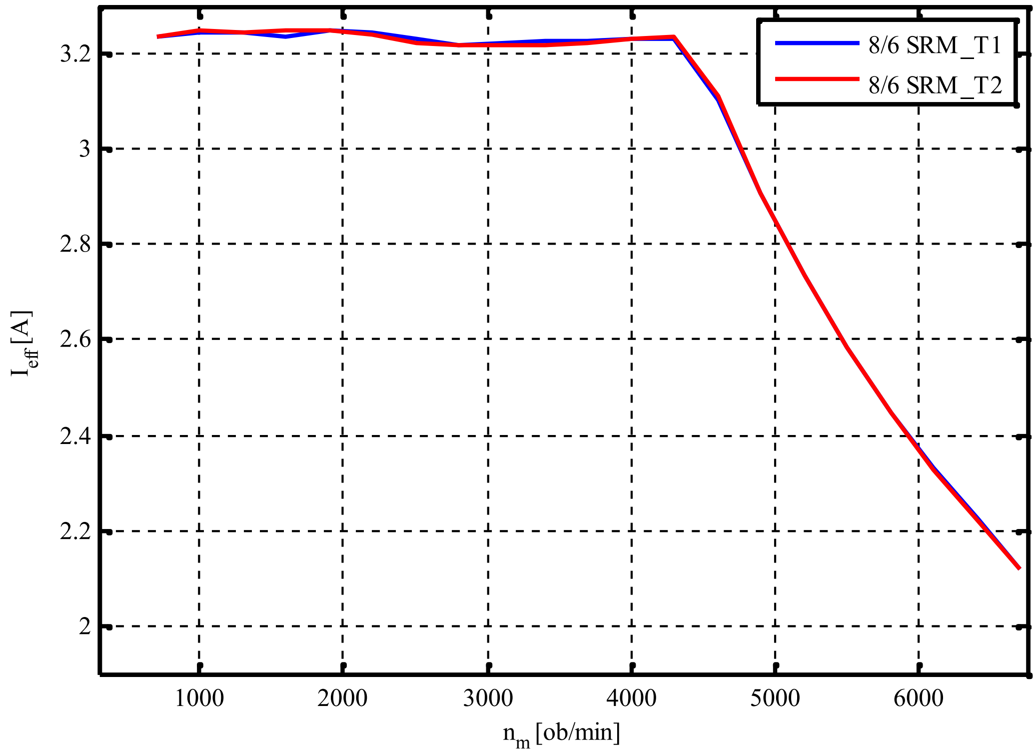
Квантитативно поређење добијених вредности M_{em} и M_{em}/I_{eff} дефинисаних



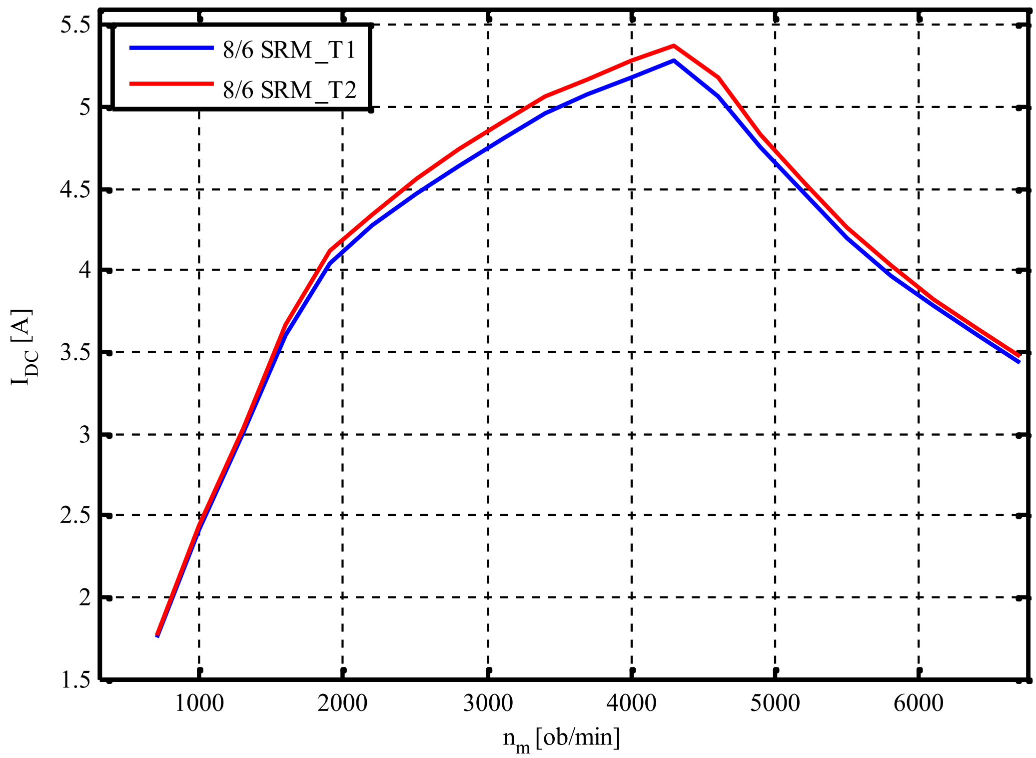
Слика 4.32 Експлоатационе карактеристике 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а добијене помоћу FEM модела.



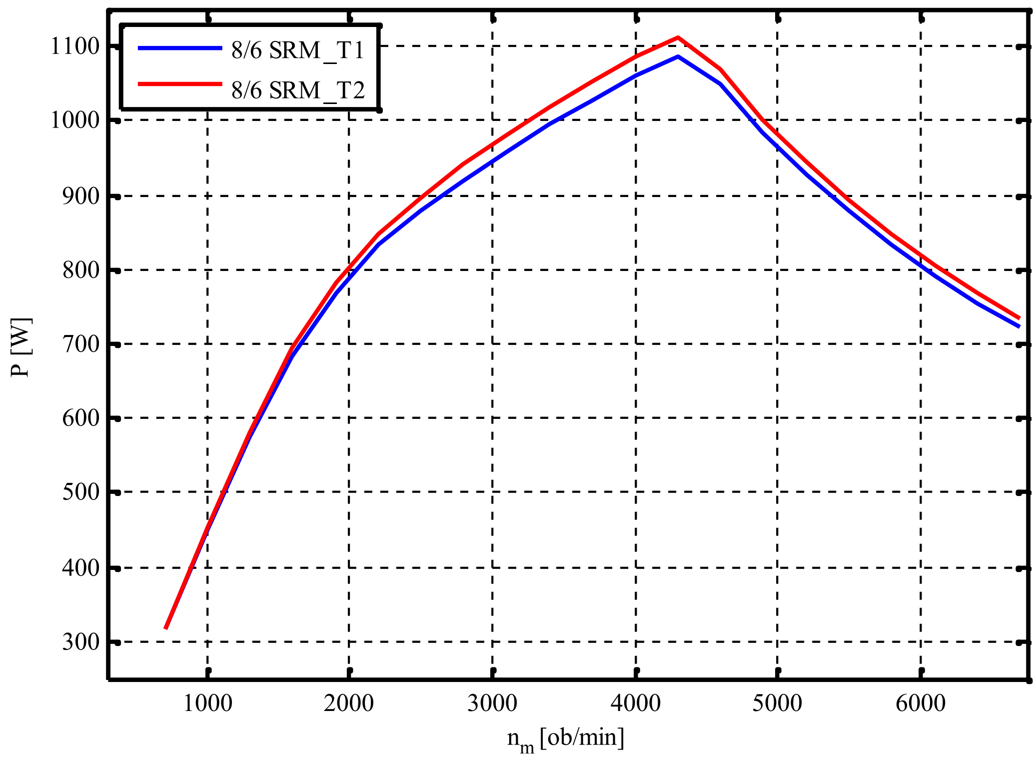
Слика 4.33 M_{em}/I_{eff} 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијени помоћу FEM модела.



Слика 4.34 Средње ефективне вредности фазних струја 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.

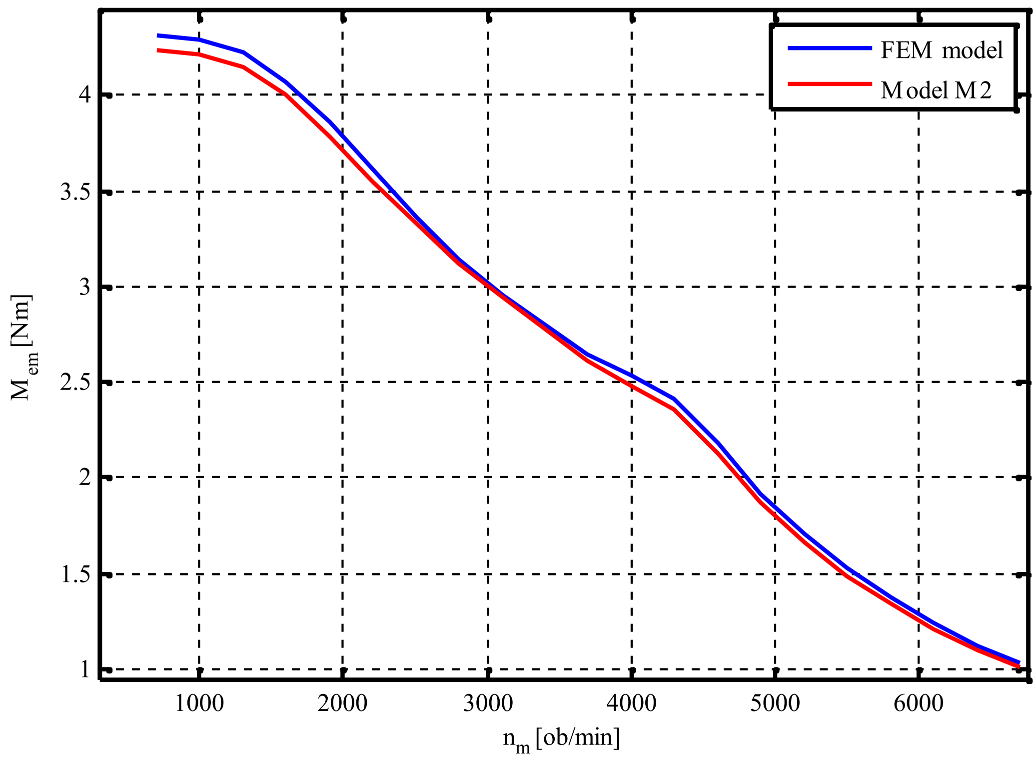


Слика 4.35 Средње вредности струја DC линка 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.

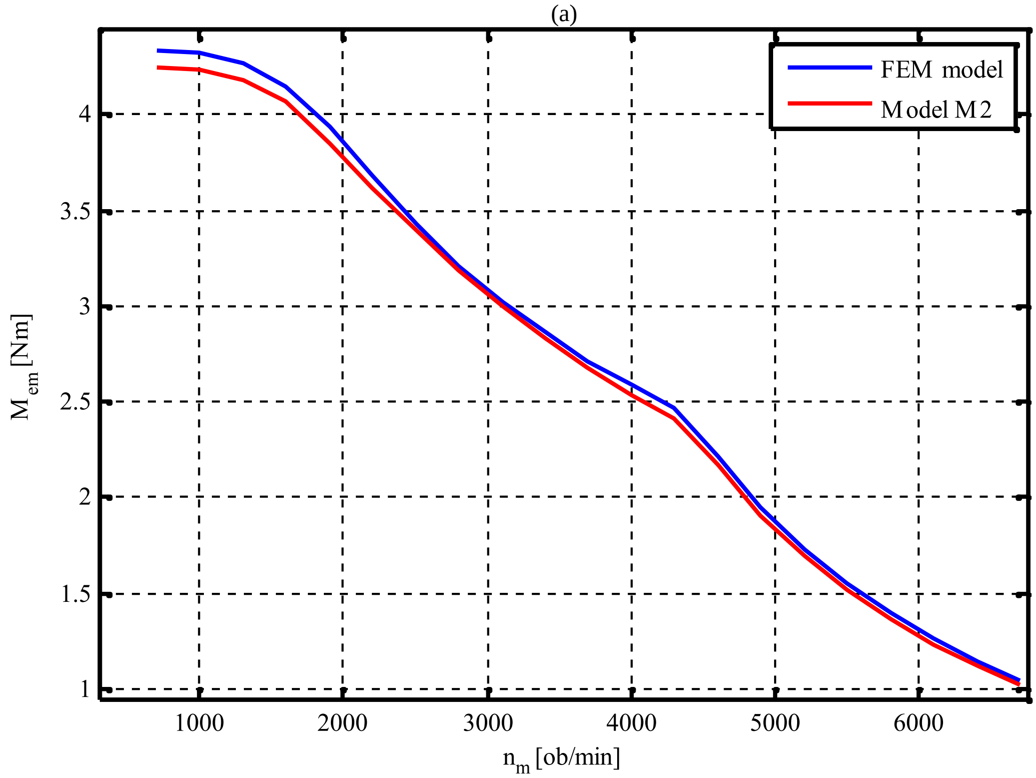


Слика 4.36 Снаге 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.

секвенци 8/6 SRM-а M2 и FEM модела наглашава њихову веома велику блискост јер одступање модела M2 у односу на FEM не прелази 2.5 %. То се може видети на сликама 4.37 и 4.38. Слично важи и за струје I_{eff} и I_{DC} односно снагу мотора P сагласно сликама 4.39-4.41.

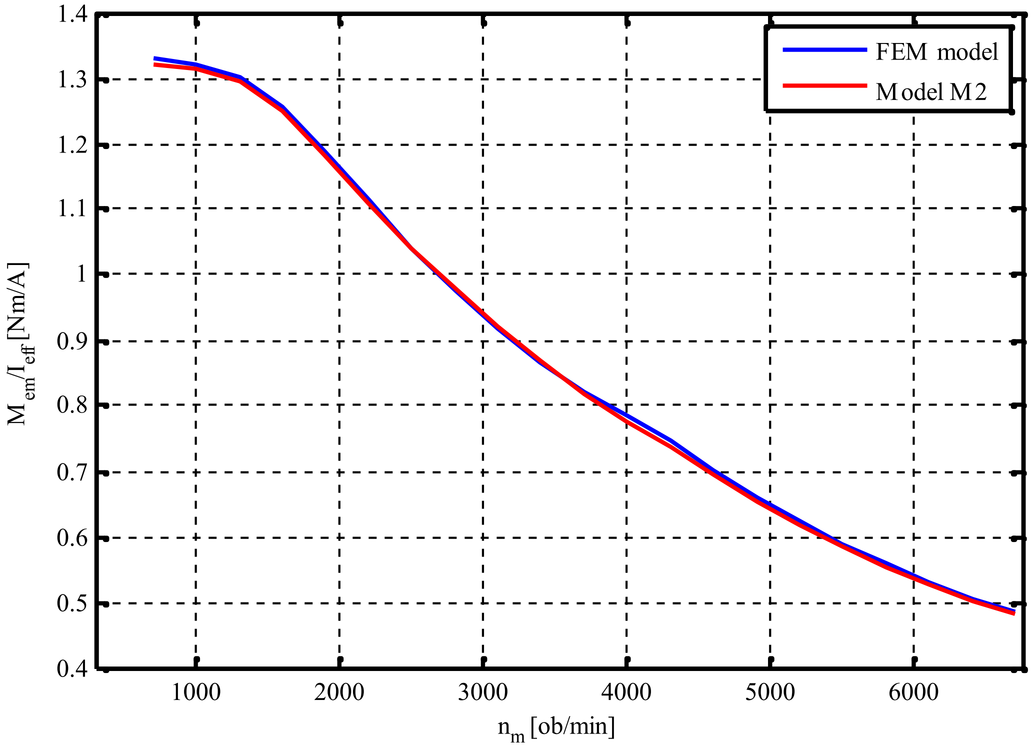


(а)

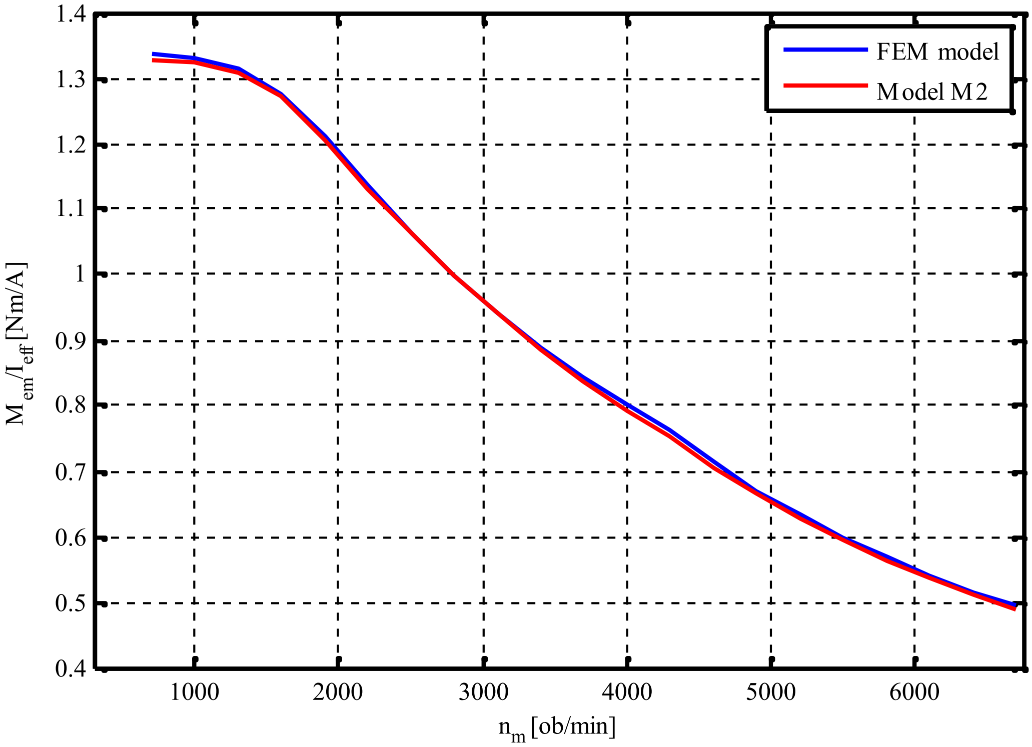


(б)

Слика 4.37 Поређење експлоатационих карактеристика (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а добијених помоћу М2 и FEM модела.

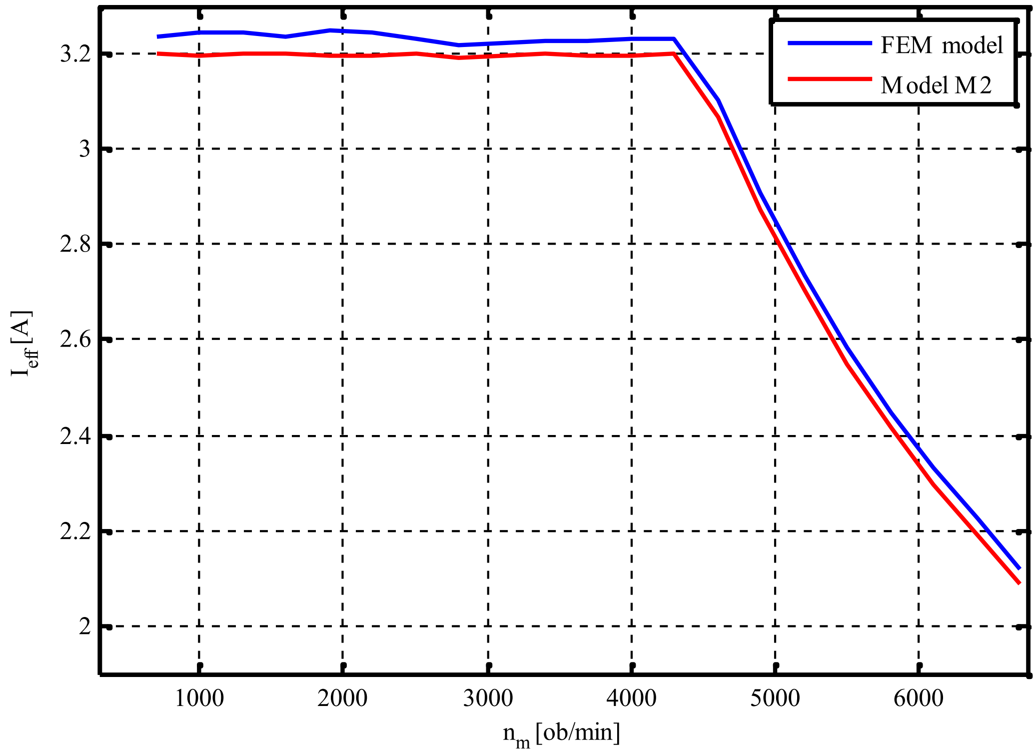


(a)

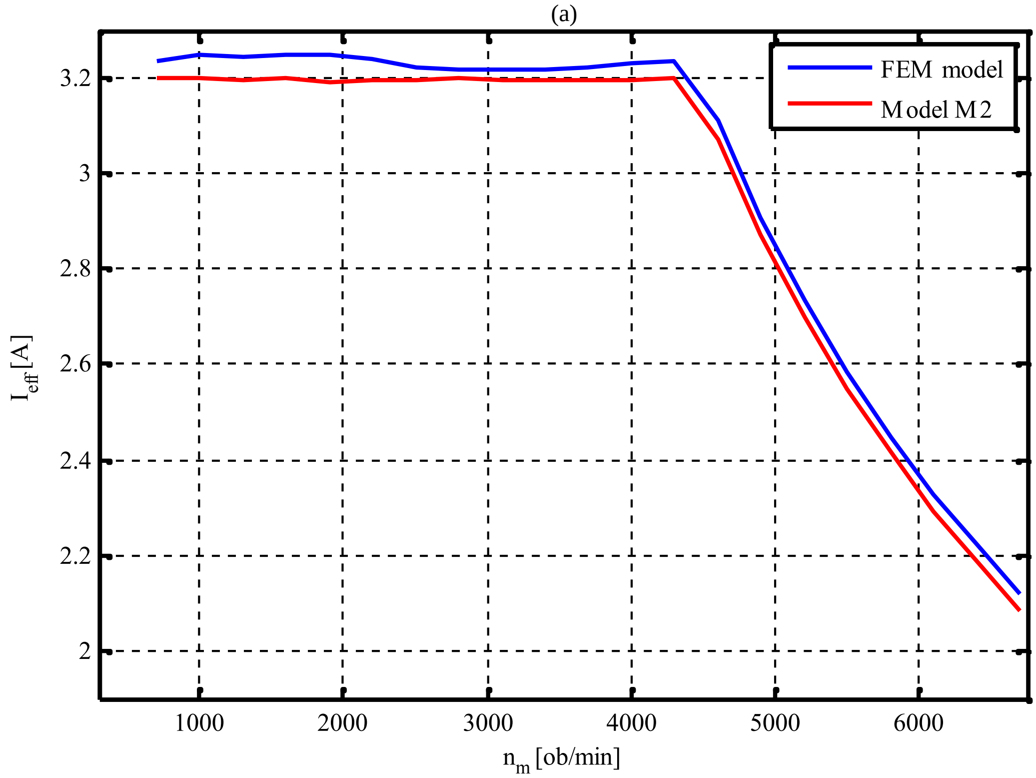


(б)

Слика 4.38 Поређење M_{em}/I_{eff} *(а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а добијених помоћу М2 и FEM модела.*

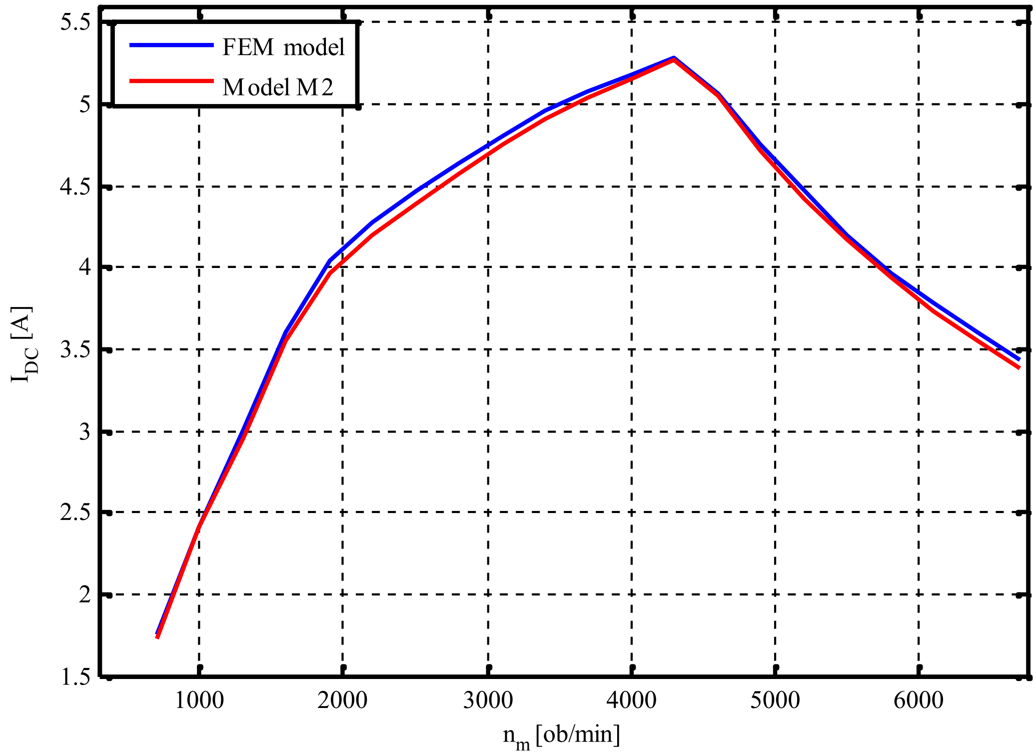


(а)

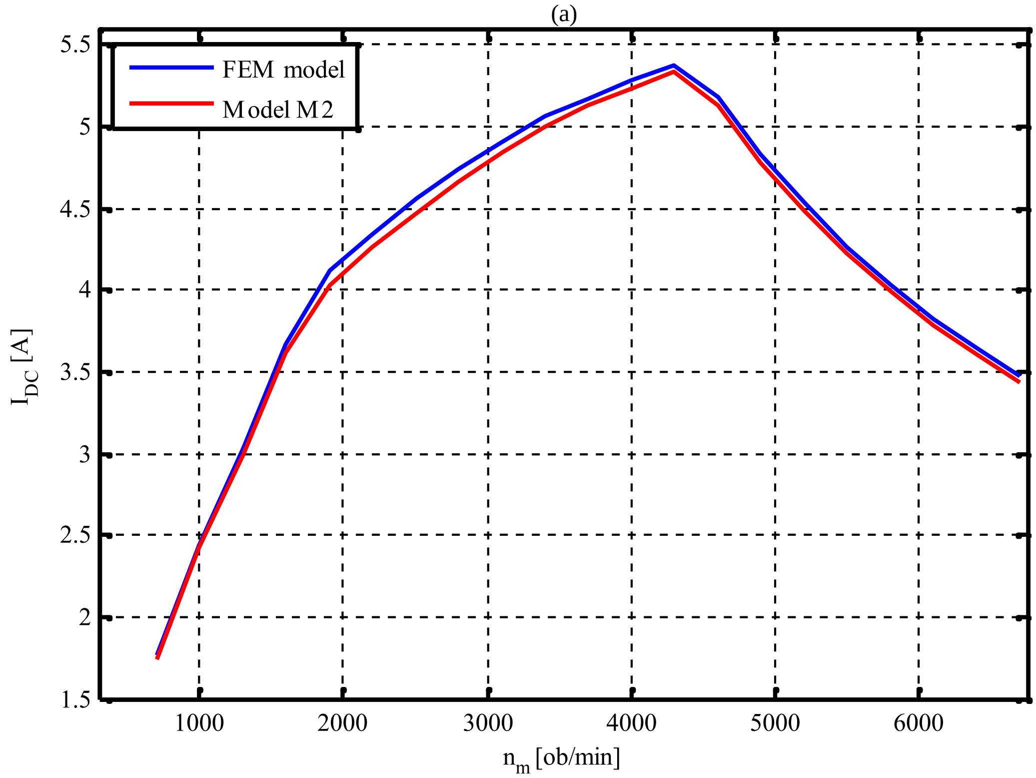


(б)

Слика 4.39 Поређење средњих ефективних вредности фазних струја (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а добијених помоћу М2 и FEM модела.

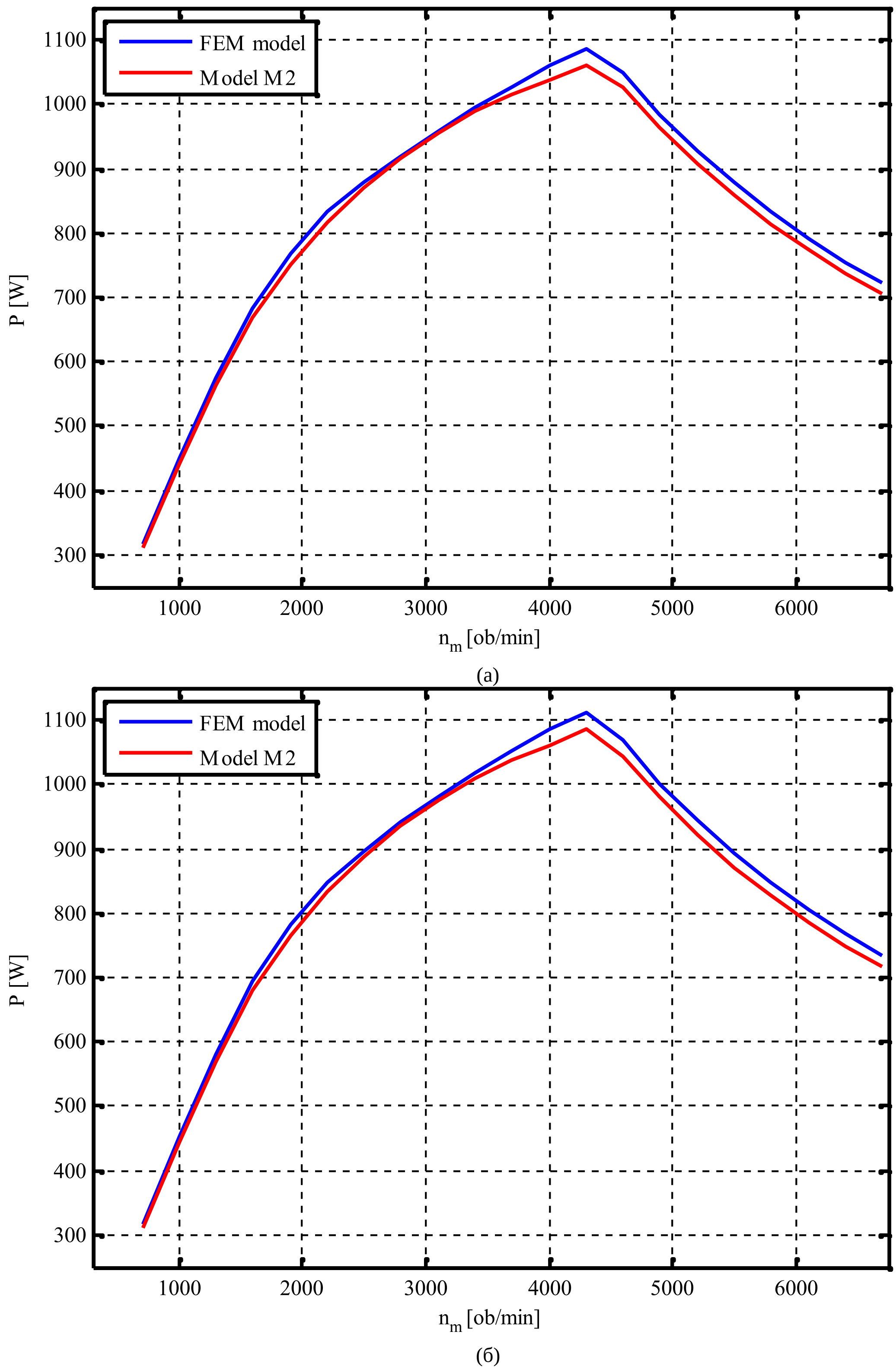


(а)



(б)

Слика 4.40 Поређење средњих вредности струја DC линка (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а добијених помоћу M2 и FEM модела.



Слика 4.41 Поређење снага (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а добијених помоћу M2 и FEM модела.

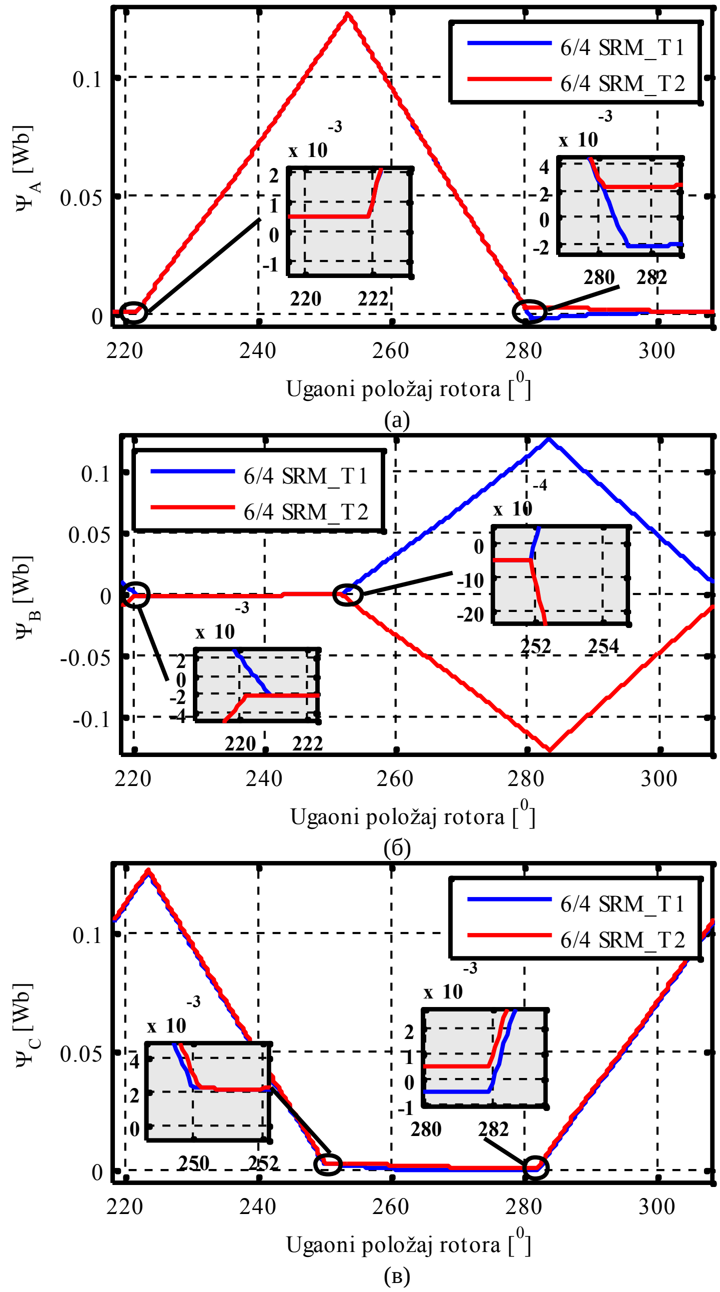
4.2.2.2 Поређење карактеристика и перформанси дефинисаних секвенци магнетског поларитета фаза 6/4 SRM-а M2 и FEM модела

У циљу коректне верификације утицаја међусобне интеракције на перформансе дефинисаних магнетских секвенци 6/4 SRM-а неопходно је спровести исти поступак као што је то претходно урађено за магнетске секвенце 8/6 SRM-а. Дакле, потребно је са једне стране упоредити симулационе резултате новог аналитичког и FEM модела ра радне режиме дефинисане у табели 3.13 као и перформансе за исте радне режиме који су дефинисани у табелама 3.18 и 3.19.

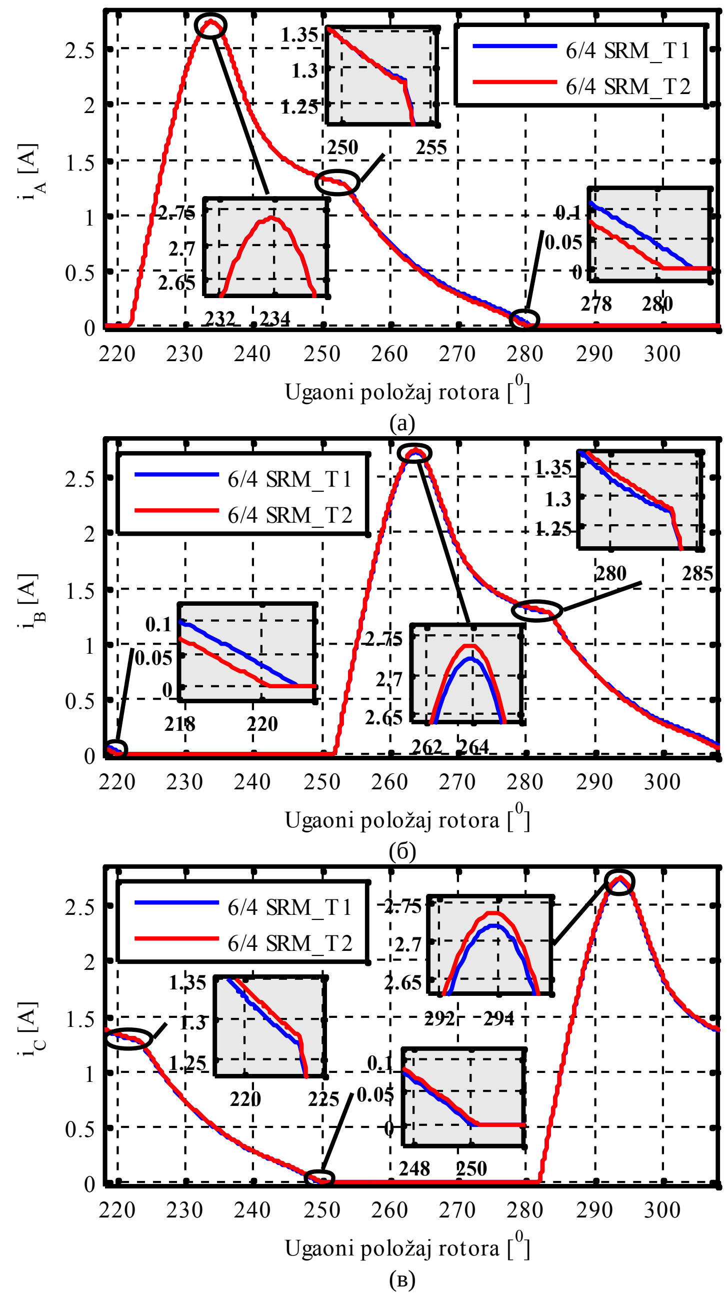
Таласни облици флуксних обухвата, фазних струја, струја DC линка, електромагнетског момената и *Ψ-i* петљи фаза транзијентног FEM модела ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 приказани су на сликама 4.42-4.49 док су за ПРИМЕР 2 наведени таласни облици дати на сликама 4.50-4.57.

Квалитативно поређење одговарајућих таласних облика ова два модела верификује природу утицаја међусобне интеракције фаза на карактеристике дефинисаних секвенци 6/4 SRM-а као и закључке који су изведени у одељку 3.9.2. При томе, добијени симулациони резултати ова два модела су веома блиски изузев одређеног одступања таласног облика електромагнетског момента који је последица геометрије посматраног 6/4 SRM-а о чему је било више речи у одељку 3.8.1.3.

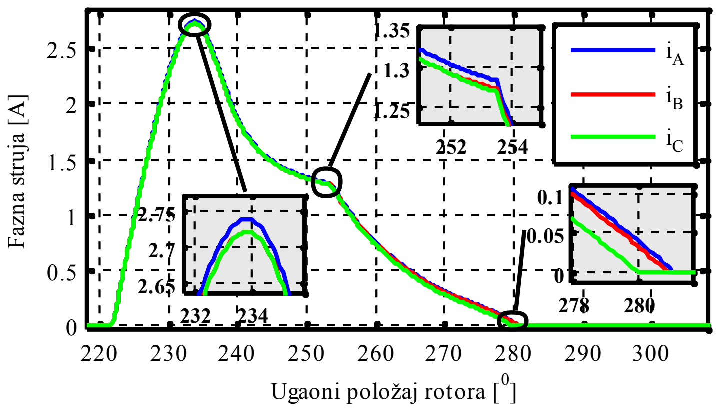
Квантитативно поређење симулационих резултата ова два модела за посматране радне режиме је дато у табелама 4.11 и 4.12. На основу њих се закључује да постоји веома велика блискост добијених нумеричких резултата чиме се верификују закључци из одељка 3.9.2.3 о утицају међусобне интеракције фаза на карактеристике 6/4 SRM-а у зависности од дефинисане магнетске секвенце.



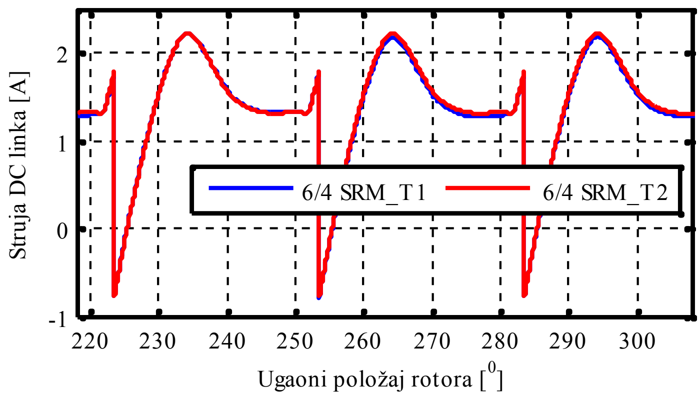
Слика 4.42 Поређење флуксних обухвата 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.



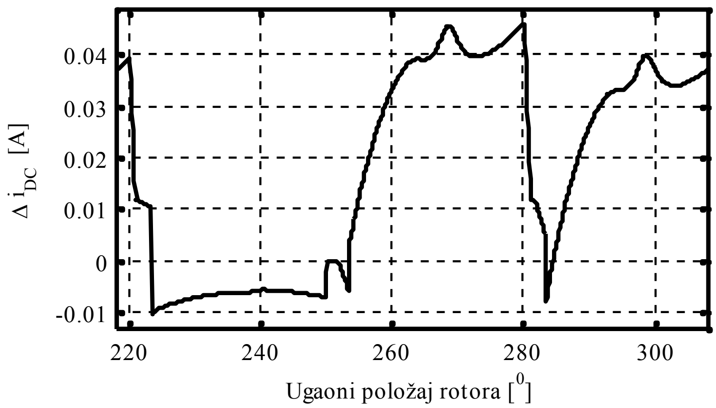
Слика 4.43 Поређење фазних струја 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.



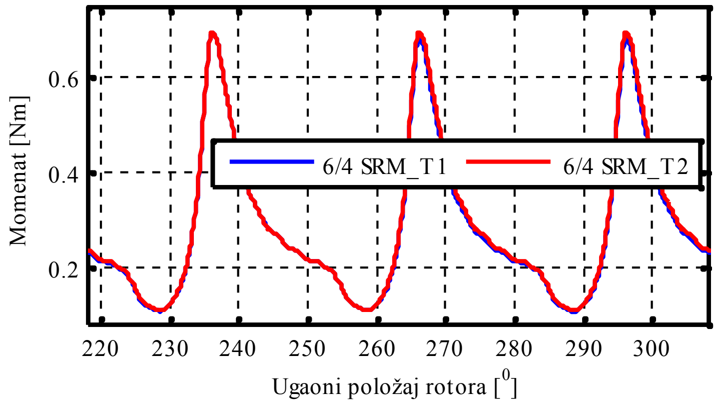
Слика 4.44 Преклопљене фазне струје 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијене помоћу FEM модела.



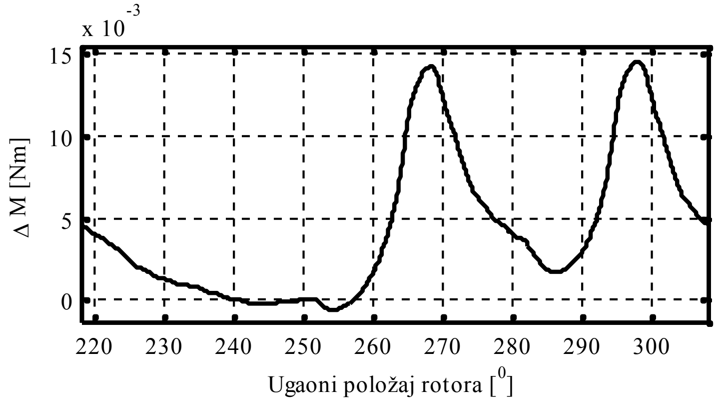
Слика 4.45 Поређење струја DC линка 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.



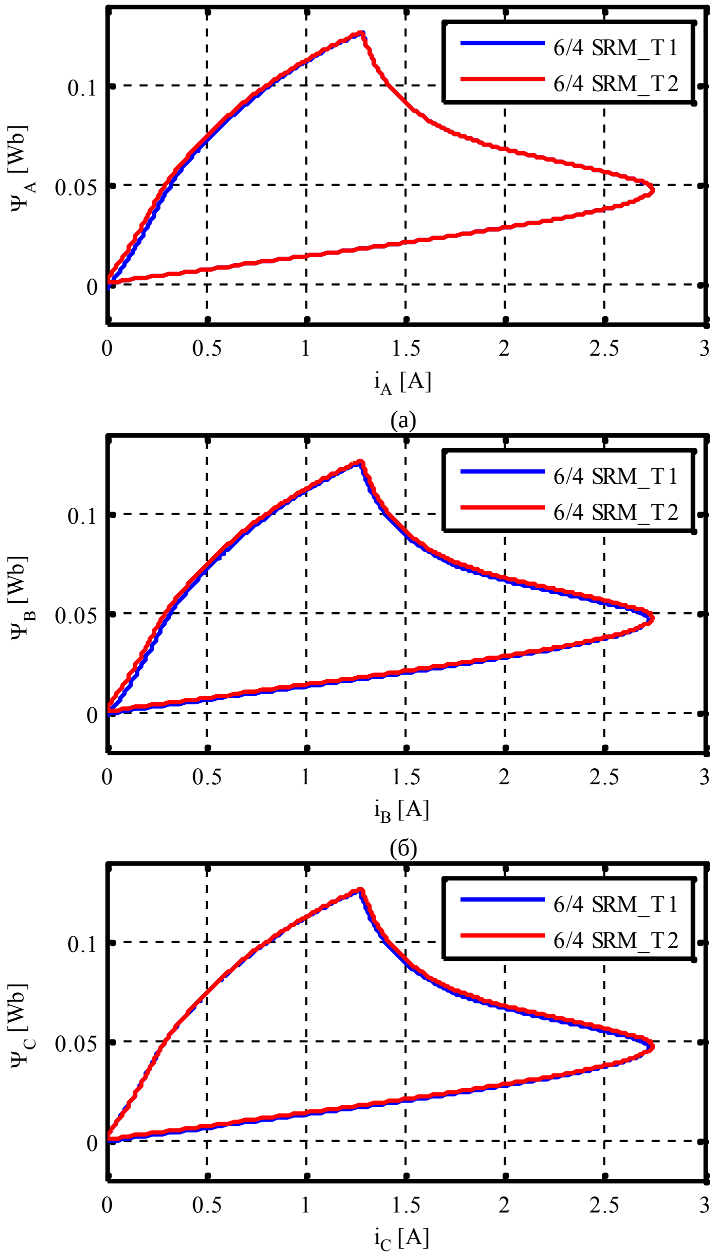
Слика 4.46 Разлика струја DC линка 6/4 SRM_T2-а и 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијена помоћу FEM модела.



Слика 4.47 Поређење електромагнетских момената 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.



Слика 4.48 Разлика електромагнетских момената 6/4 SRM_T2-а и 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијена помоћу FEM модела.



(а)

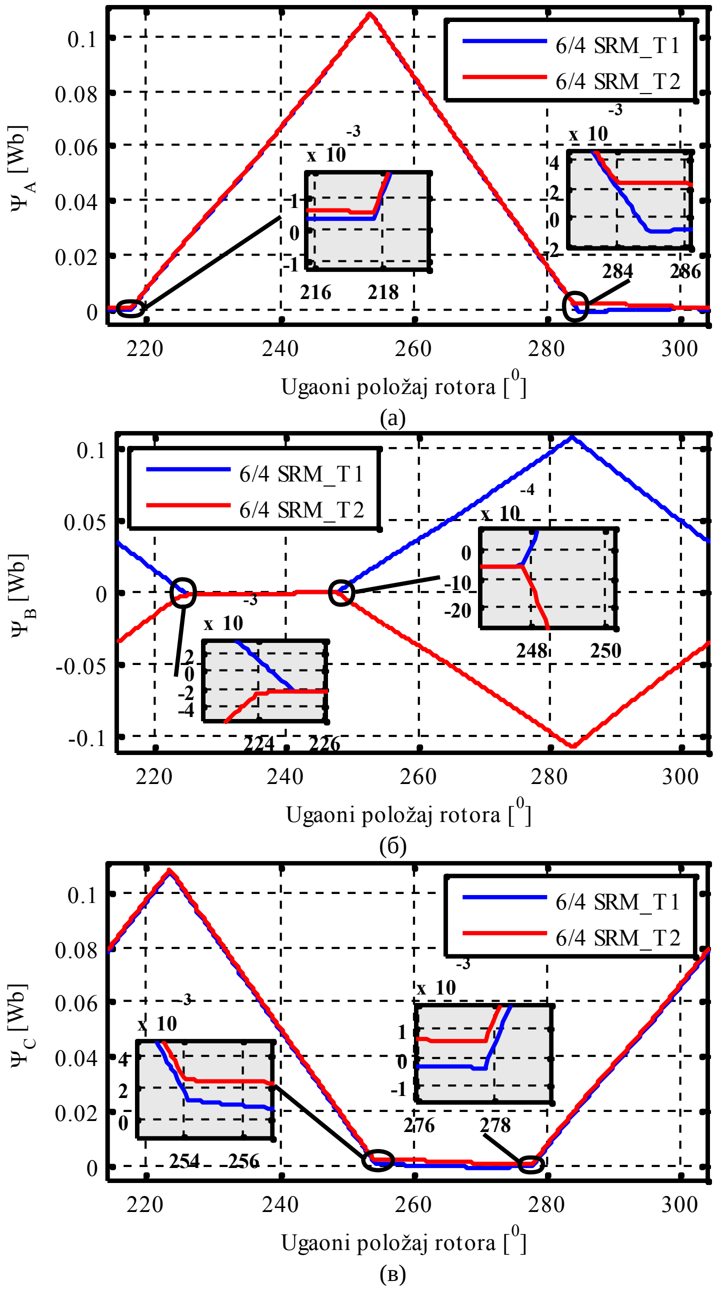
(б)

(в)

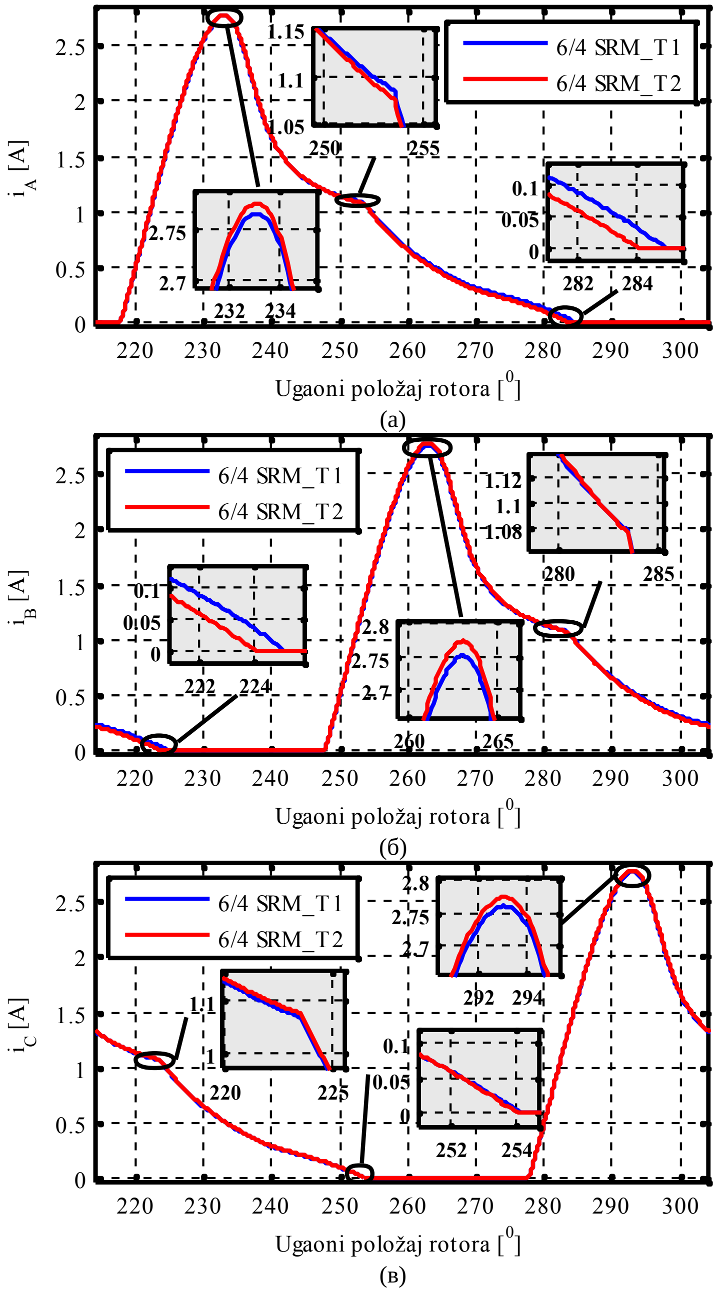
Слика 4.49 Поређење Ψ-i петљи фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.

Табела 4.11 Поређење симулационих резултата М2 и FEM модела 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13.

	Модел М2		**FEM модел**	
	6/4 SRM_T1	**6/4 SRM_T2**	**6/4 SRM_T1**	**6/4 SRM_T2**
I_A [A]	1.1273	1.1258	1.1290	1.1268
I_B [A]	1.1244	1.1258	1.1202	1.1268
I_C [A]	1.1229	1.1258	1.1181	1.1268
I_{DC} [A]	1.3486	1.3594	1.3519	1.3700
M_{em} [Nm]	0.2856	0.2883	0.2830	0.2873

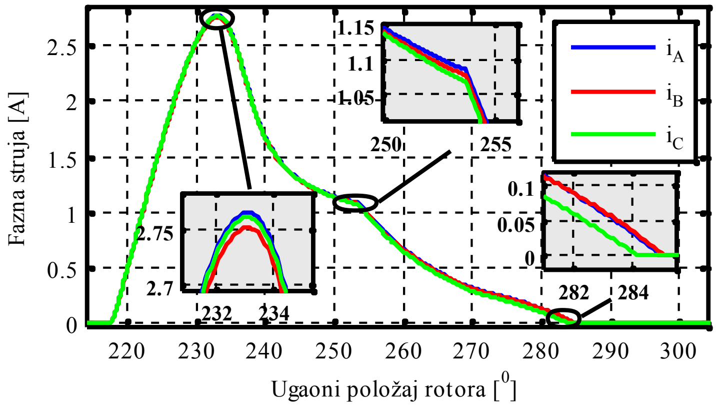


Слика 4.50 Поређење флуксних обухвата фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.

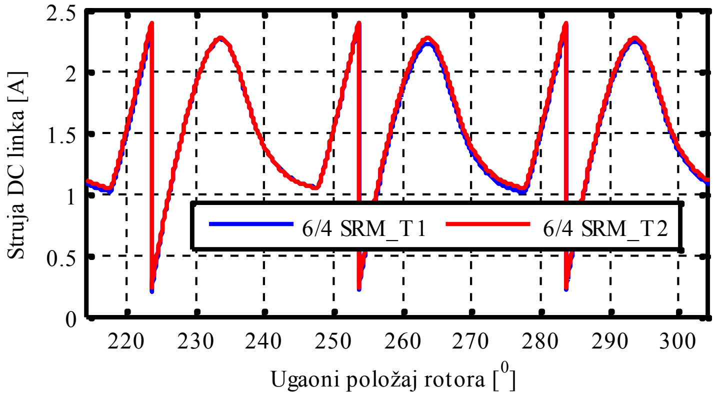


Слика 4.51 Поређење фазних струја 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.

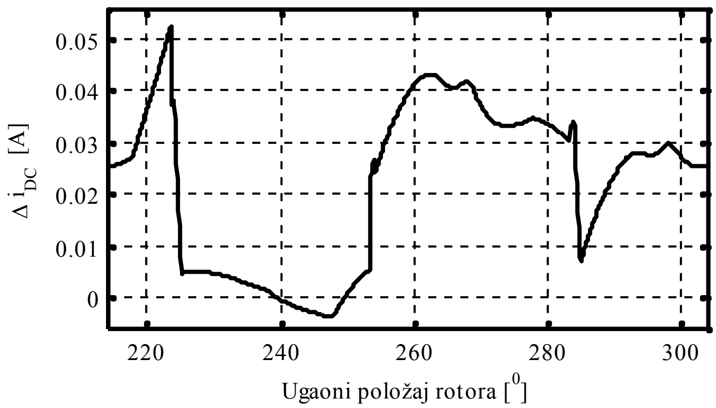
.



Слика 4.52 Преклопљене фазне струје 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијене помоћу FEM модела.

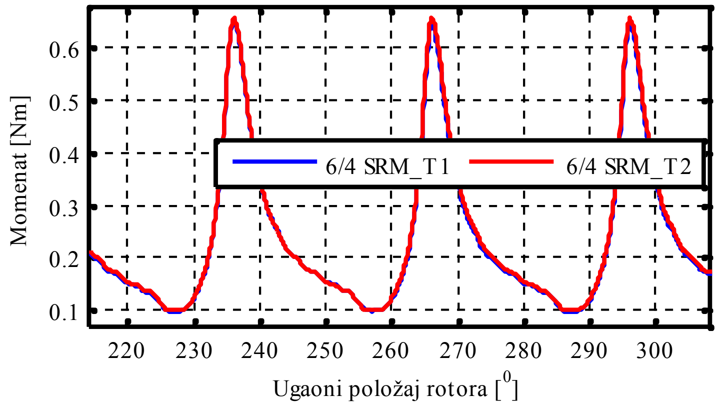


Слика 4.53 Поређење струја DC линка 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.

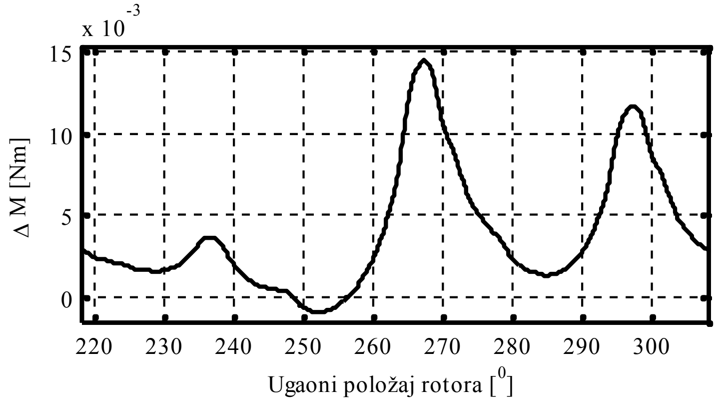


Слика 4.54 Разлика струја DC линка 6/4 SRM_T2-а и 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијена помоћу FEM модела.

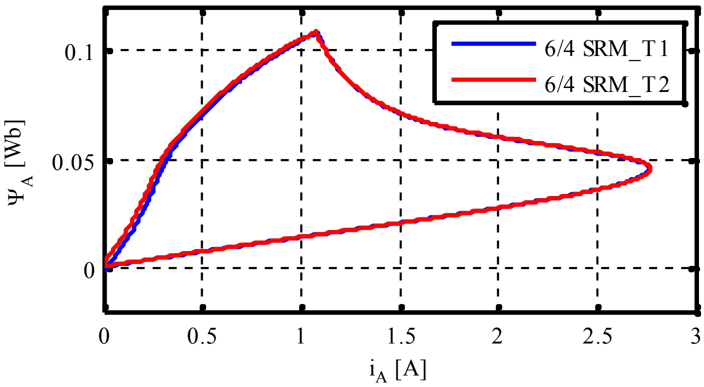
.



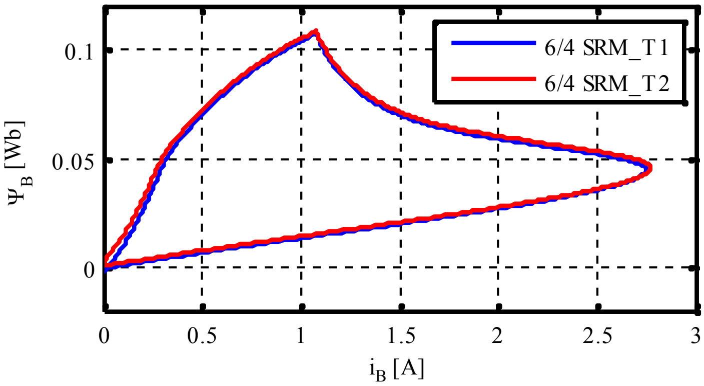
Слика 4.55 Поређење електромагнетских момената 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.



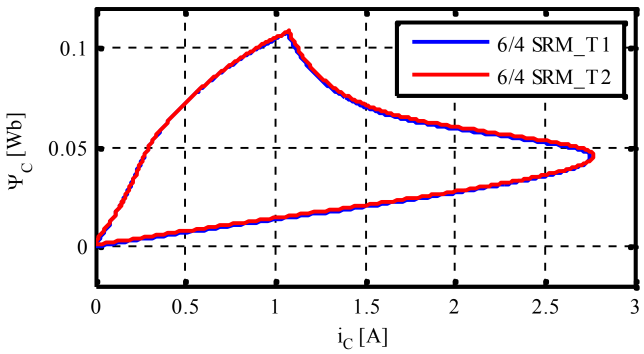
Слика 4.56 Разлика електромагнетских момената 6/4 SRM_T2-а и 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијена помоћу FEM модела.



(а)



(б)



(в)

Слика 4.57 Поређење Ψ-i петљи фаза 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.

Табела 4.12 Поређење симулационих резултата M2 и FEM модела 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 2 из табеле 3.13.

	Модел M2		**FEM модел**	
	6/4 SRM_T1	**6/4 SRM_T2**	**6/4 SRM_T1**	**6/4 SRM_T2**
I_A **[A]**	1.1540	1.1547	1.1493	1.1509
I_B **[A]**	1.1525	1.1547	1.1434	1.1509
I_C **[A]**	1.1533	1.1547	1.1450	1.1509
I_{DC} **[A]**	1.5079	1.5217	1.5000	1.5223
M_{em} **[Nm]**	0.2426	0.2452	0.2387	0.2425

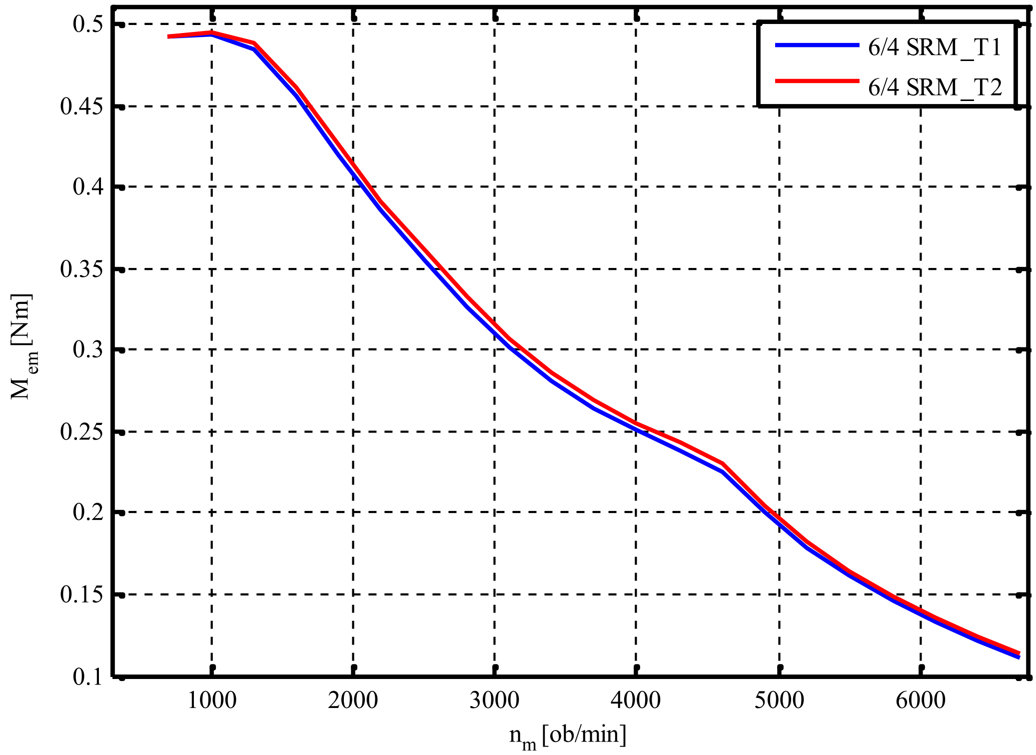
Ови закључци су општи пошто се има веома велика сличност између перформанси дефинисаних секвенци 6/4 SRM-а M2 и FEM модела на целом опсегу експлоатационе карактеристике. Наиме, у табелама 4.13 и 4.14 су сумирани резултати симулација транзијентног FEM модела обе секвенце 6/4 SRM-а, за исте радне режиме M2 модела из табела 3.18 и 3.19 који су добијени оптимизацијом контролних параметара на начин који је описан у одељку 3.9.1.3. Поређење карактеристика 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а FEM модела на сликама 4.58-4.62 са одговарајућим карактеристикама M2 модела из одељка 3.9.2.3 то и потврђује.

Табела 4.13 Перформансе 6/4 SRM_T1-а добијене помоћу FEM модела за радне тачке које одговарају оптимално одређеним контролним угловима из табеле 3.18.

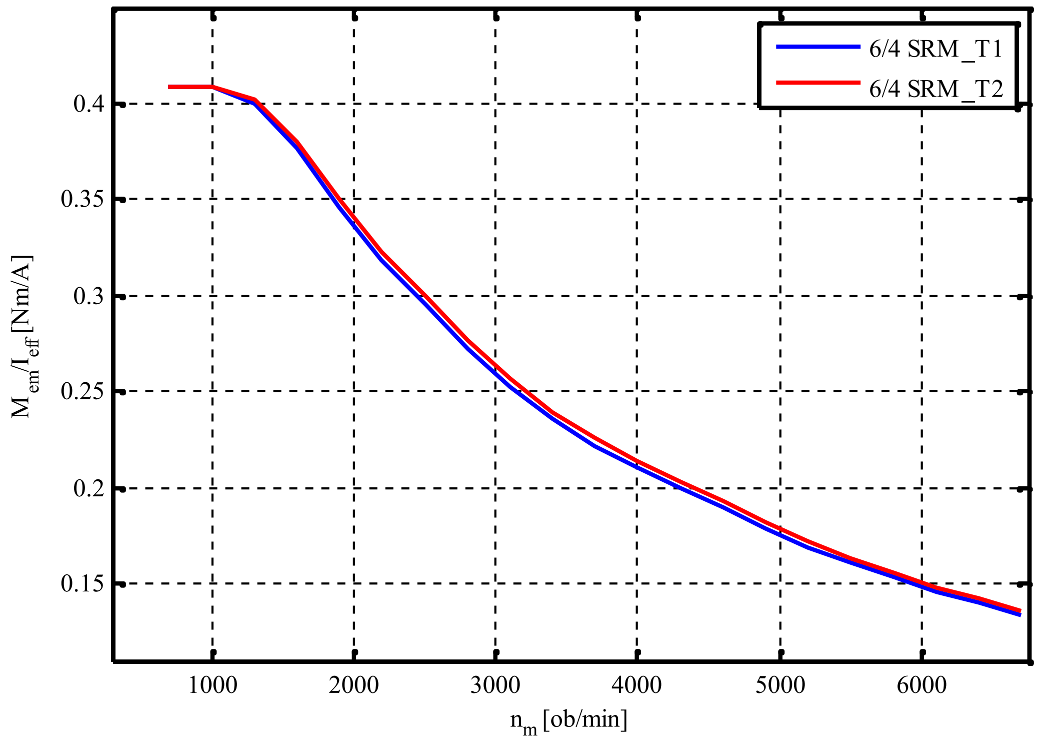
n_m [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{isk} [°]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	P [W]	I_{DC} [A]
700	55	77.2	1.2066	0.4927	0.4083	36.1168	0.7936
1000	53.6	73.7	1.2102	0.4941	0.4083	51.742	1.0467
1300	51.1	75.4	1.2117	0.4851	0.4004	66.0394	1.2154
1600	48.8	76.1	1.2120	0.4567	0.3768	76.5208	1.3206
1900	46.9	76.5	1.2134	0.4203	0.3464	83.6256	1.3625
2200	45.2	76.5	1.2124	0.3866	0.3189	89.0673	1.4104
2500	43.7	76.6	1.2039	0.3555	0.2953	93.0697	1.4437
2800	42.4	77.4	1.1981	0.3265	0.2725	95.7348	1.4769
3100	41.2	78.4	1.1953	0.3017	0.2524	97.9412	1.5048
3400	40	78.8	1.1935	0.281	0.2354	100.049	1.5336
3700	38.8	78.6	1.1925	0.2643	0.2216	102.406	1.5601
4000	37.6	77.9	1.1912	0.2506	0.2104	104.971	1.5901
4300	36.5	77.7	1.1901	0.2382	0.2002	107.26	1.6136
4600	35.5	77.9	1.1891	0.2254	0.1896	108.578	1.6318
4900	35.5	77.8	1.1174	0.2	0.1790	102.625	1.5273
5200	35.5	77.7	1.0556	0.1787	0.1693	97.3098	1.437
5500	35.5	77.7	1.0010	0.1611	0.1609	92.7869	1.3575
5800	35.5	77.6	0.9514	0.1456	0.1530	88.4337	1.2893
6100	35.5	77.5	0.9066	0.1326	0.1463	84.7036	1.2255
6400	35.5	77.5	0.8664	0.1211	0.1398	81.162	1.1677
6700	35.5	77.5	0.8297	0.111	0.1338	77.8801	1.1159

Табела 4.14 Перформансе 6/4 SRM_T2-а добијене помоћу FEM модела за радне тачке које одговарају оптимално одређеним контролним угловима из табеле 3.19.

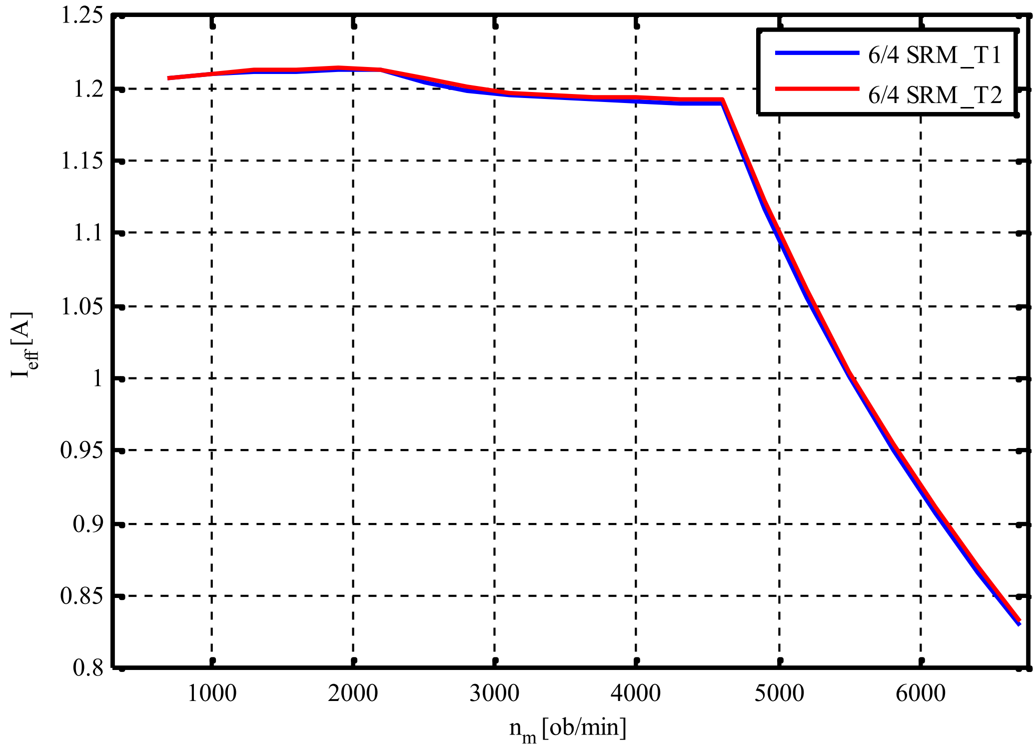
n_m [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{isk} [°]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	P [W]	I_{DC} [A]
700	55	72.7	1.2066	0.4927	0.4083	36.1168	0.8005
1000	53.7	73.9	1.2105	0.4949	0.4088	51.8258	1.0475
1300	51.1	75.3	1.2124	0.4881	0.4026	66.4478	1.2188
1600	48.8	76	1.2126	0.4613	0.3804	77.2916	1.3426
1900	46.9	76.4	1.2142	0.4258	0.3507	84.7204	1.3827
2200	45.2	76.5	1.2133	0.3917	0.3229	90.2477	1.432
2500	43.7	76.7	1.2072	0.3618	0.2997	94.719	1.4638
2800	42.4	77.6	1.2008	0.3324	0.2768	97.4648	1.4983
3100	41.2	78.6	1.1969	0.3073	0.2567	99.7592	1.5289
3400	40	79	1.1951	0.2861	0.2394	101.865	1.5579
3700	38.8	78.8	1.1943	0.2695	0.2257	104.421	1.5836
4000	37.6	77.9	1.1933	0.2553	0.2139	106.94	1.6157
4300	36.5	77.6	1.1930	0.2428	0.2035	109.332	1.6401
4600	35.5	77.9	1.1920	0.23	0.1930	110.794	1.6582
4900	35.5	78	1.1228	0.2042	0.1819	104.78	1.5546
5200	35.5	77.9	1.0607	0.1824	0.1720	99.3246	1.4636
5500	35.5	77.8	1.0053	0.1643	0.1634	94.63	1.3856
5800	35.5	77.7	0.9556	0.1487	0.1556	90.3166	1.3133
6100	35.5	77.7	0.9110	0.1351	0.1483	86.3006	1.2485
6400	35.5	77.6	0.8703	0.1237	0.1421	82.9045	1.1893
6700	35.5	77.6	0.8334	0.1134	0.1361	79.564	1.137



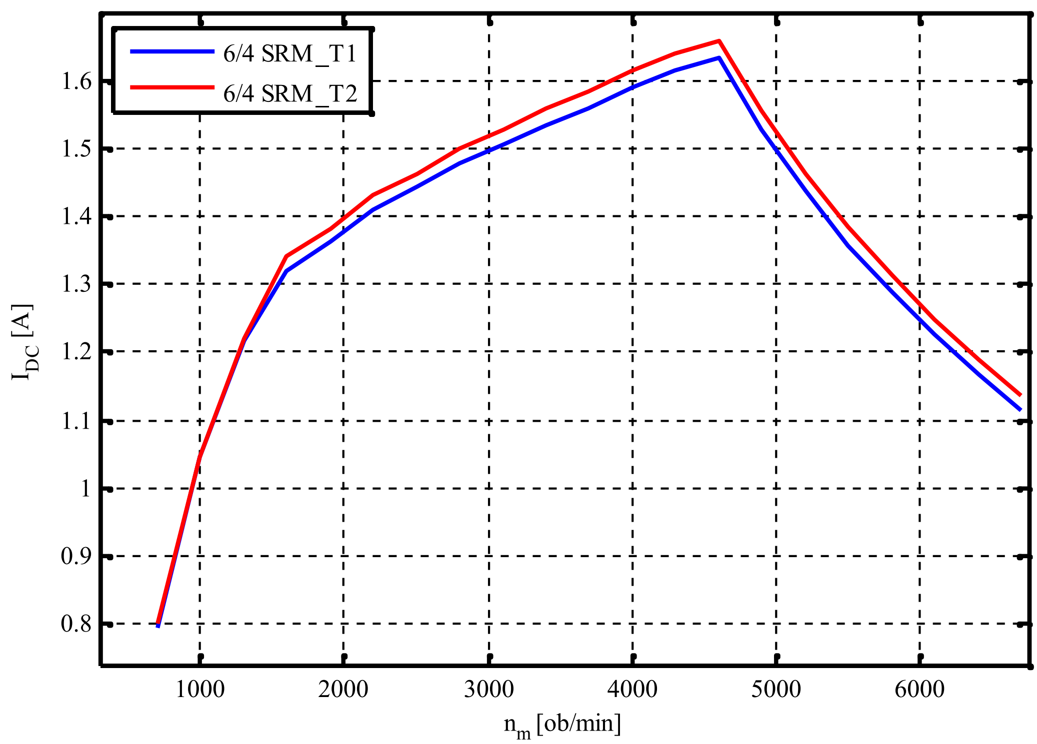
Слика 4.58 Експлоатационе карактеристике 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а добијене помоћу FEM модела.



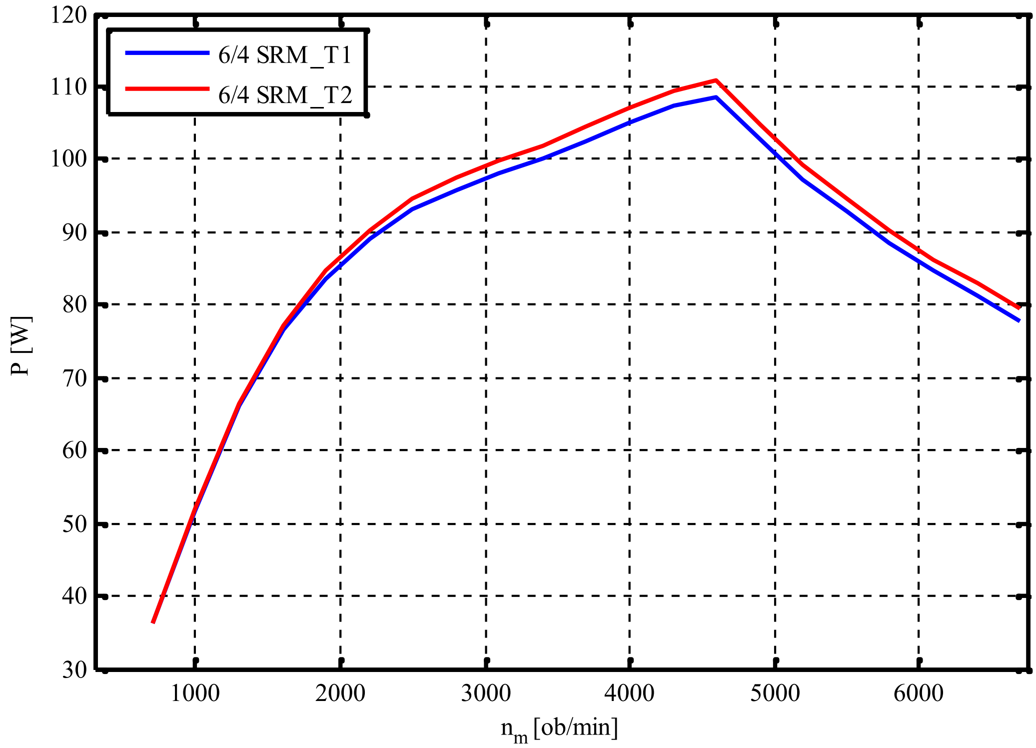
Слика 4.59 M_{em}/I_{eff} 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијени помоћу FEM модела.



Слика 4.60 Средње ефективне вредности фазних струја 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.

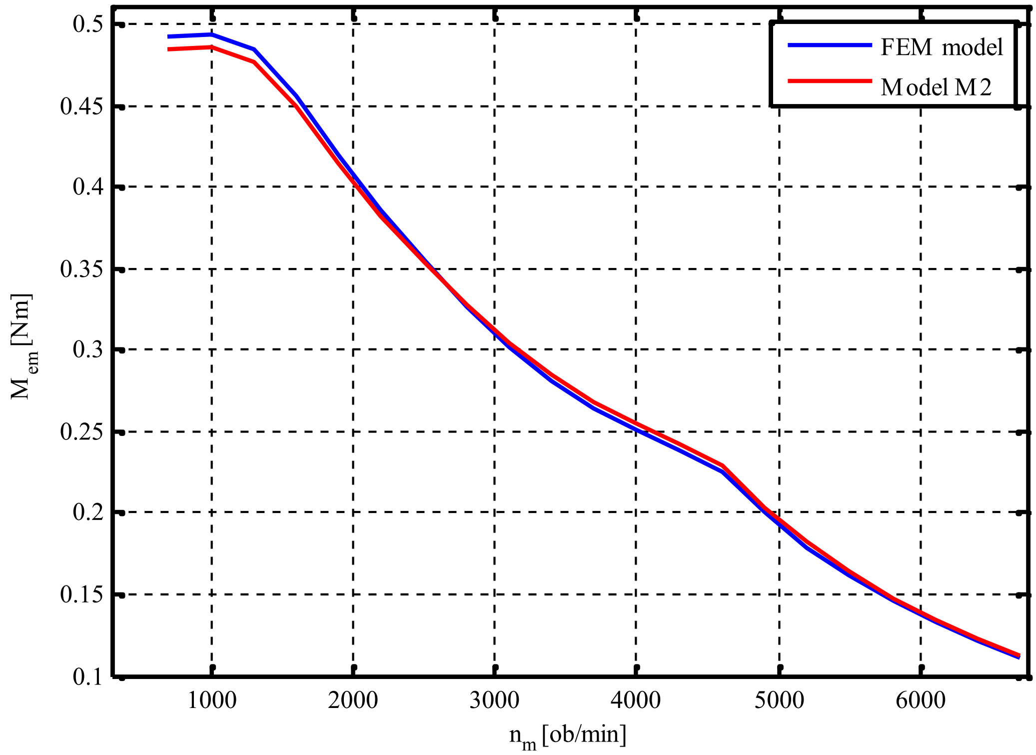


Слика 4.61 Средње вредности струја DC линка 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.

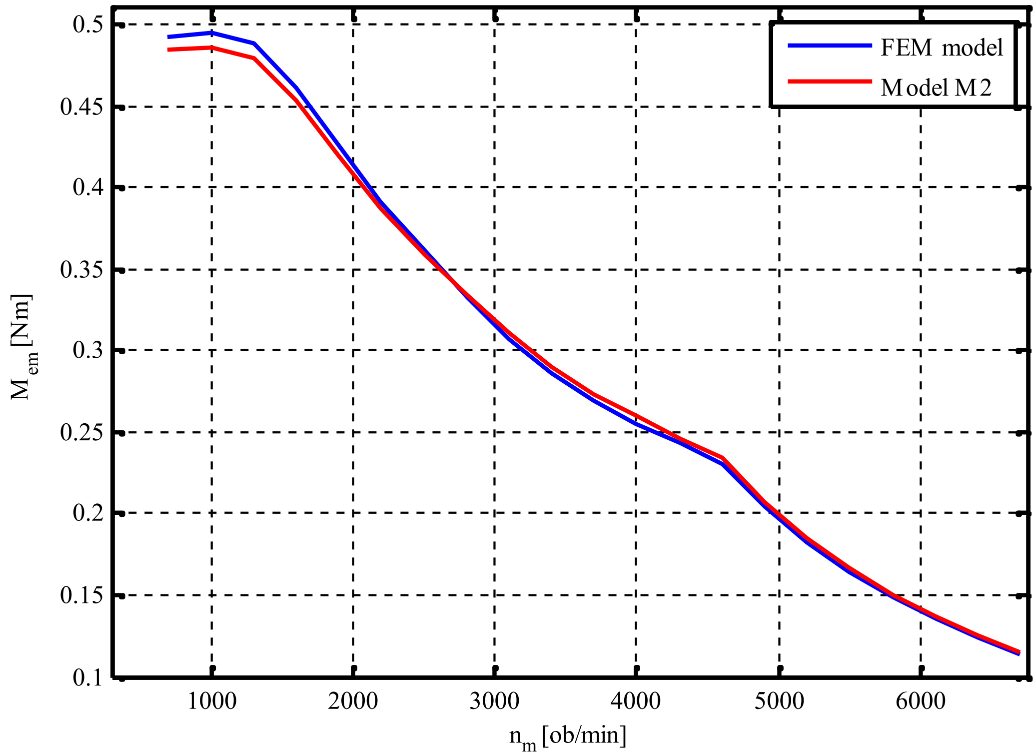


Слика 4.62 Снаге 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.

Са друге стране, да би се нагласила велика тачност новог аналитичког модела чије одступање не прелази 2.4% у односу на FEM модела одговарајуће карактеристике ова два модела су преклопљене и приказане на сликама 4.63-4.67.

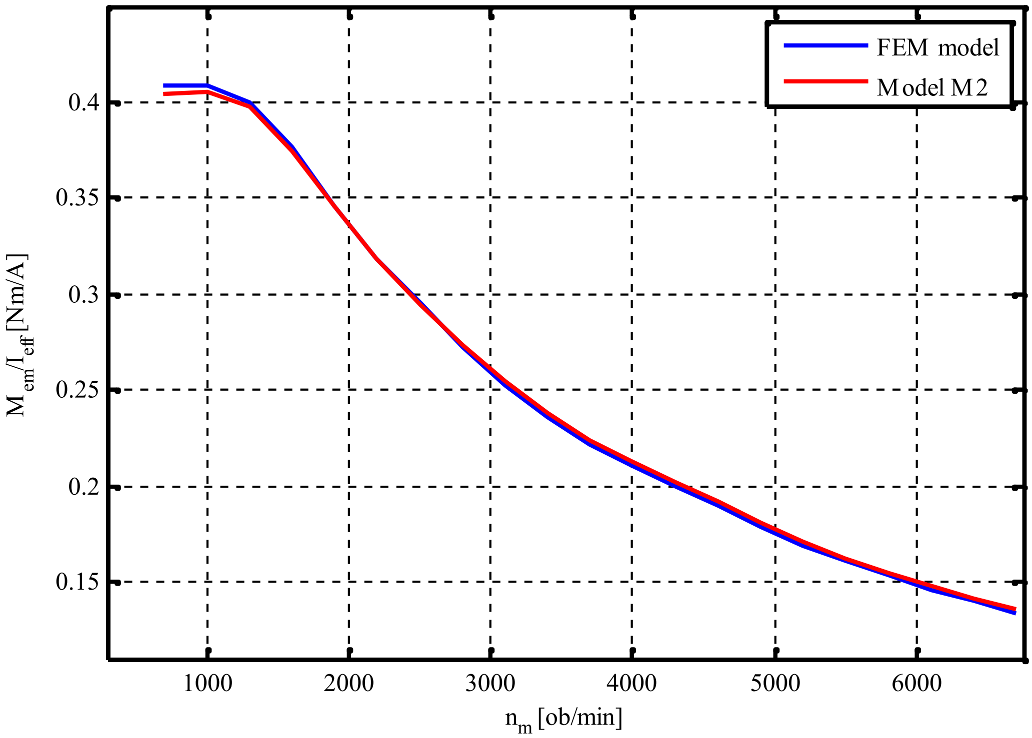


(а)

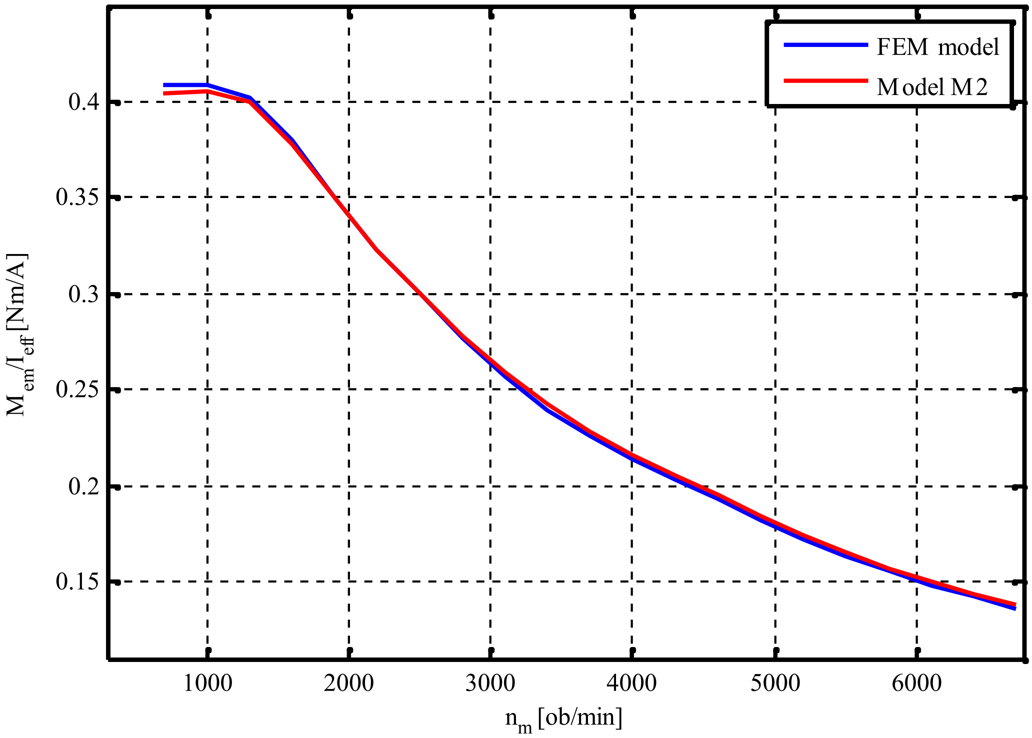


(б)

Слика 4.63 Поређење експлоатационих карактеристика (а) 6/4 SRM_T1-а и (б) 6/4 SRM_T2-а добијених помоћу М2 и FEM модела.

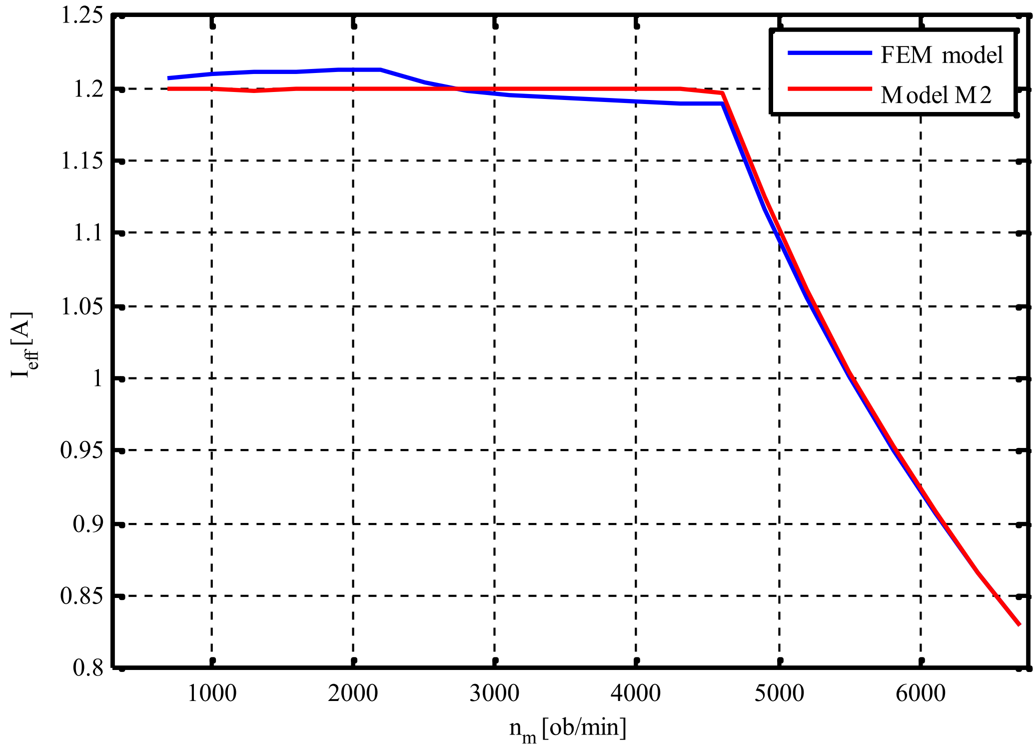


(a)

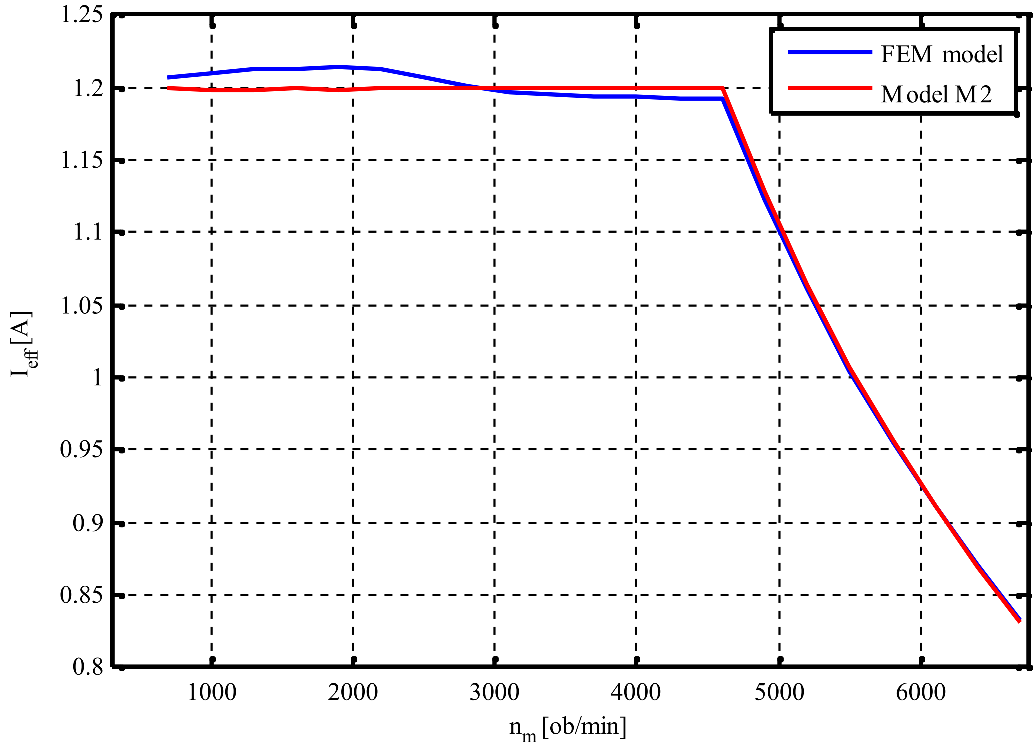


(б)

Слика 4.64 Поређење M_{em}/I_{eff} (а) 6/4 SRM_T1-а и (б) 6/4 SRM_T2-а добијених помоћу M2 и FEM модела.

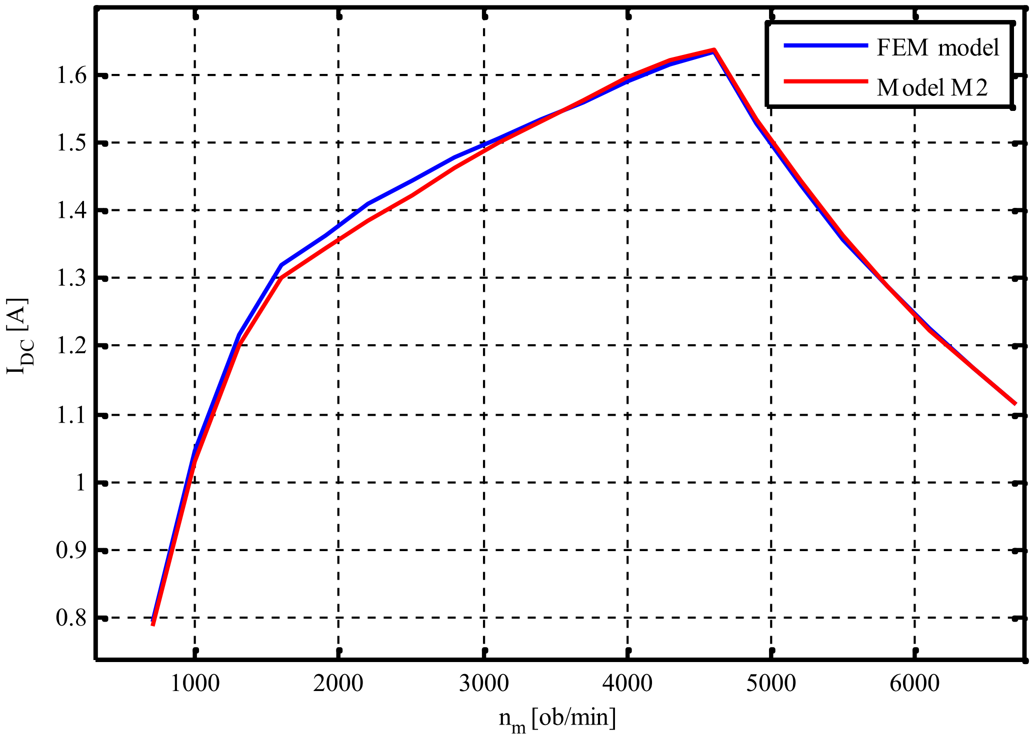


(а)

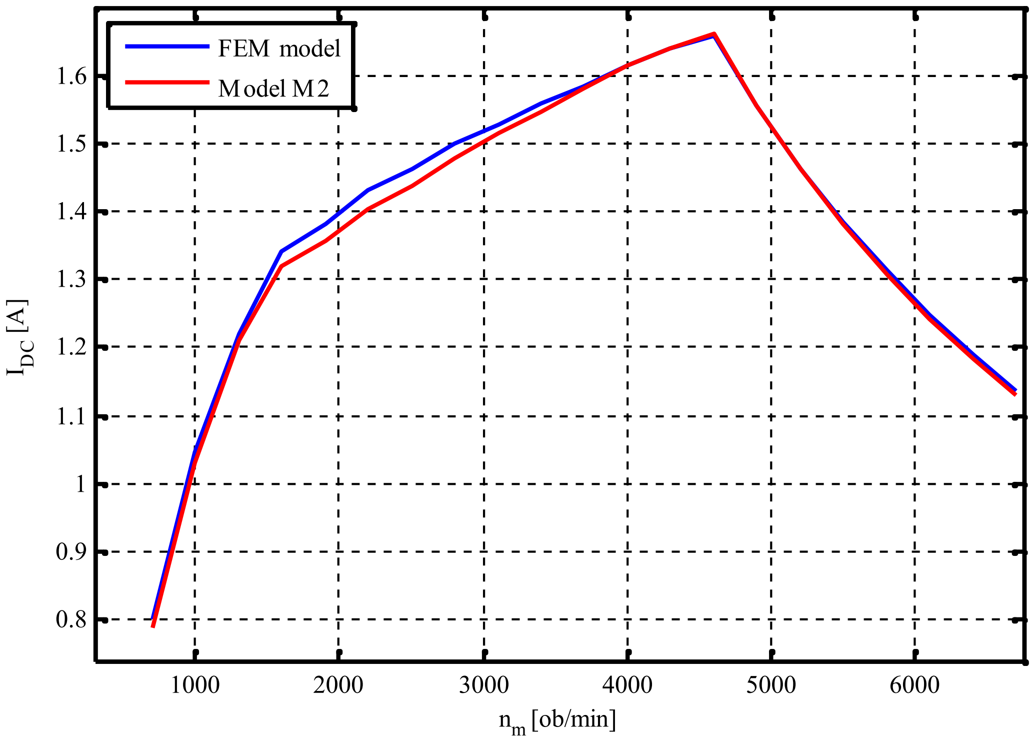


(б)

Слика 4.65 Поређење средњих ефективних вредности фазних струја (а) 6/4 SRM_T1-а и (б) 6/4 SRM_T2-а добијених помоћу M2 и FEM модела.

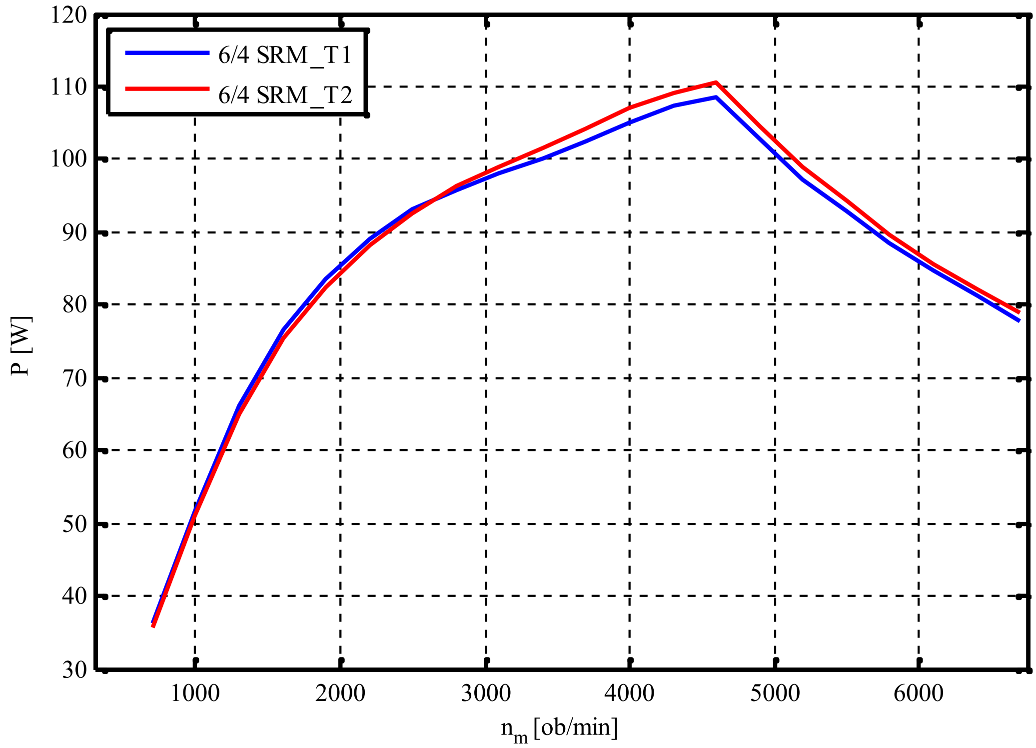


(а)

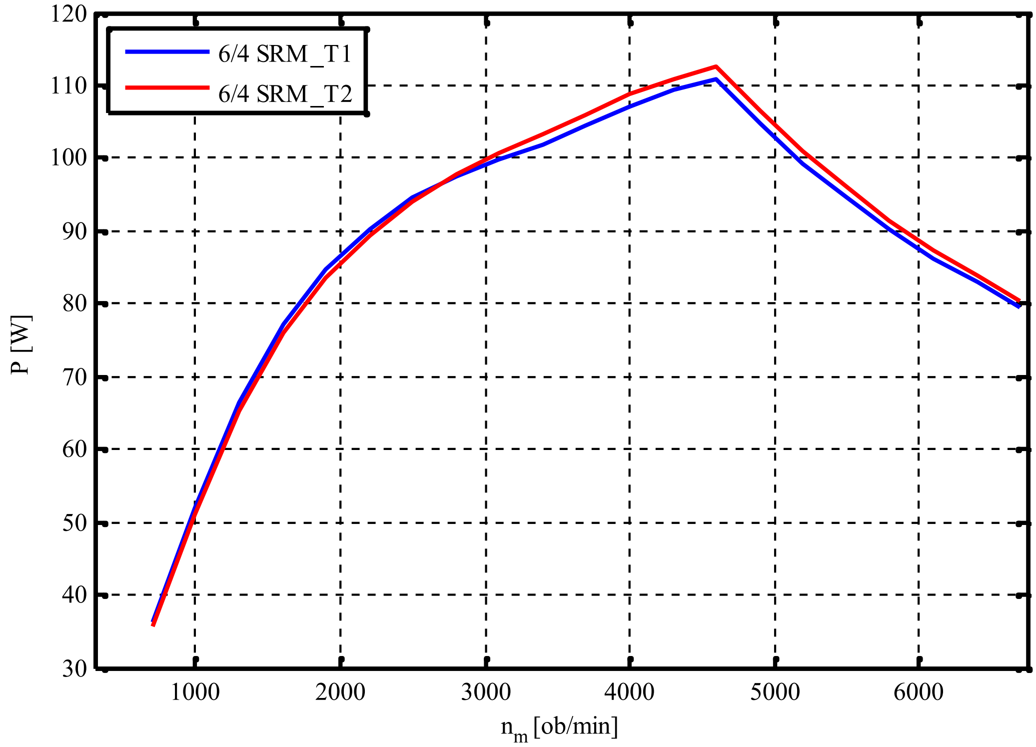


(б)

Слика 4.66 Поређење средњих вредности струја DC линка (а) 6/4 SRM_T1-а и (б) 6/4 SRM_T2-а добијених помоћу M2 и FEM модела.



(а)



(б)

Слика 4.67 Поређење снага (а) 6/4 SRM_T1-а и (б) 6/4 SRM_T2-а добијених помоћу M2 и FEM модела.

4.3 Утицај резултујућег магнетског засићења на карактеристике SRM-а током међусобне интеракције фаза

На основу резултата новог аналитичког модела који су верификовани транзијентним FEM моделом, очигледно је да утицај међусобне интеракције фаза на карактеристике мотора и њихову предикцију директно зависи од магнетског поларитета суседних фаза мотора. Међутим, треба уочити да је фокус истраживања био усмерен ка уобичајеним радним режимима SRM-а код којих ефекти међусобне интеракције фаза нису изражени у великој мери. Као што је речено у одељцима 3.8 и 3.9.1, ови радни режими су изабрани у циљу утврђивања природе међусобне интеракције фаза и њеног утицаја на перформансе SRM-а тако да су фазне струје у границама номиналних. Поред тога, експлоатационе карактеристике дефинисаних секвенци обе конфигурације SRM-а су одређене тако да је поред критеријума за који се оне одређене задовољен и овај услов.

Са друге стране, радни режим дефинисан у табели 3.5 представља пример веома изражене међусобне интеракција фаза чије немоделовање може да доведе до значајне грешке у предикцији перформанси 8/6 SRM-а. Као што је закључено у одељку 3.8.3, то је последица резултујућег, дубоког засићења делова јарма статора и ротора у којима се путање флуксева побуђених фаза преклапају. Пошто су фазне струје SRM-а импулсног карактера, захваљујући термичкој инерцији о чему је било речи у том одељку, струја може краткотрајно прећи трајно дозвољену вредност у краћим интервалима времена чиме се ниво резултујућег магнетског засићења машине увећава.

Узимајући ово у обзир, од великог је значаја истражити утицај резултујућег магнетског засићења на флуксни обухват и електромагнетски моменат. У ту сврху, неопходно је анализирати *Ψ-i* карактеристике фаза и статички моменат користећи магнетостатички FEM модел јер транзијентна анализа у општем случају не пружа могућност да се у потпуности анализира утицај резултујућег магнетског засићења на карактеристике мотора током истовременог вођења више фаза мотора. Осим горе наведеног, на основу добијених резултата магнетостатичког FEM модела може се утврдити и утицај резултујућег магнетског засићења на међусобни флукс што је такође битно у свеобухватној анализи ефеката међусобне интеракције фаза на карактеристике мотора и њихову предикцију.

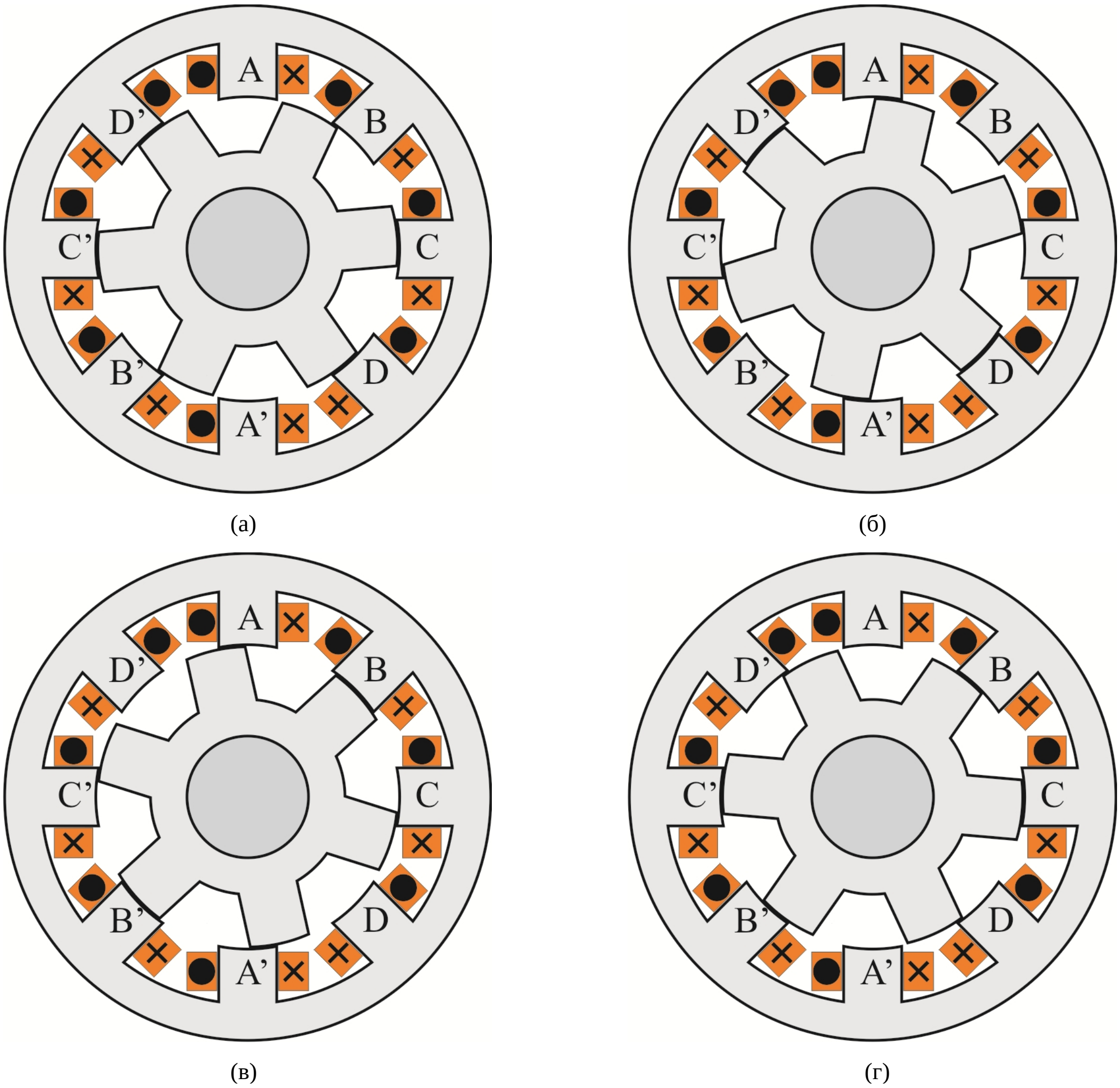
4.3.1 Утицај магнетског засићења на флуксни обухват фаза

Резултати досадашњег истраживања, који су утврђени новим аналитичким а верификовани транзијентним FEM моделом, показују да међусобна интеракција фаза у зависности од магнетског поларитета суседних фаза мотора има различит утицај на перформансе мотора и тачност њихове предикције. При томе, треба још једном нагласити два врло битна закључака везана за природу поларитета суседних фаза мотора. Први закључак се односи на грешку у предикцији перформанси која расте када је магнетски поларитет суседних фаза исти. Други закључак се односи на бенефит који постиже услед ефеката међусобне интеракције фаза и он се има случају различитог магнетског поларитета суседних фаза мотора.

Да би се ови закључци потврдили и у ситуацији када је јарам статора и ротора, услед резултујућих ефеката међусобне интеракције фаза у јако дубоком засићењу, од интереса је анализирати одговарајуће статичке *Ψ-i* карактеристике посматране фазе током њене интеракције са фазом која јој претходи, али и фазом која је следи за различите угаоне положаје ротора.

Пошто су ефекти међусобне интеракције фаза код 8/6 SRM-а израженији у односу на 6/4 SRM, анализа која следи се односи на 8/6 SRM чија је спецификација претходно дефинисана према слици 3.9(б) односно слици 4.1(б) и табели 3.3. У суштини, потпуно је свеједно за коју фазу се анализирају наведене карактеристике, па ће се у наставку посматрати *Ψ-i* карактеристике фазе А као и резултујући ефекти међусобне интеракција са фазама D и B за различите угаоне положаје ротора. Од интереса је посматрати такве угаоне положаје ротора који ће омогућити да се утврди природа утицаја међусобне интеракције на *Ψ-i* карактеристику фазе на целом опсегу полног корака ротора фазе А.

Због тога, у односу на референтни угаони положај ротора који одговара неусаглашеном положају фазе А, изабрана су четири угаона положаја ротора θ_m сагласно слици 4.68.

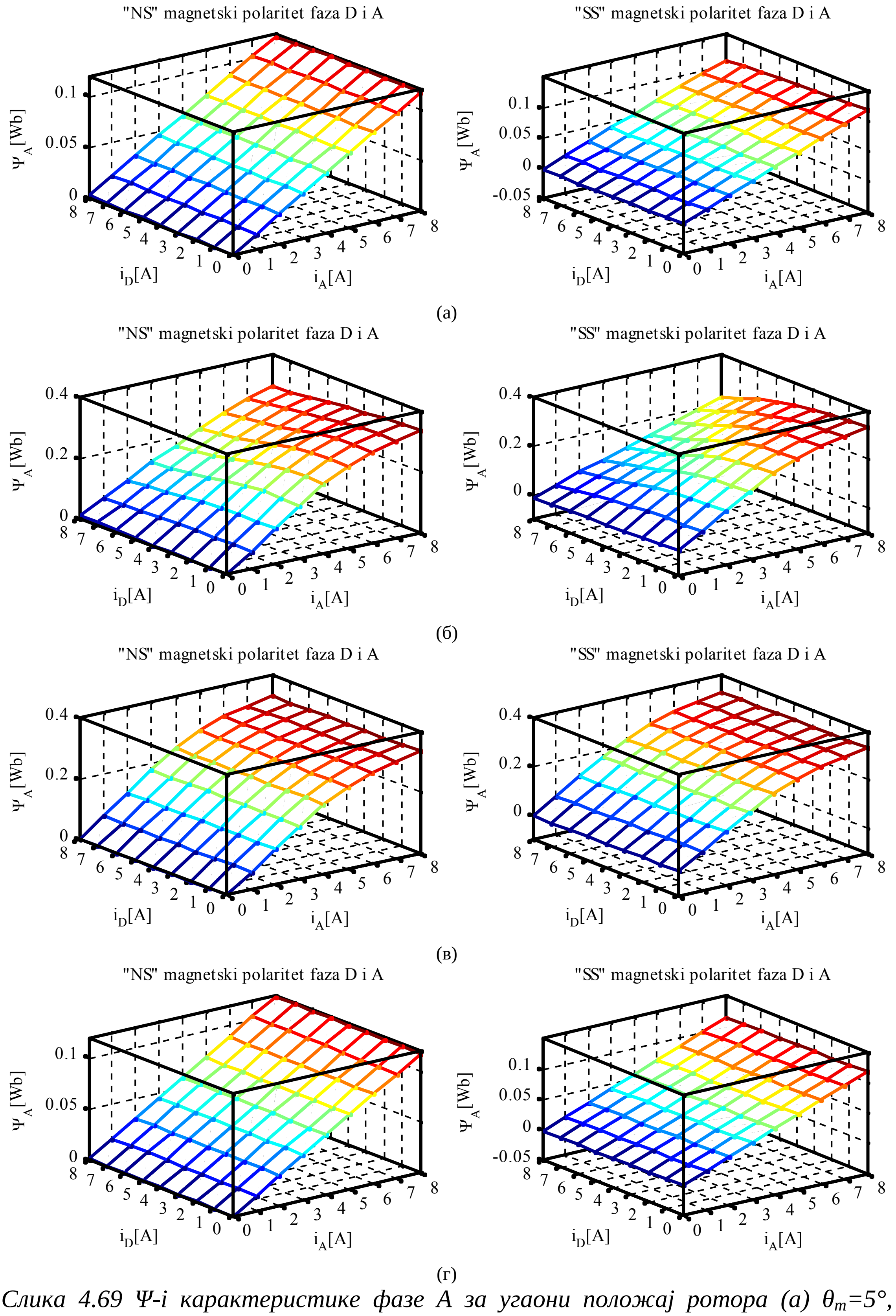


Слика 4.68 Угаони положаји ротора (а) θ_m=5°, (б) θ_m=17.5°, (в) θ_m=42.5° и (г) θ_m=55° у односу на неусаглашени положај фазе А.

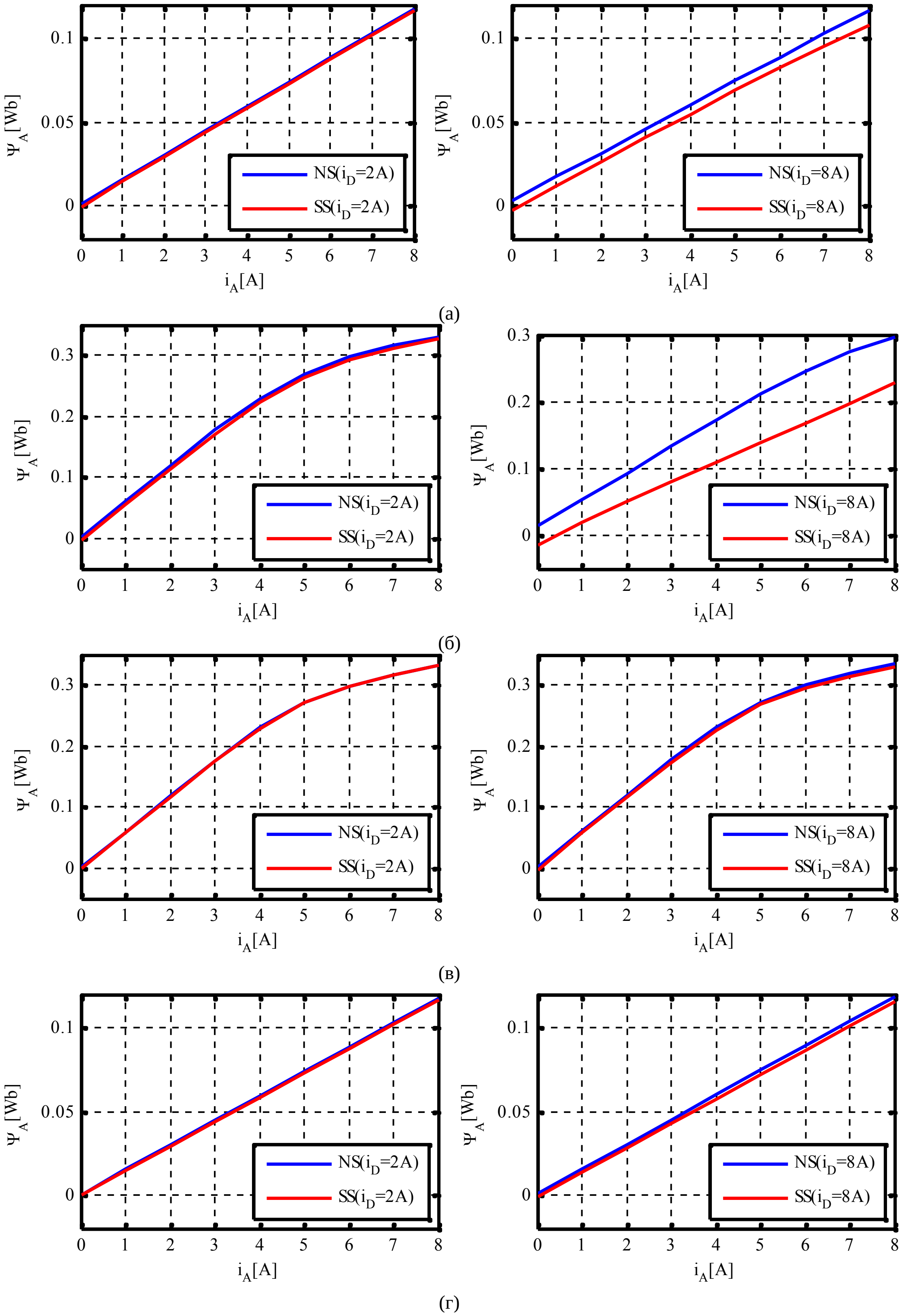
Статичке Ψ-i карактеристике фазе А на слици 4.69, које одговарају угаоним положајима ротора θ_m=5°; θ_m=17.5°; θ_m=42.5° и θ_m=55°, респективно, и опсегу струја i_A, i_D=(0,1,2,…,8) А, указују на утицај струје фазе D на флуксни обухват фазе А када је њихов магнетски поларитет различит односно исти. Са повећањем струје i_D при константној вредности струје i_A, у случају различитог магнетског поларитета фаза А и D, флуксни обухват Ψ_A монотоно расте до одређене вредности услед позитивног међусобног флукса који постоји између њих. Међутим, након одређене вредности струје i_D он се смањује услед дубоког магнетског засићења делова јарма статора и ротора где постоји преклапање флуксева ових фаза. При истим условима, у случају истог магнетског поларитета, услед негативног међусобног флукса, има се монотоно опадање флуксног обухвата Ψ_A са већом стрмином опадања када јарам статора и ротора уђе у засићење. Дакле, статичке Ψ-i карактеристике јасно указују на утицај поларитета међусобног флукса на укупни флуксни обухват фазе.

Ефекат опадања флуксног обухвата када наступи дубоко засићење је израженији у случају истог магнетског поларитета будући да су тада путање магнетског флукса у општем случају дуже па се има већи пад магнетског напона, односно мањи флуксни обухват него у случају када је магнетски поларитет различит. Дакле, утицај фазе која претходи посматрану се манифестује на такав начин да се има већи флуксни обухват посматране фазе када је њихов магнетски поларитет различит. При томе, треба нагласити да се бенефит различитог магнетског поларитета у односу на исти осетније јавља приликом веће преклопљености статорских и роторских полова посматране фазе А. Са друге стране када не постоји њихово преклапање или се оно смањује, тада се и ефекат међусобне интеракције смањује тако да се има доста приближно исти однос флуксних обухвата у оба случаја чак и при дубоком засићењу али увек већи у корист различитог магнетског поларитета. Ове појаве се могу јасно уочити на слици 4.70, где су за посматране угаоне положаје ротора издвојене Ψ-i карактеристике фазе А при вредности струје фазе D од 2 A и 8 A.

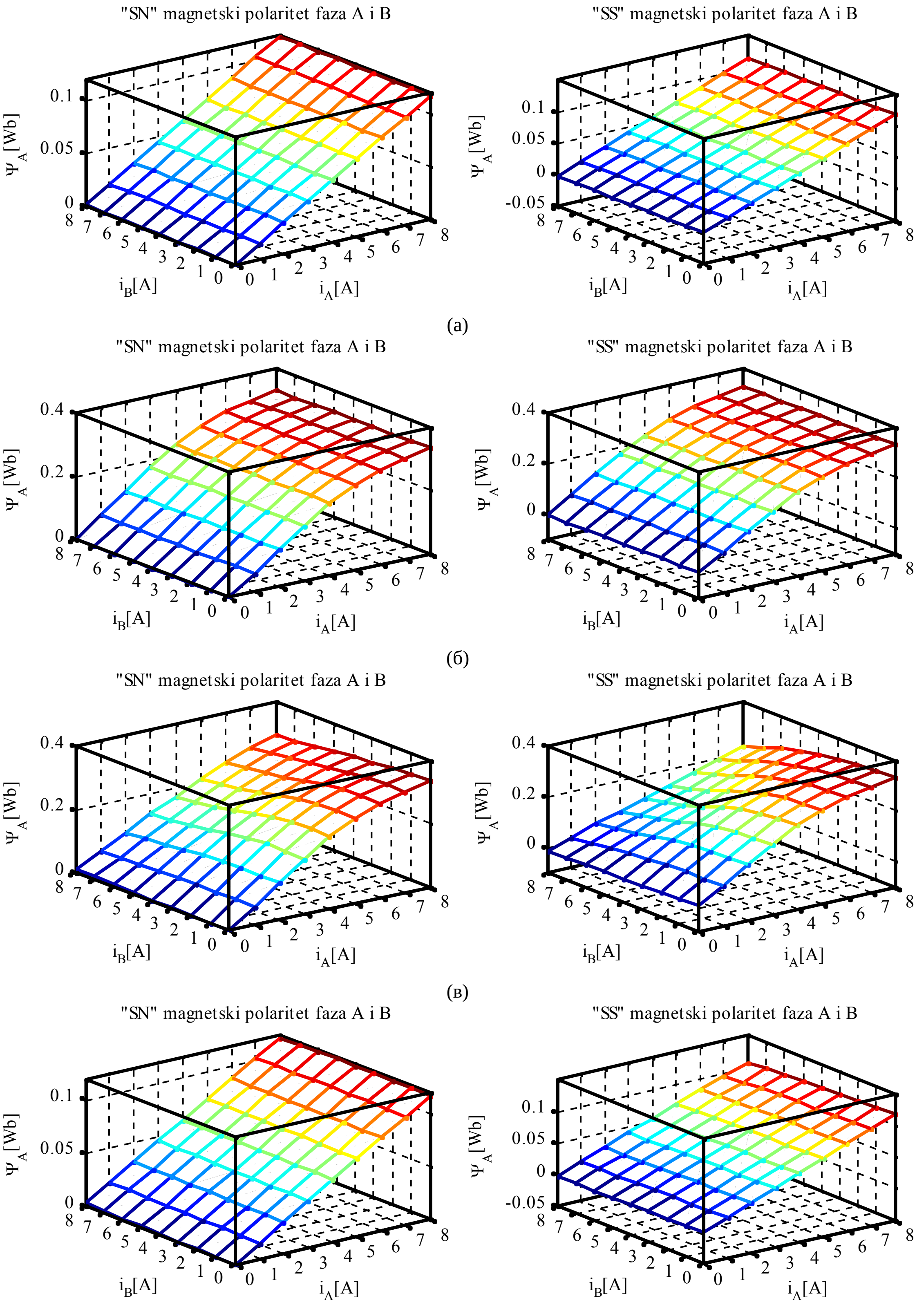
Слично горе спроведеној анализи, потребно је утврдити и ефекте међусобне интеракције који се јављају као последица истовременог вођења фаза А и B. До ових закључака се може доћи на основу резултата утицаја фазе D на фазу А. Наиме, пажљивом анализом се може закључити да расподели магнетског флукса у машини, када су истовремено побуђене фазе D и A, за неки угаони положај ротора θ_m, одговара иста расподела магнетског флукса за угаони положај ротора $\theta_m'=60-\theta_m$ када су истовремено побуђене фазе А и B. Дакле, расподела магнетског флукса у машини за угаони померај $\theta_m'=60-\theta_m$, када су истовремено побуђене фазе А и B, еквивалентна је расподели магнетског флукса у машини током интеракције фаза D и A у положају θ_m, при чему се наравно посматра одговарајућа комбинација магнетског поларитета побуђених фаза. Претходно наведени закључак се може потврдити посматрањем слике 4.71 за конкретне, дефинисане угаоне положаје ротора.



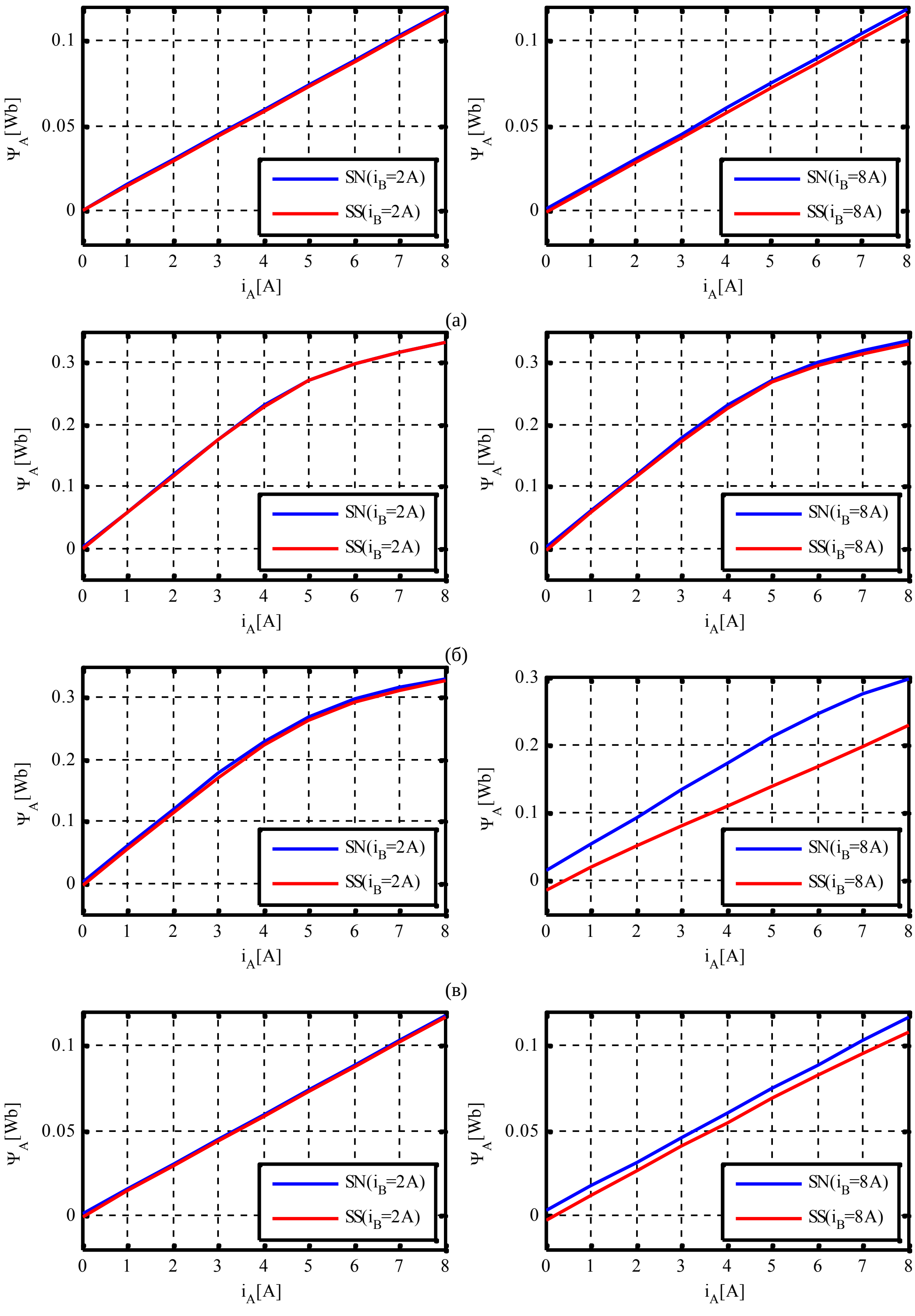
Слика 4.69 Ψ-i карактеристике фазе А за угаони положај ротора (а) θ_m=5°, (б) θ_m=17.5°, (в) θ_m=42.5° и (г) θ_m=55° када је магнетски поларитет суседних фаза D и А исти (SS) и различит (NS).



Слика 4.70 Утицај струје фазе D на флуксни обухват фазе A за угаони положај ротора (а) θ_m=5°, (б) θ_m=17.5°, (в) θ_m=42.5° и (г) θ_m=55° када је магнетски поларитет суседних фаза D и A исти (SS) и различит (NS).



Слика 4.71 Ψ-i карактеристике фазе A за угаони положај ротора (а) θ_m=5°, (б) θ_m=17.5°, (в) θ_m=42.5° и (г) θ_m=55° када је магнетски поларитет суседних фаза A и B исти (SS) и различит (NS).



Слика 4.72 Утицај струје фазе B на флуксни обухват фазе A за угаони положај ротора (а) θ_m=5°, (б) θ_m=17.5°, (в) θ_m=42.5° и (г) θ_m=55° када је магнетски поларитет суседних фаза B и A исти (SS) и различит (NS).

Сасвим је оправдано очекивати да се у положају ротора θ_m=5° и θ_m'=55° респективно има иста *Ψ-i* карактеристика фазе А када су у међусобној интеракцији фазе D и А односно А и В, респективно. Слично важи и за друга два разматрана положаја ротора. Слике 4.71 и 4.72 које су резултат коришћења магнетостатичког FEM модела верификују горе наведене тврдње о утицају фазе В на фазу А као и одговарајуће закључке изведене током анализе о утицају фазе D на фазу А.

4.3.2 Утицај магнетског засићења на међусобни флукс

Резултати анализе статичких *Ψ-i* карактеристика фазе А који се односе на утицај поларитета суседних фаза на флуксни обухват фазе А, наглашавају коректност моделовања међусобне интеракције фаза новог аналитичког модела у коме је на експлицитан начин показано да флуксни обухват фаза зависи од угаоног положаја ротора и струја свих побуђених фаза мотора што је такође верификовано и транзијентним FEM моделом. Будући да флуксни обухват зависи од горе наведених величина, сасвим очекивано је и да међусобни флукс који се јавља током интеракције фаза и утиче на укупни флуксни обухват такође зависи од истих. Међутим, као што нови аналитички и транзијентни FEM модел не пружају могућност се стекне општи увид о природи утицаја резултујућег магнетског засићења на укупни флуксни обухват током интеракције фаза, очигледно је да то исто важи и за међусобни флукс. Дакле, циљ је утврдити природу понашања међусобног флукса коришћењем магнетостатичког FEM модела у случају када постоји дубоко засићење јарма статора и ротора. Да би се то урадило потребно је на одговарајући начин наћи везу између укупног флуксног обухвата и међусобног флукса имајући у виду коректне дефинисане функционалне зависности.

Наиме, када се током интеракције фаза флуксни обухват посматра као променљива стања, тада је он за неке коначне вредности фазних струја исти без обзира на начин како посматране фазне струје дођу до својих коначних вредности [144]. Сагласно [144], у случају интеракције фаза А и D, за укупни флуксни обухват фазе А важи

$$\Psi_A\left(\theta_m, i_A, i_D\right) = \underbrace{\Psi_A\left(\theta_m, i_A, i_D = 0\right)}_{\Psi_{AA}} + \underbrace{\Psi_A\left(\theta_m, i_A = \text{const.}, i_D\right)}_{\Psi_{AD}} . \qquad (4.10)$$

Први члан са десне стране једнакости (4.10) представља флуксни обухват фазе А који је последица само струје i_A, када не постоји њена интеракција са фазом D. Он се условно речено може назвати сопствени флуксни обухват фазе А и у наставку ће имати ознаку Ψ_{AA}. Флуксни обухват који потиче од струје i_D при константној вредности струје i_A представља меру међусобне интеракције фаза А и D и у наставку ће се звати међусобни флукс у ознаци Ψ_{AD}.

Дакле, познавајући укупан флуксни обухват фазе А који постоји током њене интеракције са фазом D као и сопствени флуксни обухвата када је само фаза А побуђена, може се анализирати утицај струје i_D на међусобни флукс када у фази А постоји константна струја за било који угаони положај ротора користећи релацију

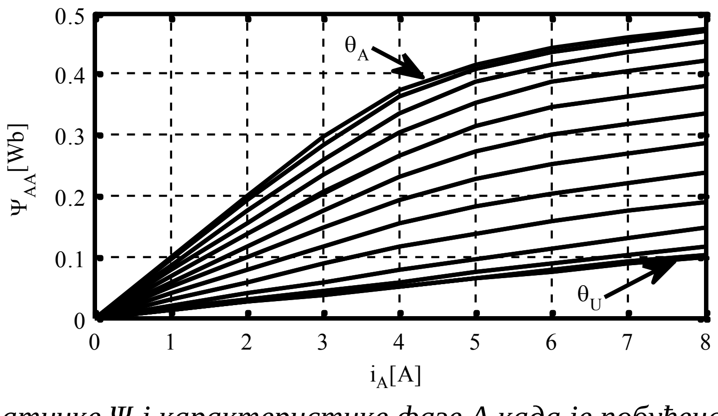
$$\Psi_{AD}\left(\theta_m, i_A = \text{const.}, i_D\right) = \Psi_A\left(\theta_m, i_A, i_D\right) - \Psi_{AA}\left(\theta_m, i_A, i_D = 0\right). \tag{4.11}$$

Слично важи и за одређивање међусобног флукса Ψ_{AB} када се одређује утицај фазе B на међусобни флукс Ψ_{AB} при константној вредности струје i_A

$$\Psi_{AB}\left(\theta_m, i_A = \text{const.}, i_B\right) = \Psi_A\left(\theta_m, i_A, i_B\right) - \Psi_{AA}\left(\theta_m, i_A, i_B = 0\right). \tag{4.12}$$

Магнетостатички FEM модел такође пружа могућност да се одреди и природа понашања флуксног обухвата непобуђене фазе који се јавља као последица струја побуђених фаза. То ће се показати на примеру утицаја струја фаза А и D на флуксни обухват непобуђене фазе B за обе комбинације магнетског поларитета побуђених фаза.

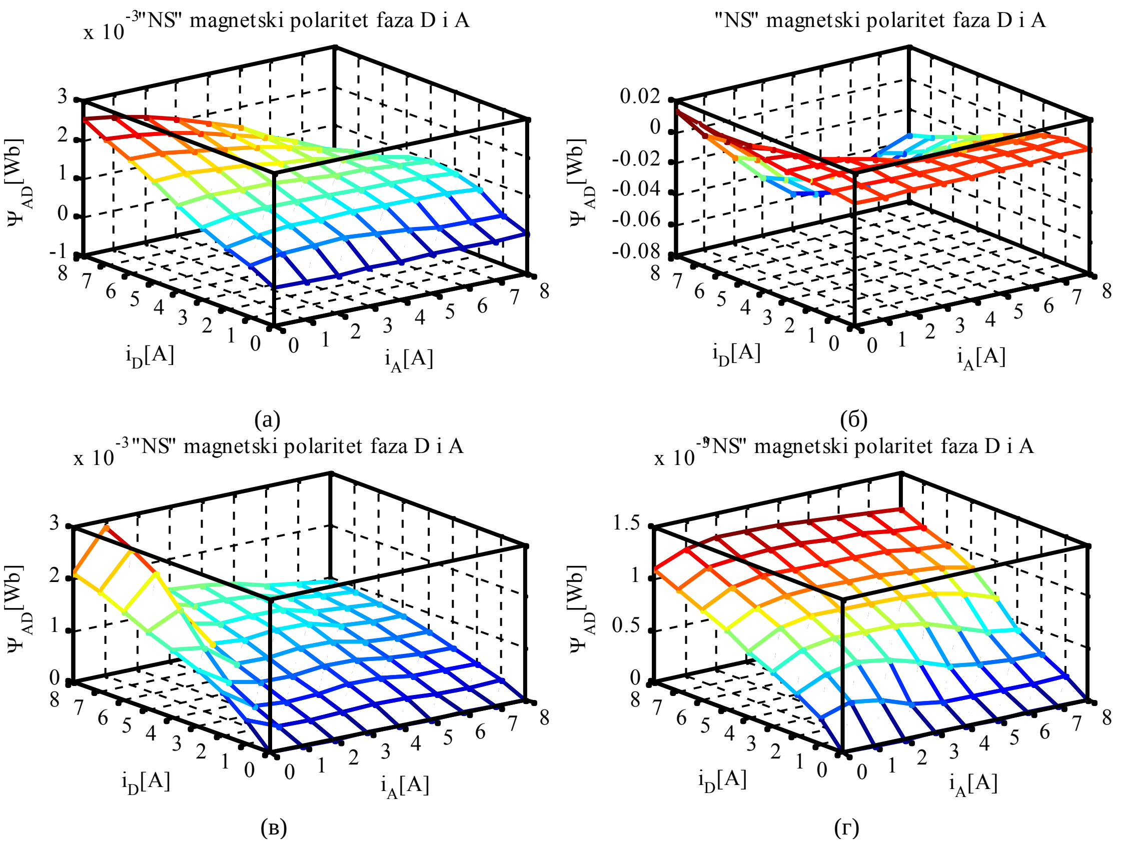
Пошто су статичке *Ψ-i* карактеристике фазе А које узимају у обзир интеракцију посматраних фаза познате сагласно одељку 4.3.1, за одређивање наведених међусобних флуксева потребна је још статичка *Ψ-i* карактеристика фазе А када је само она побуђена. Узимајући у обзир овај услов, она је одређена и из разлога симетрије дата на слици 4.73 од неусаглашеног до усаглашеног



Слика 4.73 Статичке Ψ-i карактеристике фазе А када је побуђена само фаза А.

положаја фазе А.

Слика 4.74 приказује допринос струје i_D флуксном обухвату фазе А за претходно дефинисане положаје ротора када је њихов магнетски поларитет различит (NS). Очигледно је да у сваком од посматраних угаоних положаја ротора $\Psi_{AD}(\theta_m,\ i_A=const.,\ i_D)$ изразито зависи од обе фазне струје. При томе $\Psi_{AD}(\theta_m,\ i_A=const.,\ i_D)$ је скоро увек позитиван пошто је магнетски флукс фаза, у овој комбинацији магнетског поларитета, истог смера. Као последица тога, засићење статорског и роторског јарма расте па се за неку одређену вредност струје i_D са повећањем струје i_A смањује допринос флуксном обухвату фазе А. Управо при јако великом засићењу $\Psi_{AD}(\theta_m,\ i_A=const.,\ i_D)$ постаје негативан, пошто резултујуће магнетско засићење постаје веће него у случају када је побуђена само фаза А. То је нарочито изражено на угаоном положају θ_A=17.5° када постоји значајно преклапање статорских и роторски полова што потврђује и слика 4.74(б). У случају када нема дубоког засићења, за различит магнетски поларитет фаза, $\Psi_{AD}(\theta_m,\ i_A=const.,\ i_D)$ је увек позитиван, што је било и за очекивати..

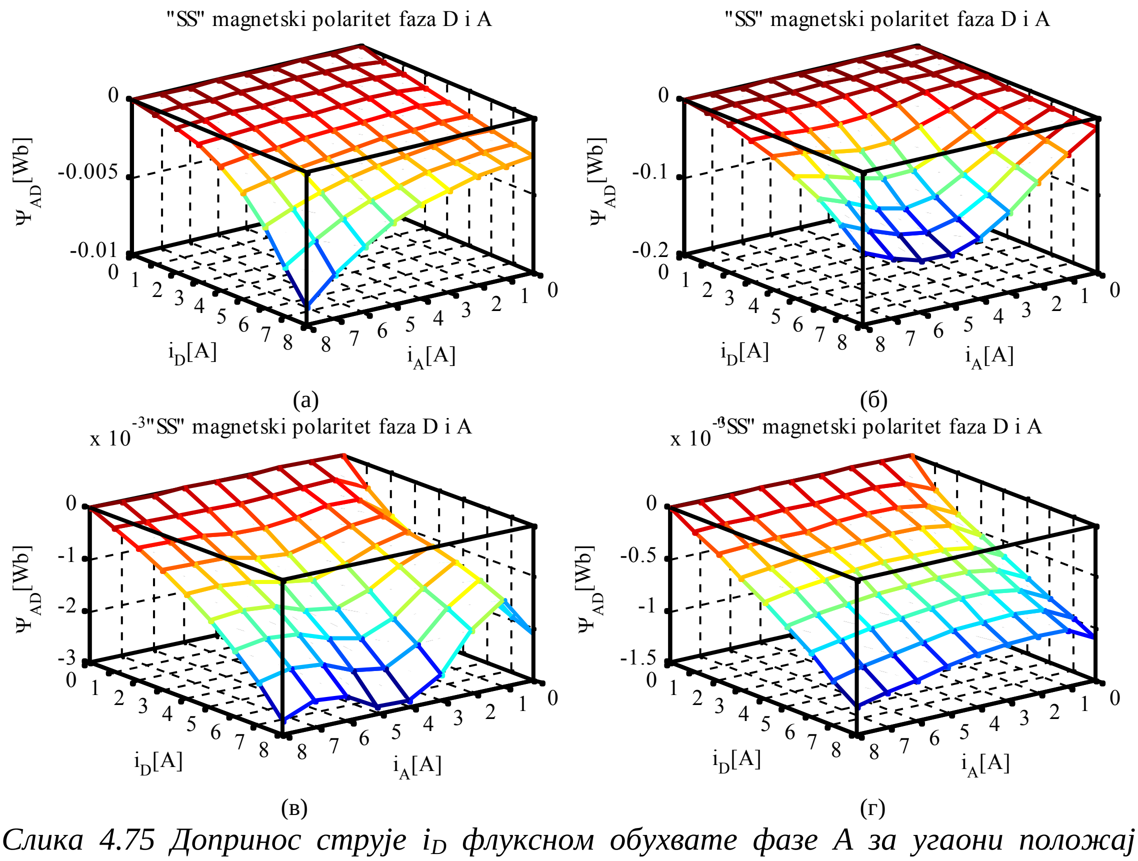


Слика 4.74 Допринос струје i_D флуксном обухвате фазе А за угаони положај ротора (а) θ_m=5°, (б) θ_m=17.5°, (в) θ_m=42.5° и (г) θ_m=55° у случају различитог магнетског поларитета (NS).

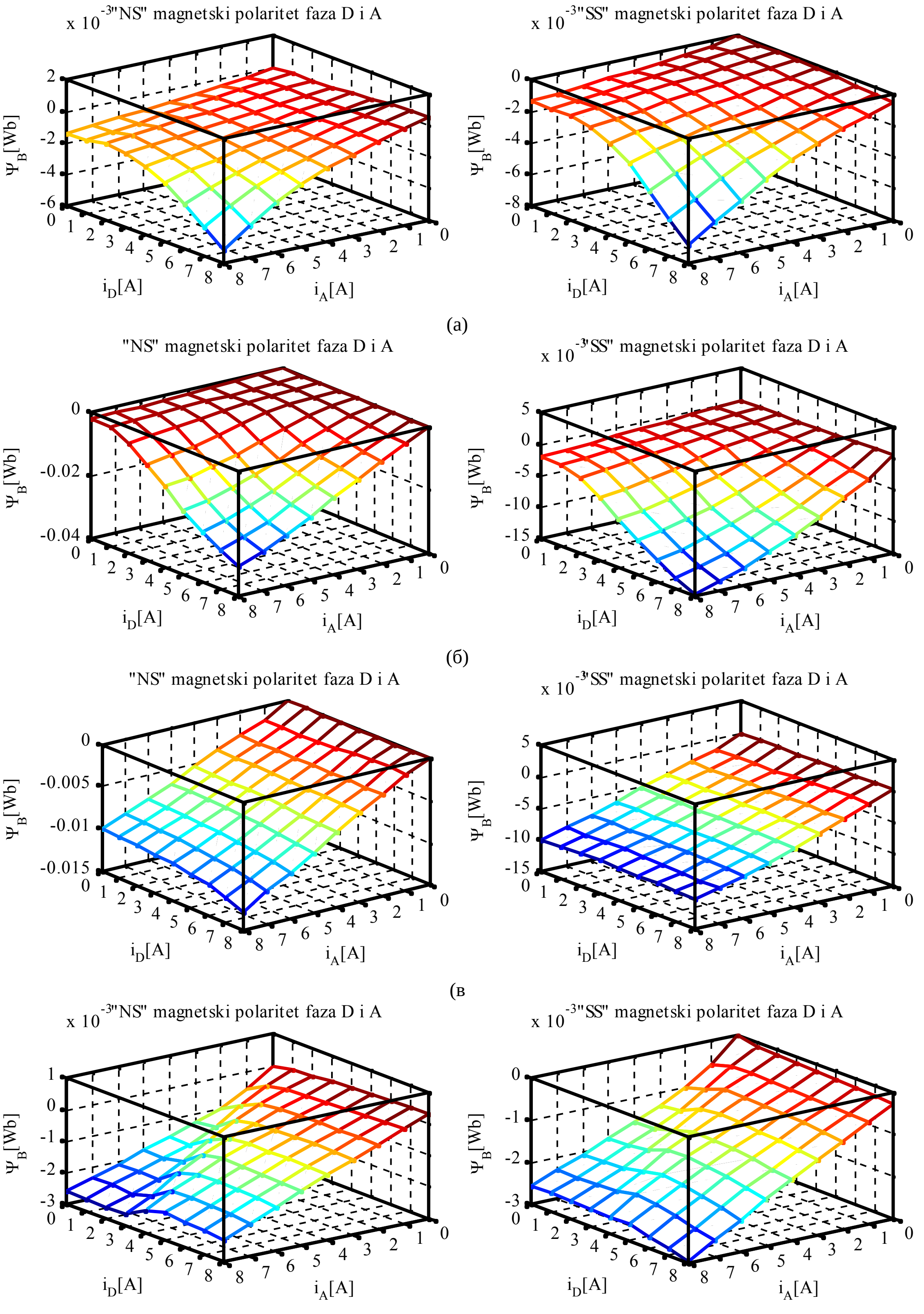
То се може јасно видети на слици 4.74 и у сагласности је се теоријским разматрањима као и резултатима новог аналитичког и FEM модела.

За исте угаоне положаје ротора као у претходном случају, слика 4.75 приказује допринос струје i_D флуксном обухвате фазе А када је магнетски поларитет посматраних фаза исти (SS). Сасвим је јасно да и овде постоји изразита зависност $\Psi_{AD}(\theta_m, i_A=const., i_D)$ од обе фазне струје. При томе $\Psi_{AD}(\theta_m, i_A=const., i_D)$ је очекивано увек негативан пошто су магнетски флуксеви фаза А и D у овом случају супротног смера. Може се уочити на основу слике 4.75 да са повећањем струје i_A при константној струји i_D расте амплитуда $\Psi_{AD}(\theta_m, i_A=const., i_D)$ пошто је смањено засићење јарма машине.

Међутим, након одређене вредности струје i_A, долази до засићења јарма пошто су флуксеви фаза супротног смера па се самим тим и смањује допринос струје i_D укупном флуксном обухвату фазе А. Због тога, у случају истог магнетског поларитета има се немонотона зависност $\Psi_{AD}(\theta_m, i_A=const., i_D)$ од



Слика 4.75 Допринос струје i_D флуксном обухвате фазе А за угаони положај ротора (а) θ_m=5°, (б) θ_m=17.5°, (в) θ_m=42.5° и (г) θ_m=55° у случају истог магнетског поларитета (SS).



Слика 4.76 Ψ-i карактеристике фазе B за угаони положај ротора (а) θ_m=5°, (б) θ_m=17.5°, (в) θ_m=42.5° и (г) θ_m=55° када је магнетски поларитет суседних фаза D и A исти (SS) и различит (NS).

струје i_A.

Будући да је анализиран допринос струје i_D укупном флуксу фазе А у оба случаја магнетског поларитета фаза, природа доприноса струје i_B флуксном обухвату фазе А је аналогна утицају струје i_D на начин који је детаљно образложен у одељку 4.3.1.

За претходно дефинисане угаоне положаје ротора, утицај струја i_A и i_D на флуксни обухват непобуђене фазе В за обе комбинације магнетског поларитета приказан је на слици 4.76. Зависност флуксног обухвата фазе В од посматраних струја се мења са угаоним положајем ротора и увек је негативан што је очекивано будући да је допринос укупном флуксном обухвату фазе В доминантно одређен струјом фазе А јер је фаза D у квадратури са њом. Дакле, Ψ_B изразито зависи од струје i_A док је приближно независан од струје i_D када нема преклапања статорских и роторских полова али са израженијим утицајем када то преклапање постоји. Приступ у одређивању међусобног флукса помоћу магнетостатичког FEM модела пружа могућност да се на једнозначан начин покаже како занемарење ефеката међусобне интеракције фаза утиче на предикцију флуксног обухвата односно грешку која се јавља ако се она занемари.

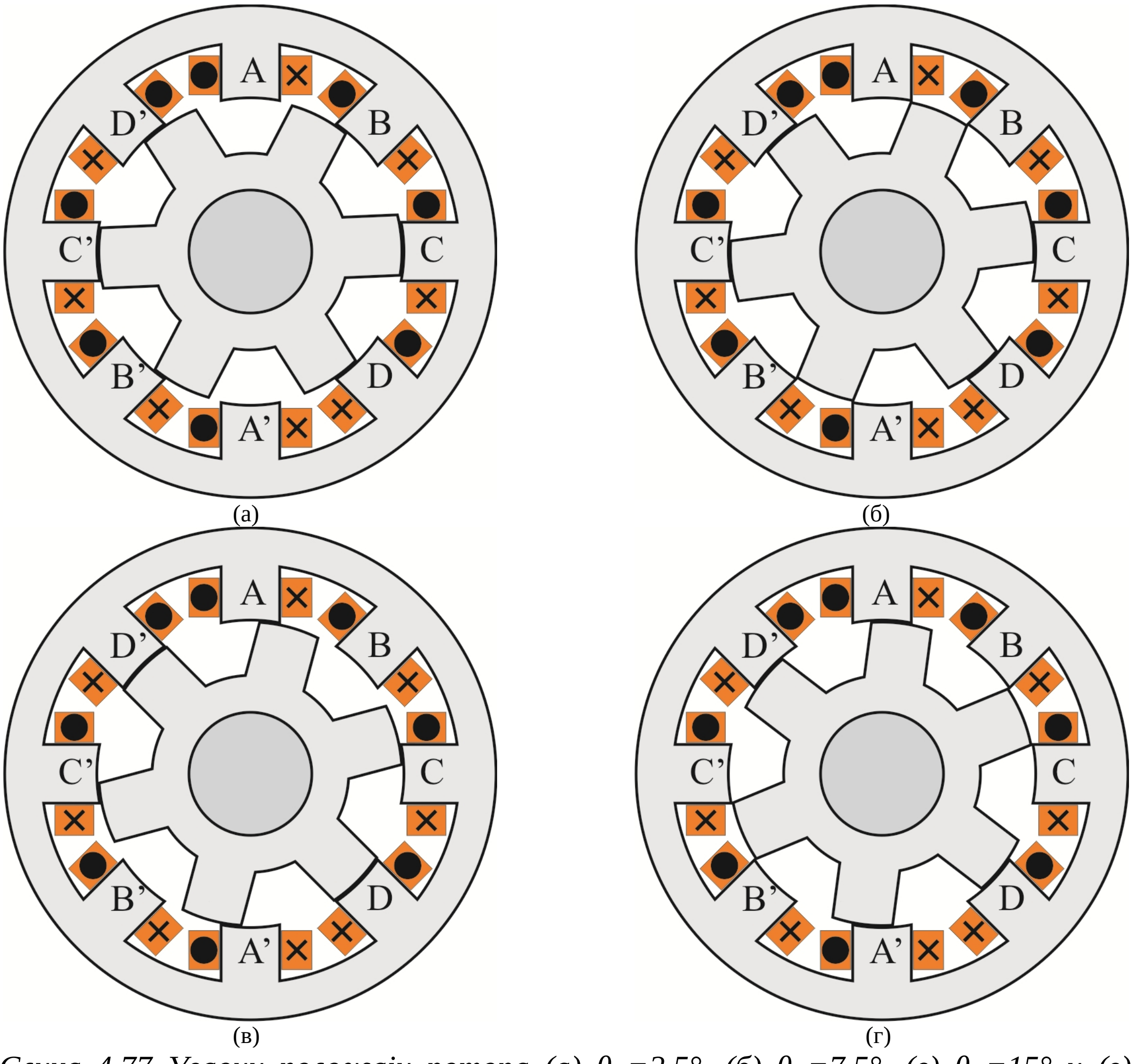
На овај начин се још једном потврђује коректност новог аналитичког модела у погледу одређивања флуксног обухвата фаза када постоји интеракције две или више побуђених фаза мотора. Такође, могу се уочити и недостаци у моделима који су наведени у прегледу литературе а односе се на занемарење утицај струје једне фазе на флуксни ниво друге фазе и обратно, односно резултујуће магнетско засићење у случају истог или различитог магнетског поларитета побуђених фаза.

4.3.3 Утицај магнетског засићења на електромагнетски моменат

Резултати транзијентне анализе новог аналитичког и FEM модела једнозначно су показали да се различитим магнетским поларитетом суседних фаза мотора током њихове интеракције постиже већи моменат у односу на случај када је он исти. Овај закључак се може верификовати и посматрањем статичких Ψ-i карактеристика, које су узеле у обзир и ефекте дубоког засићења статорског и роторског јарма у циљу општег увида о утицају магнетског поларитета побуђених фаза на флуксни обухват. Наиме, површина испод статичких Ψ-i карактеристика представља коенергију чији извод по угаоном положају ротора сагласно релацији

(2.23) представља електромагнетски моменат. Очигледно је да постоји већа промена коенергије са угаоним положајем *Ψ-i* карактеристика различитог магнетског поларитета сусуедних фаза мотора у односу на исти. Поред горе наведеног, показало се да грешка у предикцији момента расте са повећањем засићења нарочито у случају када је поларитет суседних фаза мотора исти.

Да би се претходно наведени закључци о утицају међусобне интеракције фаза мотора на електромагнетски моменат верификовали на још експлицитнији начин, потребно је детаљно анализирати статички моменат. За ову сврху ће се разматрати четири угаона положаја ротора у зони позитивног момента фазе A током њене интеракције са фазом D. Посматрани угаони положаји ротора су дати на слици 4.77.



Слика 4.77 Угаони положаји ротора (а) θ_m=2.5°, (б) θ_m=7.5°, (в) θ_m=15° и (г) θ_m=22.5° у односу на неусаглашени положај фазе A.

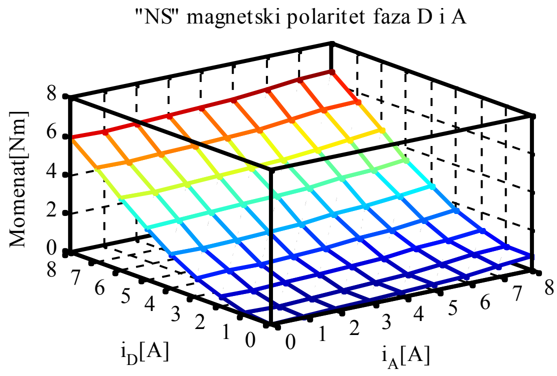
Као што је већ речено, будући да постоји заједничка зона у којој два суседна пола ротора припадају ефективној зони момента, на слици 4.78 је приказан резултујући моменат током интеракције фаза A и D. За посматране угаоне положаје у односу на неусаглашени положај фазе A, на слици 4.79 су издвојене статичке карактеристике које пореде моменат при различитом и истом магнетском поларитету фаза A и D у условима када је вредност струје фазе D 2 A и 8 A.

Када је ротор у положају θ_m=2.5°, слика 4.77(а), тада се има делимично преклапање статорских и роторских полова фазе D, односно значајније локално засићење. Због тога, са повећањем струје i_D генерисани моменат монотоно расте при чему је допринос моменту услед међусобне интеракције фаза већи када су поларитети побуђених фаза различити што се види на слици 4.79(а).

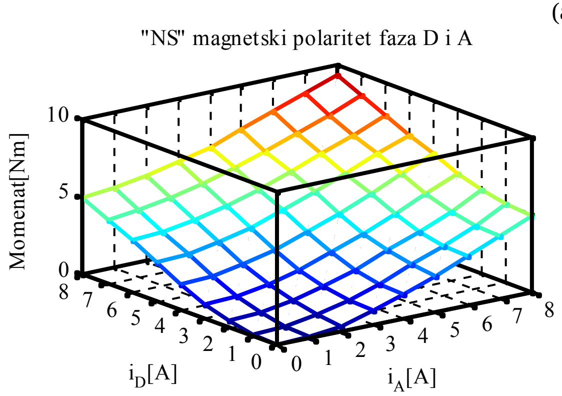
Пораст момента са још израженијом разликом у корист различитог магнетског се има у положају θ_m=7.5° што се и очекују узимајући у обзир да креће преклапање статорских и роторских полова фазе A. Међутим, са повећањем угаоног положаја ротора овај тренд се мења.

Наиме, у положају θ_m=15° фаза D је у усаглашеном положају и јавља се дубоко засићење које умањује резултујући моменат без обзира на магнетски поларитет, али је и даље однос момената у корист различитог магнетског поларитета што слика 4.79(в) и потврђује.

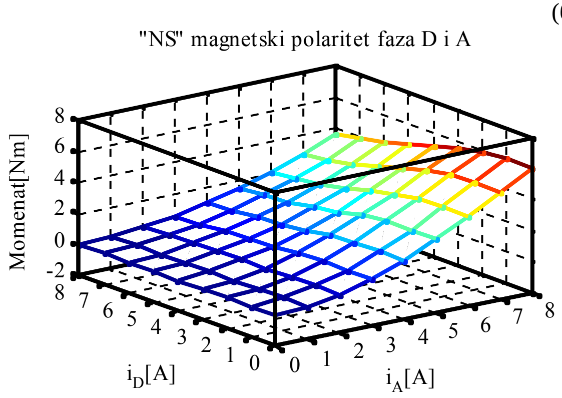
У положају θ_m=22.5° допринос фазе D укупном моменту постаје негативан будући да сада утицај фазе D не припада зони позитивног момента фазе A. Као резултујући нето ефекат се има појава негативног моменат, чак и при малим вредностима струје i_D, док је на пример он за струју i_D=8 A на целом опсегу струје i_A негативан. На основу горе наведеног, потврђује се закључак да дубоко засићење јарма статора и ротора проузрокује значајну грешку у предикцији момента ако се ефекти међусобне интеракције фаза мотора занемарују, нарочито у случају када је магнетски поларитета суседних фаза мотора исти.



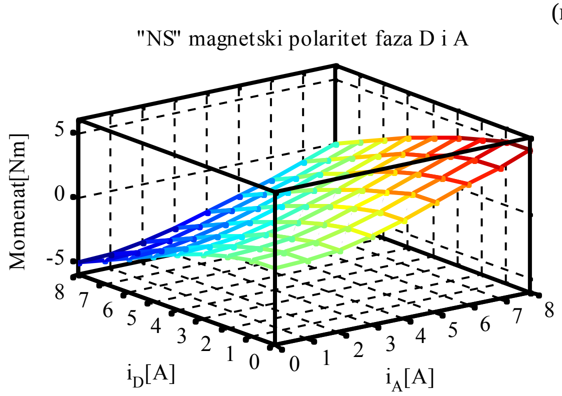
(а)



(б)

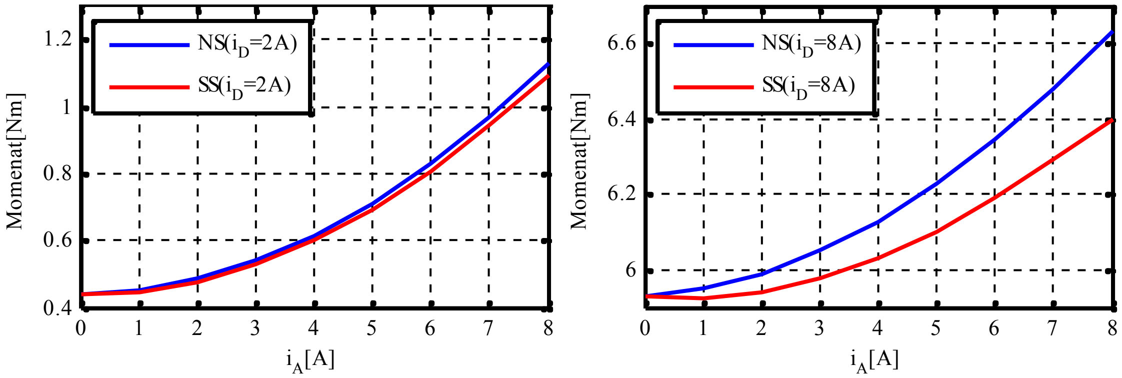


(в)

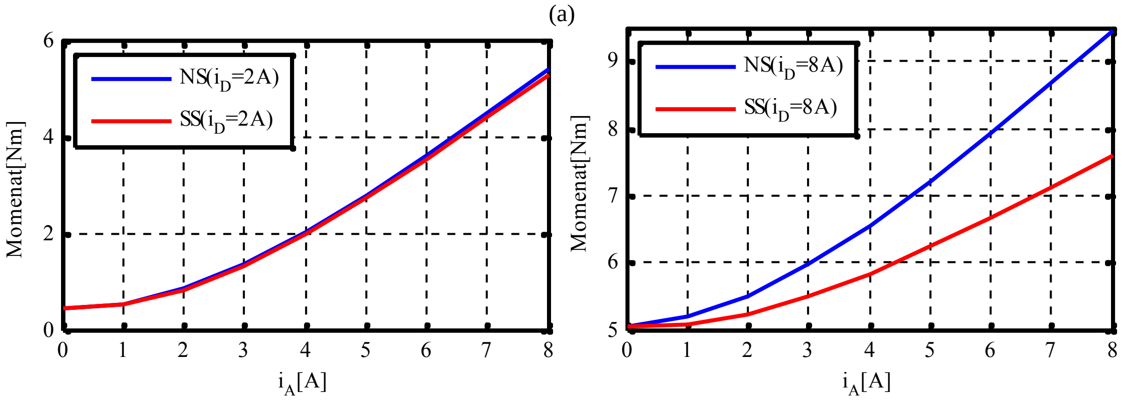


(г)

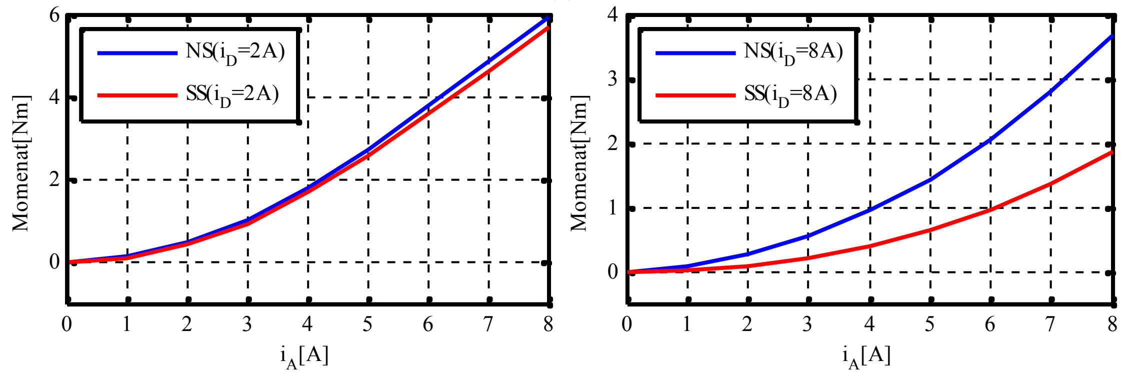
Слика 4.78 Статички моменат за угаони положај ротора (а) θ_m=2.5°, (б) θ_m=7.5°, (в) θ_m=15° и (г) θ_m=22.5° када је магнетски поларитет суседних фаза D и A исти (SS) и различит (NS).



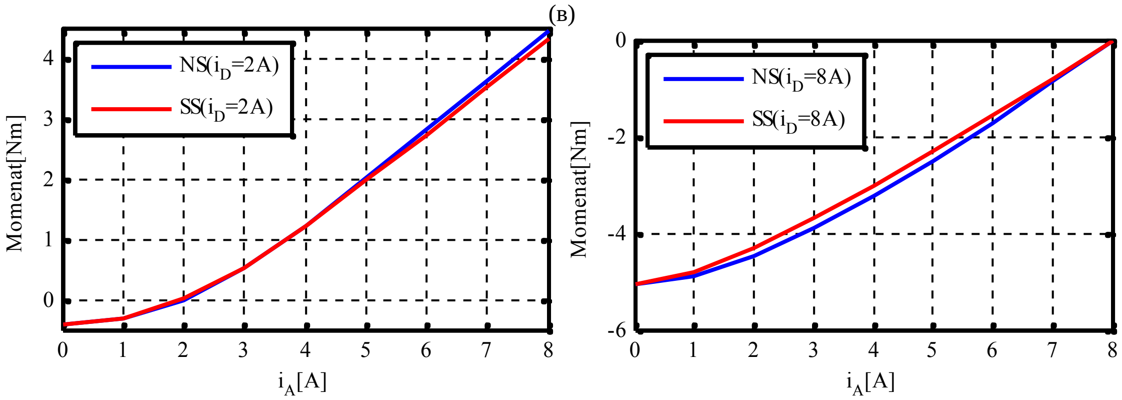
(а)



(б)



(в)



(г)

Слика 4.79 Утицај магнетског поларитета суседних фаза D и A на статички моменат за угаони положај ротора (а) θ_m=2.5°, (б) θ_m=7.5°, (в) θ_m=15° и (г) θ_m=22.5° када је он исти (SS) и различит (NS).

4.4 Анализа утицаја ефеката међусобне интеркације фаза на губитке у гвожђу SRM-а

Код прекидачких релуктантних машина, за разлику од машина наизменичне струје са обртним магнетским пољем, магнетска индукција SRM-а је несинусоидална и у различитим деловима магнетског кола она има различит облик. Због тога је моделовање губитака у гвожђу SRM-а знатно компликованије него код машина са обртним магнетским пољем. Међутим, предикција губитака у гвожђу је веома битна, нарочито при великим брзинама када губици у гвожђу постају доминантна компонента укупних губитака.

Постоји неколико приступа у моделовању губитака у гвожђу. У моделу [147] се сматра да је таласни облик статорског флукса троугаоног облика, док се флуксеви у осталим деловима машине графички одређују комбинацијом статорских флуксева одговарајућих фаза мотора. Након тога следи одређивање фреквенције и амплитуде њихових хармонијских компоненти применом Фуријеове анализе као и фактора губитака користећи линеарну логаритамску интерполацију губитака у функцији фреквенције, која је од стране произвођача дата за сваку хармонијску компоненту флукса. Снагу губитака у одређеном делу магнетског кола машине представља производ одговарајућег фактора снаге губитака гвожђа и масе тог дела машине. На крају, сумирањем губитака свих појединачних делова машине долази се до укупне снаге губитака у гвожђу машине. Раздвајање укупних губитака у гвожђу на губитке услед вихорних струја и хистерезисне губитке предлаже се у [148]. Односи између флуксева у различитим деловима магнетског кола у циљу ефикаснијег математичког израчунавања су дати у облику матричних једначина при чему су флуксеви представљени као нормализовани флуксни импулси. Губици услед вихорних струја се потом израчунавају модификованим Штајнмецовим образцем а хистерезисни експериментално на основу униполарног таласног облика магнетске индукције. Сличан модел је дат у [149], с тим што се овде предикција хистерезисних губитака врши помоћу *Preisach-ог* модела хистерезисног понашања гвожђа. Одређивање губитака у гвожђу на бази симулације и аналитичке предикције таласних облика флукса у машини представљено је у [150]. Предикција губитка у [151] се заснива на комбинацији модификованог

Штајнмецовог образаца и методе коначних елемената помоћу које се таласни облици флуксева свих делова магнетског кола одређују.

Моделовање губитака у гвожђу на горе наведене начине не пружа могућност да се утврди њихова временска промена током рада мотора. Самим тим, њиховим коришћењем није могуће на експлицитан начин утврдити природу утицаја магнетске секвенце фаза на губитке у гвожђу. Због тога, главни циљ овог одељка јесте анализа утицаја магнетског поларитета фаза на губитке у гвожђу.

Наиме, да би се утврдио утицај магнетског поларитета фаза на губитке у гвожђу SRM-а неопходно је познавати њихову временску промену, затим расподелу магнетске индукције у машини која ствара те губитке као и основну једначину која указује на функционалну зависност две главне компоненте губитика у гвожђу а то су хистерезисни губици и губици услед вихорних струја од магнетске индукције. Дакле, три горе наведена захтева су потребна за решавање постављеног задатка. Први захтев обезбеђује сам софтверски пакет у коме је транзијентни FEM модел развијен. Промена магнетске индукције у деловима машине се може одредити помоћу новог аналитичког модела, док једначина (4.13) сагласно [148] дефинише снагу губитака у гвожђу по јединици масе

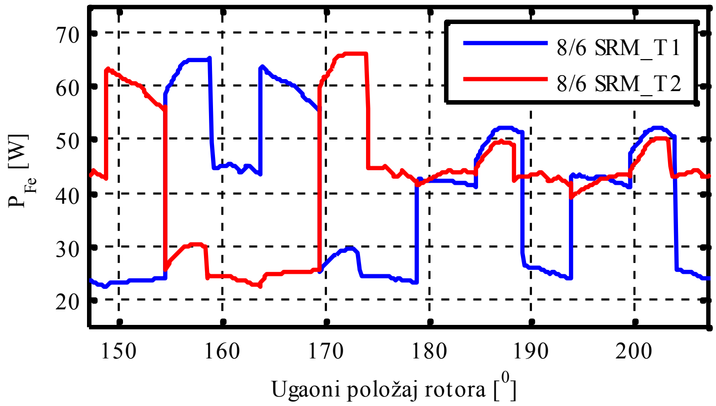
$$p_{Fe} = K_{cf} C_h f B_{\max}^{a+b\cdot B_{\max}} + \frac{1}{2\pi^2} C_e \left(\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}\right)^2 \left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{kg}}\right], \tag{4.13}$$

где су a, b, C_h и C_e Штајнмецови параметри, f је фундаментална фреквенција, $B_{\max}$ максимална вредност магнетске индукције док је K_{cf} коефицијент који узима у обзир губитке услед хистерезисних петљи виших хармоника и он се одређује као

$$K_{fc} = 1 + \frac{k}{B_{\max}} \sum_{\nu=1}^{n} \Delta B_{\nu} , \tag{4.14}$$

при чему је ΔB_{ν} амплитуда хистерезисне петље ν-тог хармоника, n половина укупног броја хистерезисних петљи током једног периода посматраног таласног облика а k је 0.8. У циљу извођења општег закључка о утицају магнетског поларитета фаза на губитке у гвожђу, анализа ће обухватити обе конфигурације SRM-а.

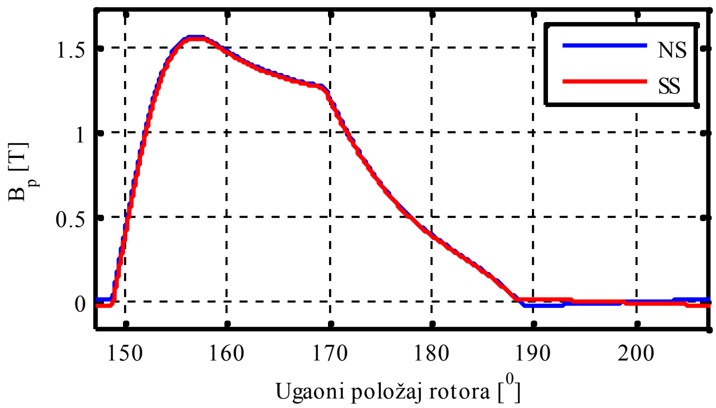
За радни режим дефинисан ПРИМЕРОМ 1 из табеле 3.6, снага губитака у гвожђу обе секвенце 8/6 SRM-а приказана је на слици 4.80. Узимајући у обзир магнетски поларитет фаза 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а, на основу слике 4.80 се може закључити да комбинације различитог магнетског поларитета фаза



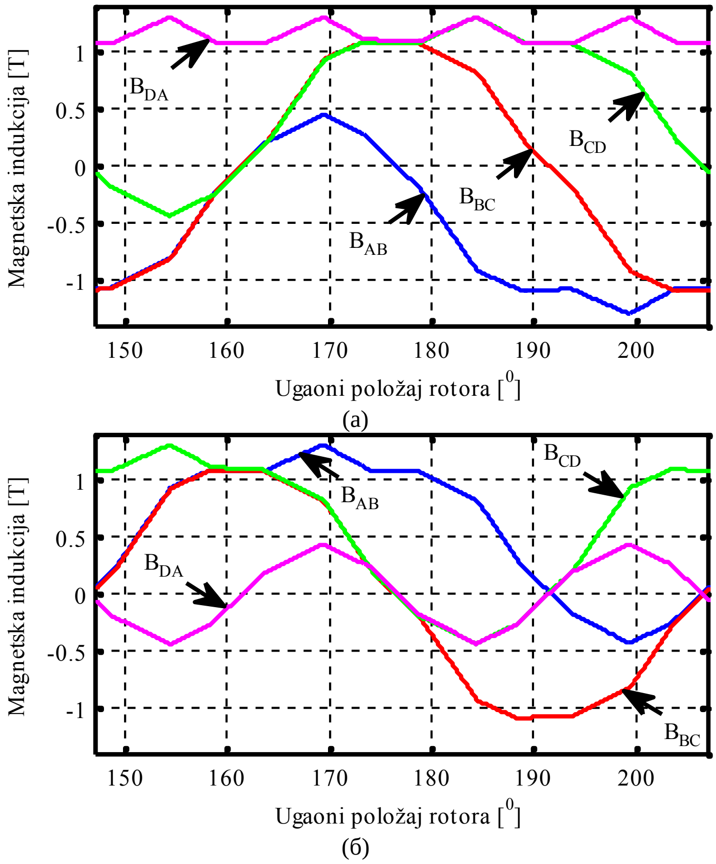
Слика 4.80 Поређење снага губитака у гвожђу 8/6 SRM_T2-а и 8/6 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу FEM модела.

резултују већим губицима него оне са истим. Да би се овај закључак образложио, потребно је за почетак имати у виду да губици у гвожђу доминантно постоје у статорским и роторским половима, пре свега у њиховим површинским, преклопљеним деловима услед дубоког засићења [152]. Због тога је оправдано очекивати да су губици у свим деловима магнетског кола сем јарма статора и ротора приближно исти без обзира на магнетски поларитет побуђених фаза пошто су флуксни обухвати посматране фазе, у случају комбинације истог и различитог магнетског поларитета доста блиски. У прилог горе наведеним тврдњама, коришћењем новог аналитичког модела, на слици 4.81 је дата магнетска индукција површинског, преклопљеног дела полова статора и ротора, B_P.

Дакле, на даље, фокус анализе треба усмерити ка магнетској индукцији у јарму статора и ротора. Магнетска индукција у деловима јарма статора 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а, сагласно слици 4.82, очигледно зависи од магнетског поларитета суседних фаза мотора.



Слика 4.81 Поређење магнетских индукција B_P 8/6 SRM_T2-а и 8/6 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијених помоћу модела М2.



Слика 4.82 Магнетске индукције у деловима јарма статора (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијене помоћу модела М2.

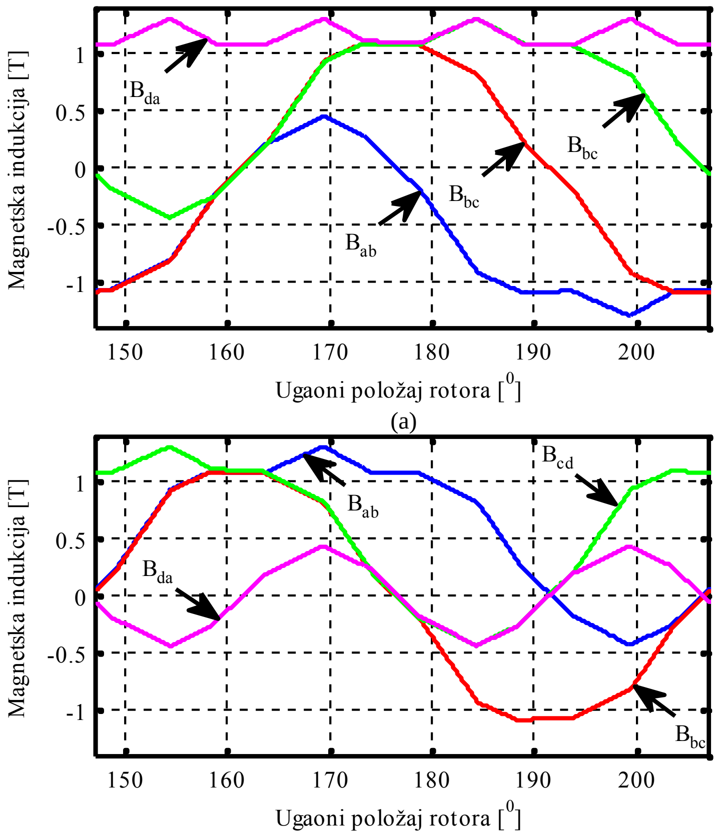
Посматрајући слику 4.82(а) може се уочити да током дела електричног циклуса када постоји интеракција фаза D и А индукције B_{AB}, B_{BC} и B_{CD} мењају поларитет, док је он за индукцију B_{DA} непромењен. Са друге стране, током интеракције фаза А и В чији је магнетски поларитет исти, само се поларитет магнетске индукције B_{AB} мења.

Слично се дешава када су побуђене фазе В и С односно С и D. Тада поларитет мењају само индукције B_{BC} и B_{CD}, респективно. Дакле, код магнетске секвенце 8/6 SRM_T1, када је магнетски поларитет полова побуђених фаза различит, из разлога симетрије, промена поларитета магнетске индукције се дешава у шест од осам сегмената статорског јарма. Са друге стране, у свим осталим комбинацијама које карактерише исти магнетски поларитет побуђених фаза, ова појава се манифестује у два од осам сегмената статорског јарма. Узимајући у обзир анализу магнетске индукције у јарму статора 8/6 SRM_T1-а као и магнетску секвенцу 8/6 SRM_T2-а, очекивано је да број сегмената јарма статора 8/6 SRM_T2-а у којима се дешава промена поларитета магнетске

магнетске индукције за исту комбинацију фаза буде супротан у односу на 8/6 SRM_T1-а што слика 4.82 то и потврђује.

Када су у питању таласни облици магнетске индукције у деловима роторског јарма, онда се на основу слике 4.83 може рећи да су они слични таласним облицима индукције одговарајућих делова статорског јарма пошто у њима постоји исти флуксни обухват. У општем случају, квантитативна разлика између њих је последица разлике попречних пресека јарма статора и ротора. Пошто посматрани 8/6 SRM, сагласно табели 3.3 има исти попречни пресека статорског и роторског јарма, одговарајуће индукције су једнаке. Дакле, утицај магнетског поларитета побуђених фаза на магнетску индукцију јарама статора и ротора се манифестује на исти начин.

Будући да је амплитуда магнетске индукције у јарму статора и ротора приближно иста без обзира на магнетски поларитет побуђених фаза, на основу анализе таласних облика и једначине (4.14) може се закључити да су губици у јарму статора и ротора током истовременог вођења суседних фаза мотора већи



(б)

Слика 4.83 Магнетске индукције у деловима јарма ротора (а) 8/6 SRM_T1-а и (б) 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијене помоћу модела М2.

када је њихов магнетски поларитет различит.

Наиме, једначина (4.14) експлицитно говори да су губици услед вихорних струја сразмерни квадрату промене магнетске индукције. Као последица чињенице да је број промена поларитета магнетске индукције у деловима статорског и роторског јарма током једног електричног циклуса значајно већи код 8/6 SRM_T2-а у односу на 8/6 SRM_T1, уз уважавање природе магнетске индукције у преосталим деловима магнетског кола, сагласно табели 4.15 очекивано је да су губици у гвожђу 8/6 SRM_T2-а већи у односу на 8/6 SRM_T1.

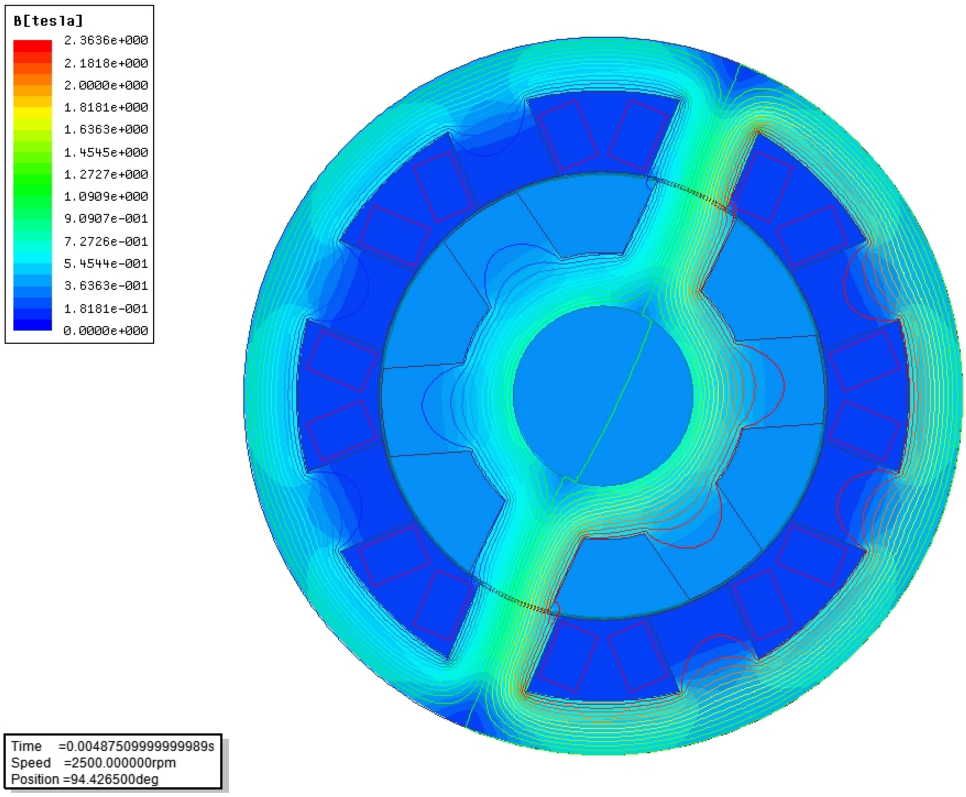
Да ли се до горе изведених закључака може доћи само на основу расподеле магнетског поља коришћењем транзијентног FEM модела, показаће анализа која следи у наставку. На слици 4.84 је приказана расподела магнетске индукције када је побуђена само фаза B. Може се уочити да је магнетска индукција равномерно распоређена у целом статорском и роторском јарму. Приликом истовременог вођења фаза B и C, при чему су њихови магнетски поларитети исти а вредности флуксних обухвата једнаки, према слици 4.85(а) у ¾ јарма статора и ротора је присутно магнетско поље.

Са друге стране, за исте вредности флуксних обухвата али различит магнетски поларитет фаза B и C, сагласно слици 4.85(б), магнетско поље постоји само у ¼ јарма статора и ротора. Поредећи слике 4.85(а) и 4.85(б), очигледно је да су у посматраном временском тренутку путање магнетског флукса краће када је магнетски поларитет фаза B и C различит. Међутим, магнетски флукс се не затвара увек путањом најмање дужине као што је то случај на слици 4.85(б). Другим речима, када је $\Psi_B \neq \Psi_C$ тада путања флукса обухвата и друге делове јарма, односно ефективна путања флукса постаје дужа. Као пример, слика 4.86 приказују расподелу флукса у машини када је $\Psi_B > \Psi_C$ и $\Psi_B < \Psi_C$.

Током истовременог вођења фаза B и C, у ситуацији када се оне различитог магнетског поларитета, сагласно сликама 4.82 и 4.83, индукције B_{BC} и B_{bc} су у одређеној мери константне. Због тога, губици услед промена ових индукција су

Табела 4.15 Средње снаге губитака у гвожђу 8/6 SRM_T1-а и 8/6 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.6 добијене помоћу FEM модела.

	P_{Fe} [W]
8/6 SRM_T1	4.2735
8/6 SRM_T2	4.3072

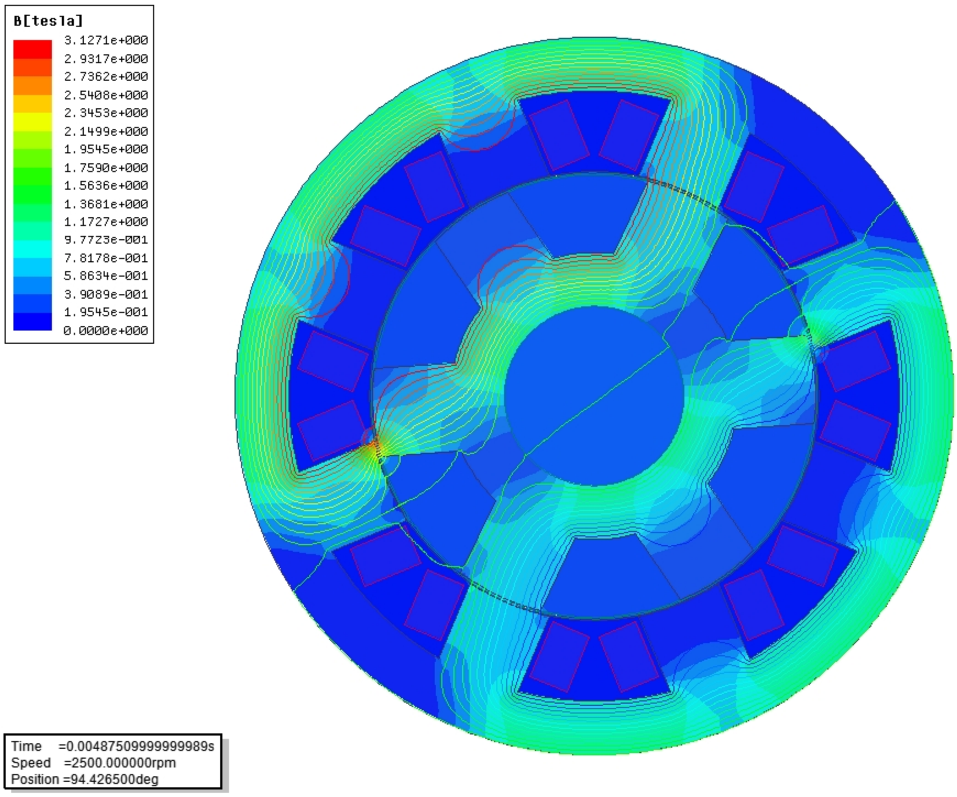


Слика 4.84 Расподела магнетског поља у тренутку када је побуђена само фаза B.

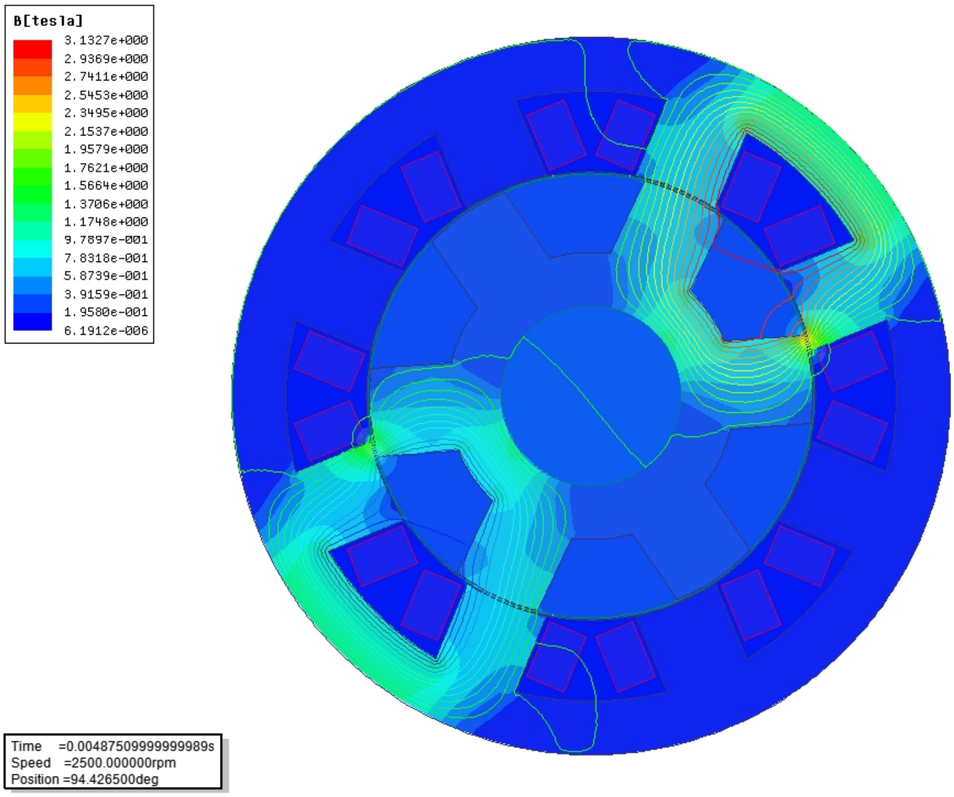
значајно мањи у односу на губитке који су последица преосталих индукција које фигуришу у остатку јарма статора и ротора. Када је магнетски поларитет посматраних фаза исти важи обрнут однос губитака о чему је претходно већ дискутовано. Дакле, дужина путање флукса у машини не пружа могућног сагледавања свеобухватне природе губитака у гвожђу јарма статора и ротора.

За одређени профил магнетске индукције може се рећи да дуже путање флукса генеришу веће губитке у гвожђу. Такође, очигледно је да су путање магнетског флукса у случају истог магнетског поларитета фаза ефективно дуже у односу на случај када је он различит. Међутим, као што је већ речено, у ситуацији када је магнетски поларитет полова побуђених фаза исти, магнетска индукција у већем броју сектора који чине јарам статора и ротора је приближно константна, па је њихов допринос губицима у гвожђу занемарив.

Због тога, може се рећи да је у случају истог магнетског поларитета побуђених фаза, дужина путање флукса у јарму статора и ротора ефективно краћа у односу на путању флукса која је приказана на слици 4.85(а). У случају различитог магнетског поларитета ситуација је обрнута, односно дужина путање

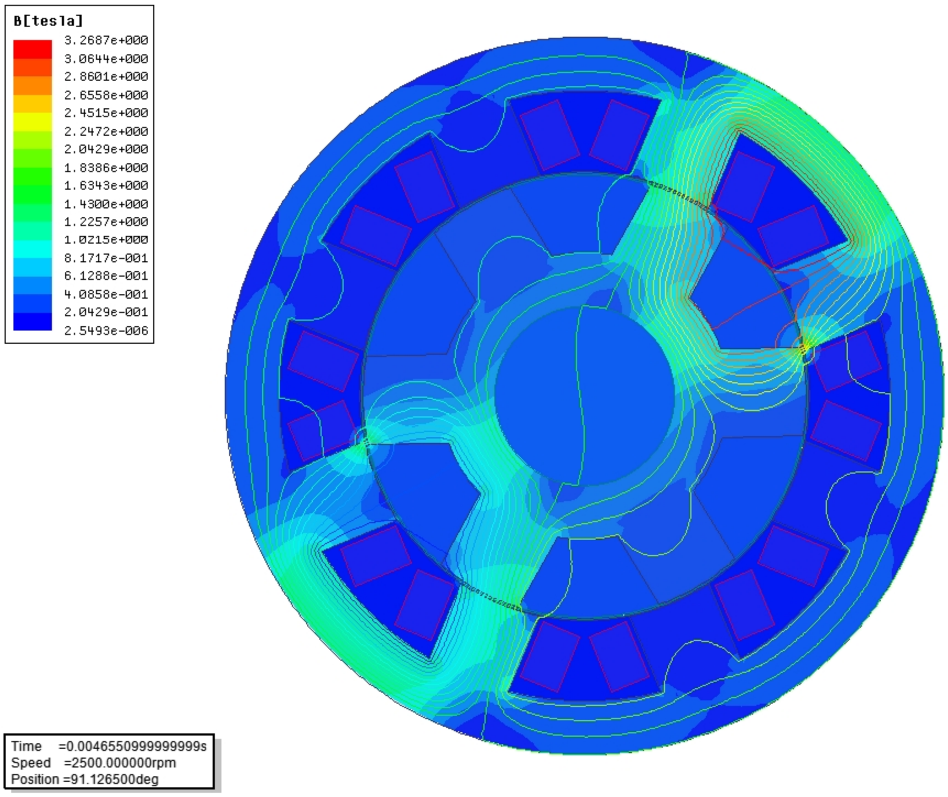


(а)

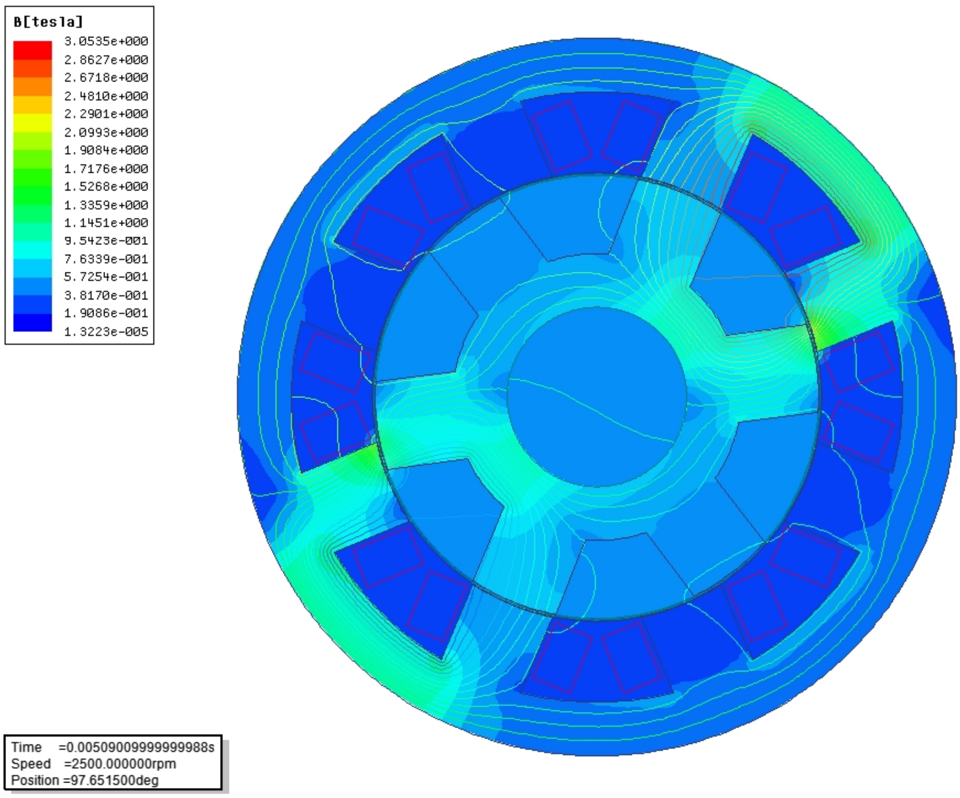


(б)

Слика 4.85 Расподела магнетског поља у тренутку када је Ψ_B=Ψ_C при чему су истовремено побуђене фазе B и C (а) истог и (б) различитог магнетског поларитета.



(а)



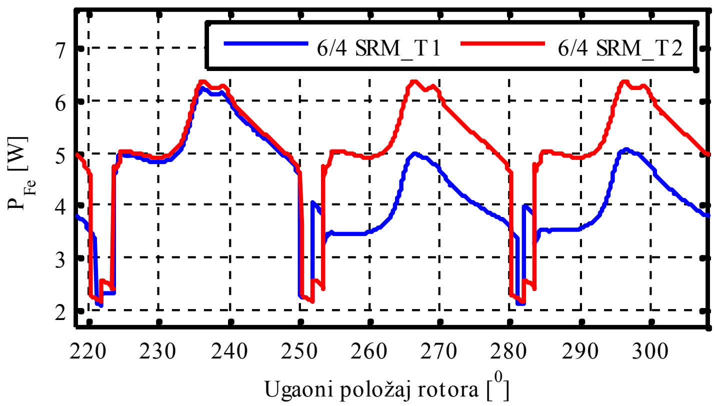
(б)

Слика 4.86 Расподела магнетског поља у случају када су истовремено побуђене фазе B и C различитог магнетског поларитета при чему је (а) $\Psi_B > \Psi_C$ и (б) $\Psi_B < \Psi_C$.

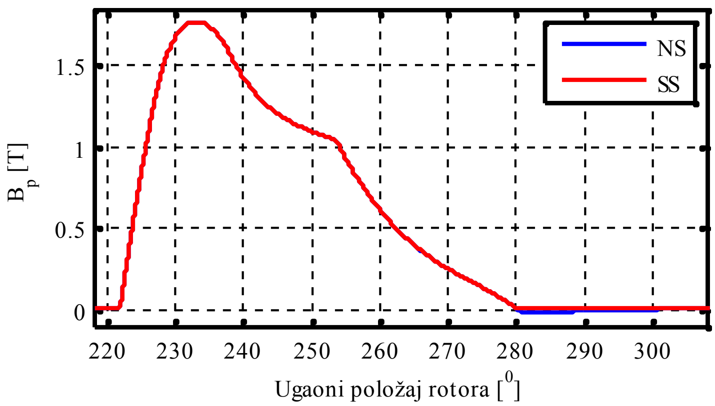
флукса јарма статора и ротора је ефективно дужа у односу на оне које су дате на слици 4.85(б).

Закључци о утицају магнетског поларитета фаза на губитке у гвожђу 8/6 SRM-а у потпуности важе и за 6/4 SRM. То се може јасно видети на сликама 4.87-4.90, где су за ПРИМЕР 1 из табеле 3.13 приказани таласни облици губитака у гвожђу, магнетска индукција B_P као и одговарајуће магнетске индукције јарма статора и ротора 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а, респективно.

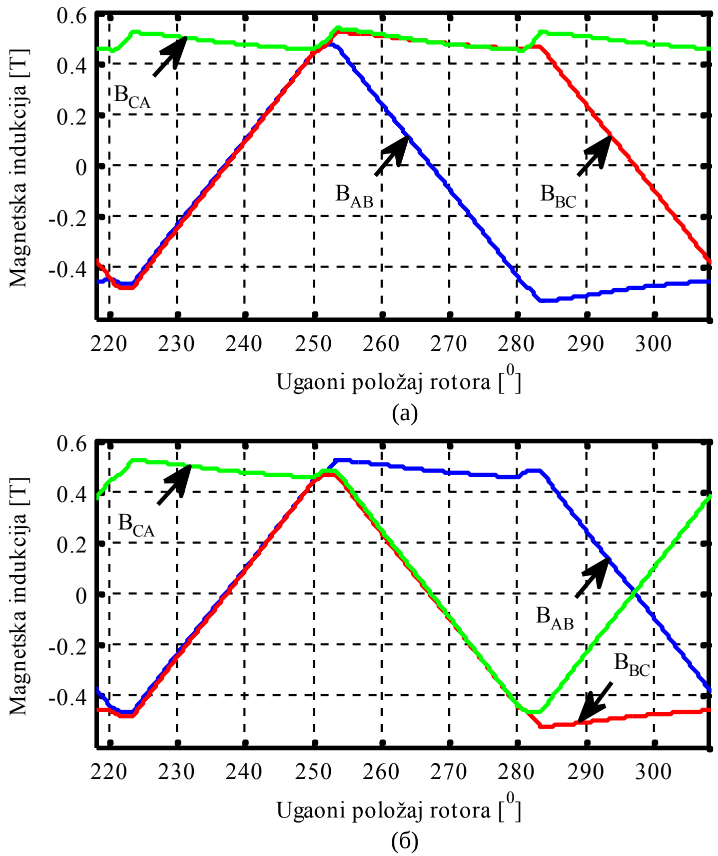
Од интереса је уочити да се код 6/4 SRM_T2-а током истовременог вођења суседних фаза мотора промена магнетске индукције јавља у свим деловима јарма статора и ротора. Због тога је и укупна снага губитака у гвожђу 6/4 SRM_T2-а већа у односу на 6/4 SRM_T1 о чему говори и табела 4.16.



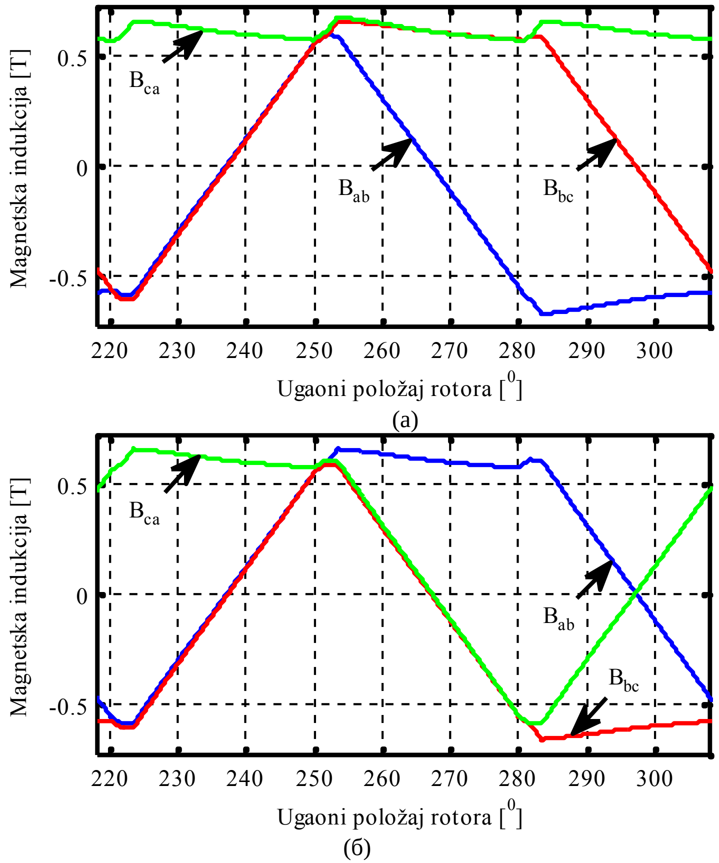
Слика 4.87 Поређење снага губитака у гвожђу 6/4 SRM_T2-а и 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу FEM модела.



Слика 4.88 Поређење магнетских индукција B_P 8/6 SRM_T2-а и 6/4 SRM_T1-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијених помоћу модела М2.



Слика 4.89 Магнетске индукције у деловима јарма статора (а) 6/4 SRM_T1-а и (б) 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијене помоћу модела М2.



Слика 4.90 Магнетске индукције у деловима јарма ротора (а) 6/4 SRM_T1-а и (б) 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијене помоћу модела М2.

Табела 4.16 Средње снаге губитака у гвожђу 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а ПРИМЕРА 1 из табеле 3.13 добијене помоћу FEM модела.

	P_{Fe} [W]
6/4 SRM_T1	4.2835
6/4 SRM_T2	4.9721

5 ТОПОЛОГИЈЕ ЕНЕРГЕТСКИХ ПРЕТВАРАЧА СА БИПОЛАРНИМ НАПАЈАЊЕМ И ЊИХОВ УТИЦАЈ НА РАД ПРЕКИДАЧКОГ РЕЛУКТАНТНОГ МОТОРА

Напајање и управљање прекидачким релуктантним мотором захтева наменски енергетски претварач и микропроцесорско управљање која ће, у зависности од положаја ротора, у статорским намотајима обезбедити импулсе струје жељеног облика. Топологије инвертора за напајање SRM-а претежно садрже велики број дискретних полупроводничких и пасивних компоненти које узрокују релативно скупу производњу чиме се значајно утиче на укупну цену погона са прекидачким релуктантним мотором. Истовремено, побудна кола су доста сложена док компликовано повезивање компоненти погона има утицај на поузданост целог система. Зато, упркос великом напретку и истраживању у области SRM-а једна од главних препрека у развоју погона са SRM-ом и његовој широј примени, јесте непостојање стандардних енергетских претварача који су доступни на тржишту, за разлику од машина наизменичне струје код којих је трофазни напонски инвертор (*Voltage Source Inverter*-VSI), постао стандардно решење напајања. Захваљујући њиховој масовној примени, технологија пројектовања и производње инвертора је усавршена што је резултовало веома компактним решењима код којих је комплетан инвертор са драјверским колима и колима за заштиту интегрисан у оквиру једног јединог модула односно компоненте која се причвршћује на хладњак.

Дакле, у циљу смањења сложености претварача тежи се топологијама претварача са смањеним бројем прекидача које су у потпуности засноване на стандардним полумостним структурама, *dual* или *6-pack* модулима уз услов да инхерентне особине таквих топологија претварача не нарушавају и ограничавају перформансе SRM-а.

У овом поглављу се анализирају топологије енергетских претварача са смањеним бројем прекидача засноване на стандардним полумостним структурама као и њихов утицај на рад SRM-а. За почетак, у потпоглављу 5.1 је дат преглед досадашње литературе која се бави топологијама инвертора за напајање SRM-а заснованих на полумостним структурама. Дефинисање униполарног и биполарног напајања као начина напајања SRM-а, који је у овој докторској дисертацији везан за смер струја на излазу из фаза инвертора, врши се у потпоглављу 5.2. Смер струја на излазу одговарајуће фазе инвертора зависи од стања прекидача који су резултат дефинисаног алгоритма управљања. Наиме, смер струје у некој фази мотора не мора да има везе са смером струје на излазу из одговарајуће фазе инвертора будући да постоји могућност укрштања крајева фазног намотаја. У одељку 3.4 јасно је истакнуто да магнетски поларитет побуђених фаза, који има директан утицај на перформансе мотора, зависи од смера струје у фазном намотају. При томе је смер фазних струја изабран на начин да се остваре жељене секвенце магнетског поларитета фаза не разматрајући топологију енергетског претварача којом се мотор напаја нити сам алгоритам управљања. Међутим, будући да SRM захтева напајање из инвертора, дефинисање униполарног и биполарног напајања пружа могућност да се утврди утицај саме топологије инвертора на перформансе мотора.

Нова топологија енергетског претварача за напајање 8/6 SRM-а реализована коришћењем два 6-*pack* модула односно два VSI-а представљена је у потпоглављу 5.3 и као таква је поред новог нелинеарног аналитичког модела, који узима у обзир међусобну интеракцију фаза, други најзначајнији научни допринос ове докторске дисертације. Тај допринос се мери у односу асиметрични полумостни инвертор који представља досадашње најприхватљивије решење за погон прекидачког релуктантног мотора. Наиме, он је очигледан са аспекта сложености ових претварача. Међутим, од суштинске важности је и утицај нове топологије инвертора на перформансе 8/6 SRM-а. Бенефит који се постиже напајањем 8/6 SRM-а из нове топологије инвертора у односу на напајање из АПИ-а је детаљно анализиран и приказан у потпоглављу 5.4.

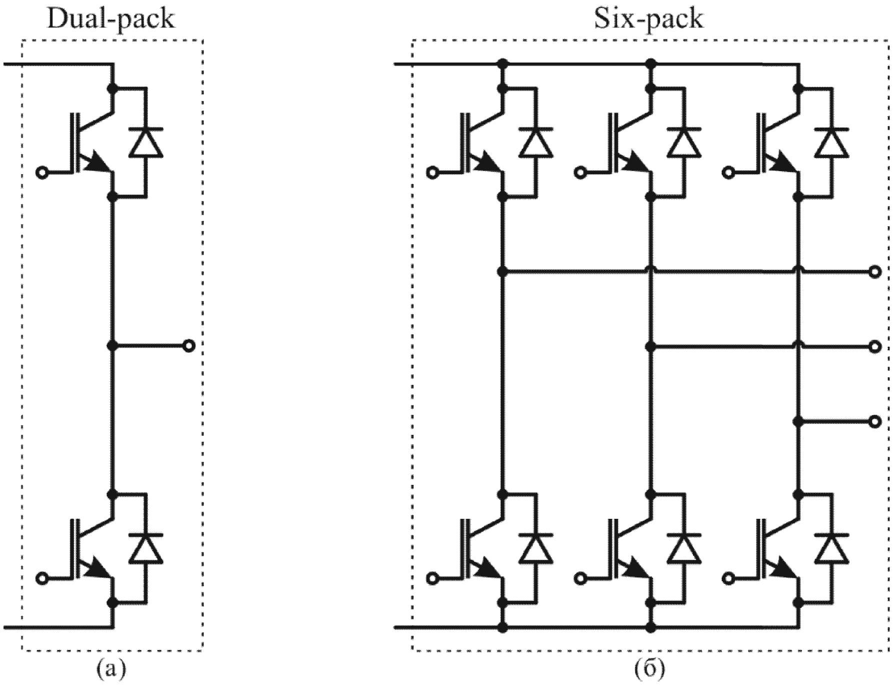
На основу прегледа литературе у потпоглављу 5.1, топологија инвертора [129] је са аспекта минималног броја прекидача и коришћења стандардних модула међу најприхватљивијим за 6/4 SRM-а. Анализа утицаја ове топологије инвертора на перформансе мотора до сада није урађена и због тога постоји потреба за њено спровођење. У потпоглављу 5.5 су дефинисани радни режими ове топологије претварача, одговарајући алгоритам управљања као и поређење добијених перформанси 6/4 SRM-а са перформансама када се он напаја из АПИ-а.

5.1 Преглед литературе која се бави топологијама енергетских претварача које су засноване на полумостним структурама.

Сагласно одељку 2.6 асиметрични полумостни инвертор представља најприхватљивије решење за погон прекидачког релуктантног мотора. Код њега је управљање фазама потпуно распрегнуто, односно има се независно управљање фазама мотора при чему је могуће користити највећи могући напон једносмерног међукола у процесу магнетизације и демагнетизације фазних намотаја. При томе не постоји ограничење ширине угла вођења што је веома битна особина овог инвертора.

Међутим, примена овог инвертора значајно смањује могућност шире употребе прекидачког релуктантног мотора због високе цене израде која је последица великог броја дискретних полупроводничких компоненти, сложеног побудног кола и компликованог повезивања. Због тога, научно истраживачки рад се усмерио ка смањењу броја полупроводничких компоненти базирајући се на стандардним полумостним структурама, *dual и 6-pack* прекидачким модулима који су приказани на слици 5.1.

Напајање трофазног SRM-а у [123] се врши стандардним трофазним напонским инвертором. Фазни намотаји са по једном редно везаном диодом су повезани у троугао. Због тога је карактер фазних струја униполаран, при чему је



Слика 5.1 Стандардни прекидачки (а) dual-pack и (б) six-pack модул.

целокупни напон једносмерног међукола доступан за магнетизацију и демагнетизацију фаза. Потреба за уметањем диода на ред са фазним намотајима значајно компликује и поскупљује реализацију овог начина напајања. Такође, пошто статорски намотаји морају бити везани у троугао, управљање фазама не може бити независно.

Коришћење трофазног напонског инвертора али сасвим другачији начин везивања фазних намотаја трофазног SRM-а предложен је у [122]. Звездиште статорског намотаја је везано за средњу тачку капацитивног разделника једносмерног међукола. Фазне струје су биполарног карактера али је сада за потребе магнетизације и демагнетизације фаза доступна само једна половина напона једносмерног међукола.

Претварач у [127] поред три *dual pack* прекидачка модула захтева још шест диода при чему је број потребних веза између претварача и мотора дупло већи у односу на асиметрични поломостни инвертора. Осим овога, овај претварач се може применити само на SRM са бифиларним намотајима.

У [129] је представљено ново решење инвертора за трофазни SRM које је у потпуности засновано на стандардним полумостним структурама, једним *dual* и једним *6-pack* прекидачким модулом. Ово решење за разлику од већине досадашњих инвертора за трофазни прекидачки релуктантни мотор нема дискретне компоненте, чиме је процес производње значајно поједностављен. Омогућава се истовремено вођење фазе која се магнетише и фазе која се демагнетише. Међутим, није могуће остварити преклапање интервала магнетисања у суседним фазама мотора. Другим речима, са овом топологијом није могуће да се у две суседне фазе једновремено доводе напони који тежи да се увећају струје у одговарајућим фазним намотајима. Овај недостатак посматране топологије инвертора утиче на средњу вредност и валовитост момента с тим што у [129] то није анализирано.

Напајање шестофазног SRM-а трофазним напонским извором на начин који је реализован у [123] значајно смањује број прекидачких компоненти и веза између претварача и мотора. Са друге стране, за сваки фазни намотај се захтева по једна дискретна диода за претварање биполарног карактера струја у униполарни што компликује његову реализацију.

За напајање трофазног SRM-а чији су намотаји везани у звезду у [124], [125] користи се 6-*pack* IGBT прекидачки модул. Фазе мотора се не могу независно контролисати, пошто се две фазе морају истовремено побуђивати. Поред тога, средња вредност момента и ефикасност је нижа у односу на случај када се користи асиметрични полумостни инвертор.

Интегрисани вишеулазни претварач за трофазни SRM са смањеним капацитивним захтевима представљен у [128] користи само два прекидачка модула. Међутим, у поређењу са асиметричним полумостним инвертором, овај претварач карактерише компликованије управљање због вишеструких контролних циљева и спреге контролних параметара.

Dual-pack прекидачки модули се користе и за реализацију топологије инвертора која служи за напајање четворофазног прекидачког релуктантног мотора [130]. Ова топологија претварача захтева осам *dual pack* прекидачких модула, по два за сваку фазу мотора. Ако се она користи као АПИ, тада је половина прекидача пасивна. Са друге стране, за реализацију алгоритма управљања из [130] у циљу унапређена перформанси мотора, неопходно је коришћење свих 16 прекидача.

Очигледно је да ова топологија претварача због великог броја коришћених полумостних структура не представља задовољавајуће решење за напајање четворофазног SRM-а. Дакле, постоји потреба за развојем нове топологије енергетског претварача за напајање четворофазних SRM-а која је базирана на полумостним структурама и мањим бројем прекидача од топологије [130] при чему је суштински услов да таква топлогија не нарушава перформансе мотора.

Нова топологија инвертора четворофазног SRM-а која користи два VSI-а и при томе задржава функционалне особине АПИ-а представљена је у одељку 5.3.

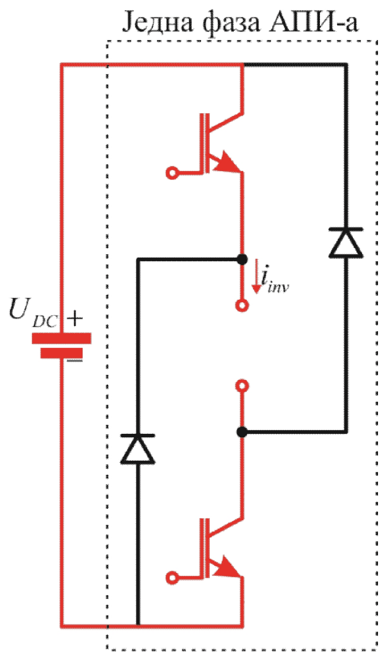
5.2 Униполарно и биполарно напајање SRM-а

Појам униполарног и биполарног напајања SRM-а, у овој докторској дисертацији, је везан за смер струја на излазу из фаза инвертора. Као што је већ речено, смер струја на излазу одговарајуће фазе инвертора зависи од стања прекидача који су резултат дефинисаног алгоритма управљања.

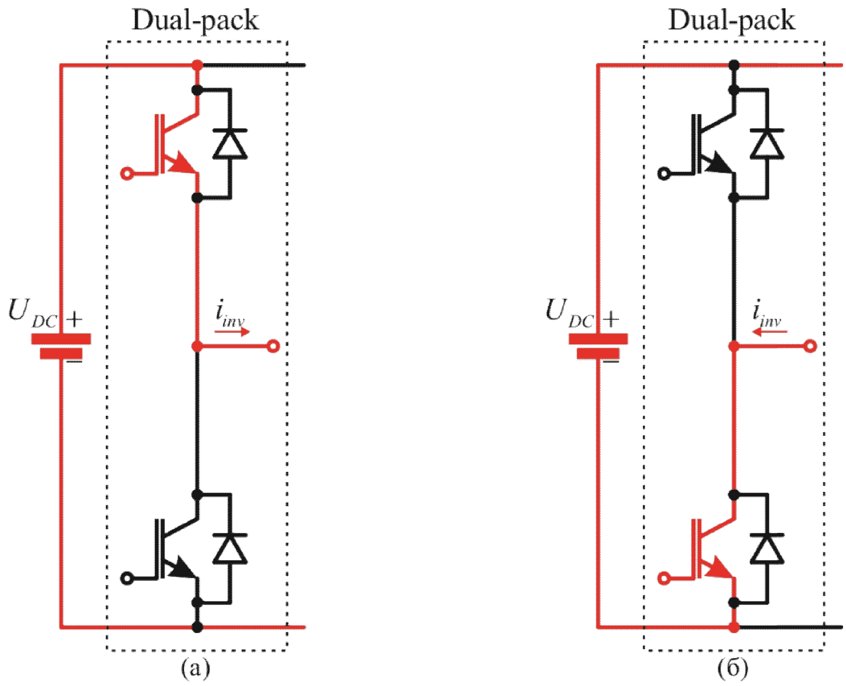
Када су струје на излазу из свих фаза инвертора, сагласно одговарајућем алгоритму управљања, увек истог смера такво напајање се дефинише као униполарно. Са друге стране, биполарно напајање представља напајање које карактерише различит смер струја на излазу из инверторских фаза. Када се каже различит смер струја, мисли се на било коју комбинацију смерова струја инверторских фаза која се разликује од оне која одговара униполарном напајању.

Асиметрични полумостни инвертор са слике 2.15, као референтна топологија инвертора за напајање прекидачког релуктантног мотора, одликује се униполарним напајањем. Наиме, конфигурација АПИ-а је таква да не постоји могућност промене смера струје на излазу било које његове фазе. То се може видети на слици 5.2 која илуструје стање једне активне фазе овог претварача.

Могућност биполарног напајања постоји код топологија инвертора које се састоје од *dual* или *six-pack* прекидачких модула, пошто се смер струје на њиховим излазима може мењати. Сагласно слици 5.3, очигледно је да промена стања прекидача у *dual-pack* прекидачком модулу доводи до промене смера струја на његовом излазу. Дакле, за топологије инвертора са полумостним структурама и смањеним бројем прекидача сасвим оправдано је очекивати биполарни карактер напајања.



Слика 5.2 Стање прекидача једне фазе АПИ-а које говори о немогућности промене смера струје на њеном излазу.

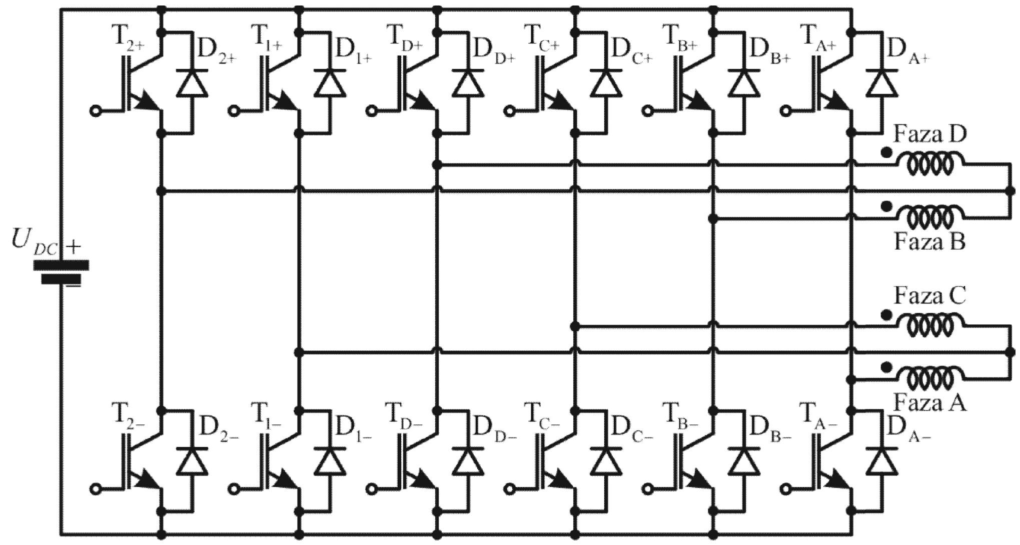


Слика 5.3 Илустрација промене смера струје на излазу из dual-pack прекидачког модула услед промене стања његових прекидача.

5.3 Нова топологија енергетског претварача за напајање четворофазних SRM-а са полумостним структурама и смањеним бројем прекидача

На основу прегледа литературе, услова које један претварач треба да задовољи као и захтева да се он базира на полумостним структурама, може се закључити да не постоји задовољавајућа топологија инвертора за напајање четворофазног SRM-а. У овом одељку је представљена нова топологија инвертора за четворофазни SRM која је у потпуности базирана на полумостним структурама без додатних дискретних и пасивних компоненти. Структура нове топологије инвертора приказана је на слици 5.4.

Овај претварач се може реализовати коришћењем два *6-pack* прекидачка модула односно два VSI-а што значи да нова топологија инвертора у поређењу са претварачем [130] има два *dual-pack* прекидачка модула мање. Са једне стране четири фазна намотаја су везана за четири инверторске фазе док су за преостале две инверторске фазе повезана звездишта фаза у квадратури A и C односно B и D, респективно. На овај начин, нова топологија инвертора са смањеним бројем



Слика 5.4 Нова топологија енергетског претаврача за напајање четворофазног SRM-a.

прекидача, поред режима магнетизације, демагнетизације, одржавања струје и истовремене магнетизације и демагнетизације суседних фаза мотора, омогућава и

- истовремену магнетизацију две суседне фазе мотора,
- истовремену магнетизацију и демагнетизације фаза које су у квадратури,

на начин да се магнетизација и демагнетизација фазних намотаја врши целокупним напоном једносмерног међукола. Дакле, сви радни режими 8/6 SRM-a дефинисани у поглављу 3.6.2 се могу остварити коришћењем нове топологије претварача као што је то у претходном поглављу остварено његовим напајањем из АПИ-а.

Потенцијал краја фазног намотаја сваке од фаза се може подесити тако да буде једнак потенцијалну позитивних сабирница напона једносмерног међукола, што се постиже укључењем горњег прекидача. Укључењем доњег прекидача се потенцијал фазног намотаја доводи на потенцијал негативних сабирница једносмерног међукола. Потенцијал звездишта фаза се подешава ширинском модулацијом оне инверторске фазе која то звездиште напаја, па се самим тим и звездиште може прикључити било на позитивне било на негативне сабирнице једносмерног међукола. Тачка поларитета фазних намотаја на слици 5.4 означава референтни крај намотаја и указује да струја, која улази у ту тачку ствара позитиван флукс.

Да би се новим инвертором остварили захтевани режими рада 8/6 SRM-a, потребно је изабрати одговарајуће комбинације стања прекидача и примењивати их одговарајућим редоследом. Стања прекидача дефинишу режиме рада инвертора као и сам алгоритам управљања.

Истовремена магнетизација и демагнетизација фаза у квадратури захтева да смер струја на излазу из одговарајућих инверторских фаза мора бити супротан будући да нису дозвољене комбинације прекидача у којима су укључена два прекидача у истој инверторској фази. Пошто суседне фазе мотора не припадају истим инверторским фаза за контролу звездишта, избор смера струје одговарајућих фаза инвертора је независан. Узимајући у обзир ове услове, могуће комбинације смерова струја на излазу из инверторских фаза, на једном циклусу побуђивања фаза после чега се циклус понавља, дефинисане су у табели 5.1. Позитиван смер струје инверторске фазе сагласно сликама 5.3 и 5.4 је везан за случај када струја улази у тачку поларитета фазних намотаја.

Табела 5.1 Комбинације смерова струја на излазу из инверторских фаза нове топологије инвертора.

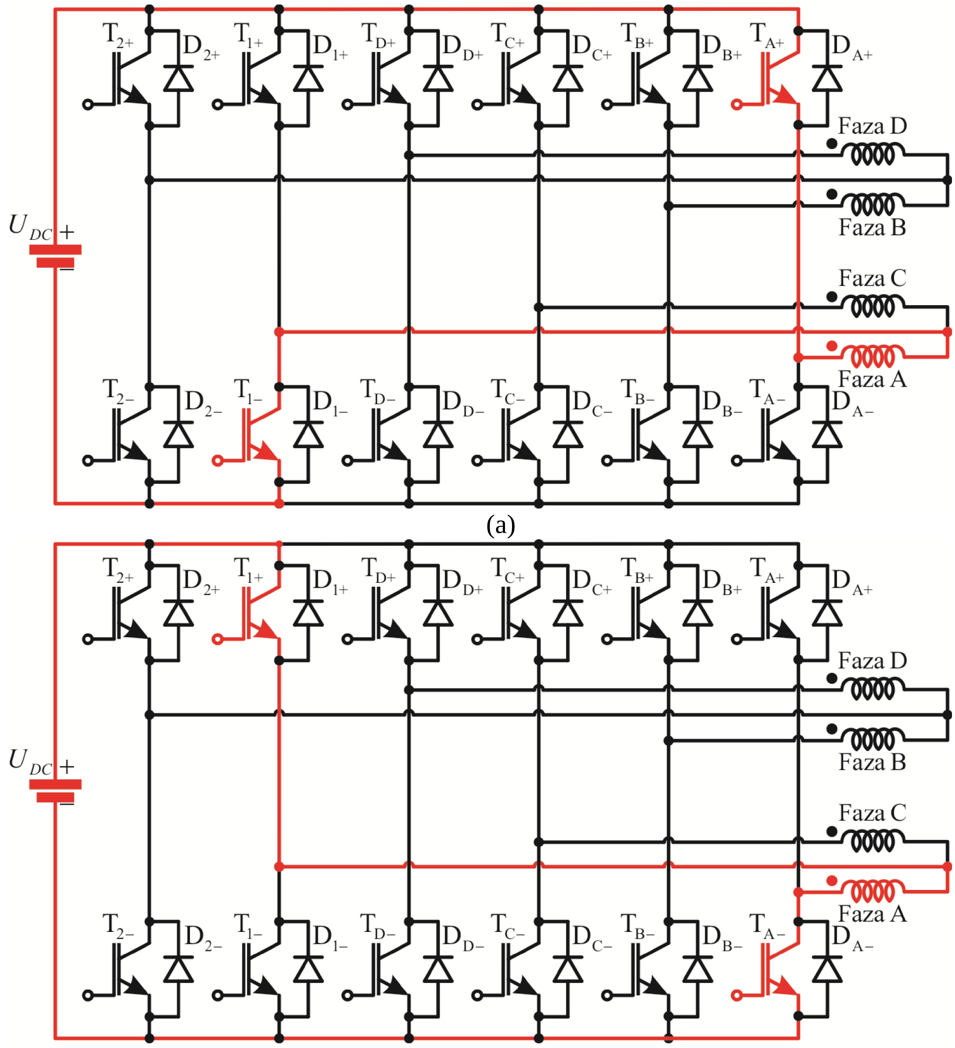
	Смер струја инверторских фаза			
	i_{invA}	i_{invB}	i_{invC}	i_{invD}
1.	+	+	-	-
2.	+	-	-	+
3.	-	+	+	-
4.	-	-	+	+

Позивајући се на дефинисани појам униполарног и биполарног напајања, очигледно је да напајање 8/6 SRM-а новом топологијим инвертора представља биполарно напајање. У наставку су описани радни режими новог инвертора као и одговарајуће комбинације прекидача које се користе за њихову реализацију узимајући у обзир радне режиме 8/6 SRM-а из одељка 3.6.2.

5.3.1 Режими магнетизације

Магнетизација фазног намотаја, у зависности од захтеваног смера струје, врши се укључивањем одговарајућих прекидача инверторске фазе за контролу звездишта посматраног фазног намотаја и инверторске фазе за коју је тај намотај везан.

За магнетизацију фазног намотаја позитивним напоном једносмерног међукола, потребно је укључити прекидаче T_{k-} и T_{i+}, при чему индекс i=A,B,C,D

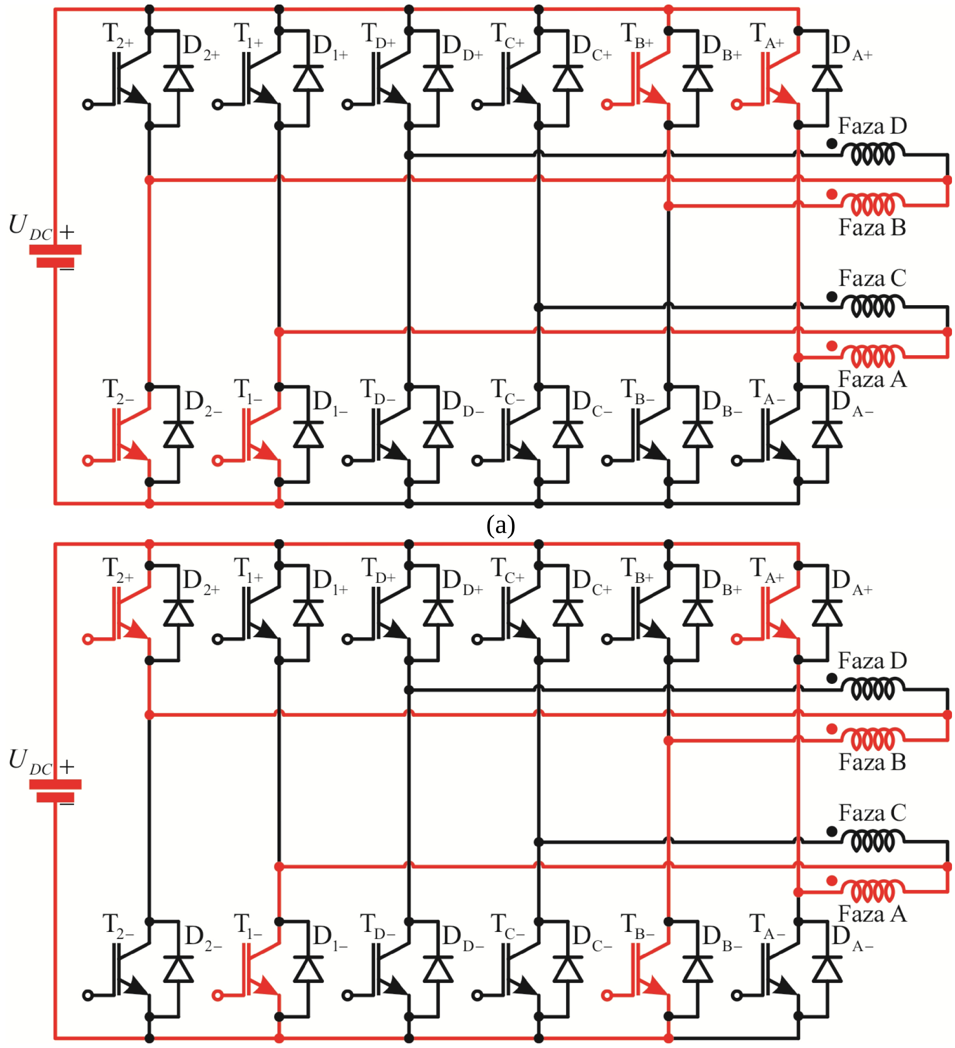


Слика 5.5 Режим магнетизације фазе А (а) позитивним и (б) негативним напоном.

одговара фазама мотора које се магнетишу док је индекс k=1,2 везан за инверторску фазу која контролише звездиште фазе која се магнетише. Према слици 5.4, индекс k=1 одговара фазама мотора A и C а индекс k=2 фазама B и D. Довођење негативног напона једносмерног међукола у циљу магнетизације фазе негативним напоном врши се укључивањем прекидача T_{k+} и T_{i-}.

Илустрације магнетизације фазе А позитивним односно негативним напоном са одговарајућим стањем прекидача дате су на слици 5.5.

Будући да суседне фазе мотора нису везане у исто звездиште, нова топологија инвертора омогућава њихову истовремену магнетизацију без икаквих ограничења. Примера ради, стања прекидача током истовремене магнетизације фаза A и B позитивним напоном, односно фазе A позитивним а фазе B

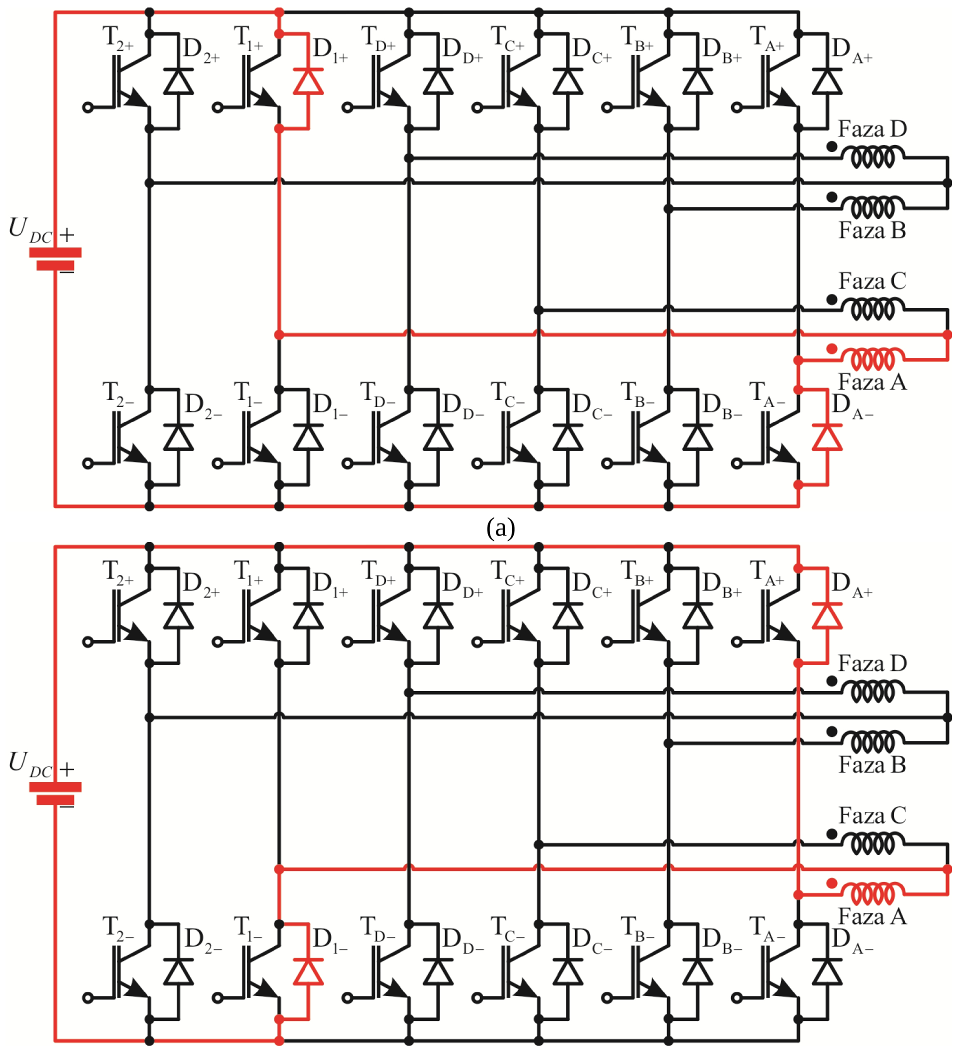


Слика 5.6 Режим истовремене магнетизације фаза A и B (а) позитивним напоном фаза A и B и (б) позитивним напоном фазе A и негативап напон фазе B.

негативним напоном приказана су на слици 5.6. Дакле, у општем случају магнетизација једне фазе или две суседне фазе се врши целокупним напоном једносмерног међукола што је веома битна карактеристика ове претварачке топологије. Међутим, показаће се касније кроз анализу симулационих резултата, да не постоји распрегнуто управљање фазама због појава које се јављају у непобуђеним фазама мотора услед међусобне интеракције фаза и инхерентних особина самог инвертора.

5.3.2 Режими демагнетизације

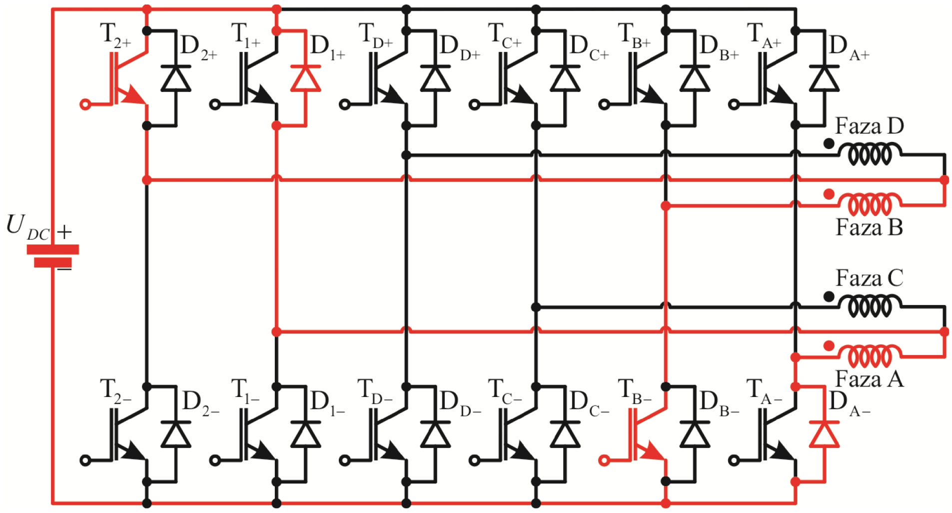
Пошто се магнетизација фазног намотаја може вршити на два начина, сагласно томе постоје два одговарајућа начина демагнетизације. Када се



Слика 5.7 Режим демагнетизације фазе А који одговара режиму магнетизације вршене (а) позитивним напоном(слика 5.5(а)) и (б) негативним напоном(слика 5.5(б)).

магнетизација фазе *i* врши позитивним напоном преко укључених прекидача T_{k-} и T_{i+}, њиховим искључењем струју преузимају диоде D_{k+} и D_{i-} тако да се на фазни намотај доводи инверзан напон једносмерног међукола. У случају магнетизације фаза негативним напоном, искључењем прекидача T_{k+} и T_{i-}, демагнетизација фаза се врши позитивним напоном тако што се преко диода D_{k-} и D_{i+} доводи позитиван напон једносмерног међукола. На слици 5.7 је приказана демагнетизација фазе А кроз стање диода за случај када је фаза А претходно магнетисана позитивним односно негативним напоном, респективно.

Узимајући у обзир до сада дефинисане режиме магнетизације и демагнетизације фазних намотаја, нова топологија инвертора омогућава без



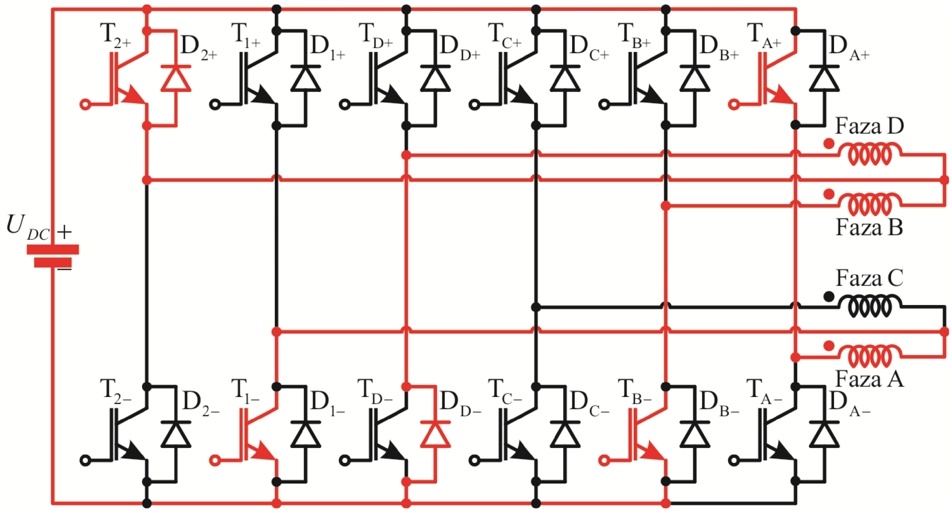
Слика 5.8 Режим истовремене демагнетизације фазе А(претходно магнетисане позитивним напоном) и магнетизације фазе B негативним напоном.

икаквог ограничења режим истовремене магнетизације и демагнетизације суседних фаза. Примера ради, на слици 5.8 је приказано стање полупроводничких компоненти током истовремене демагнетизације фазе А, претходно магнетисане позитивним напоном, и магнетизације фазе B негативним напоном.

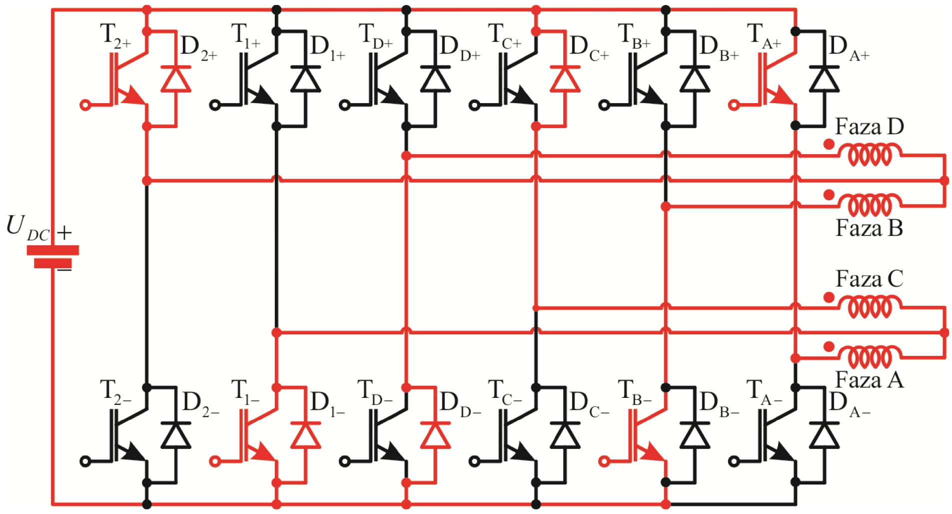
За конфигурацију 8/6 SRM-а, сагласно одељку 3.6.2, уобичајени радни режим подразумева истовремено вођење више од две фазе мотора. Такав радни режим карактерише истовремена магнетизација суседних фаза мотора али и преклапање у вођењу фаза које су у квадратури.

На слици 5.9 су приказана стања полупроводничких компоненти која одговарају случају истовремене магнетизације фазе А (позитивним напоном) и фазе B (негативним напоном) уз постојање струје фазе D која је у квадратури са фазом B.

Очигледно је да нова топологија инвертора омогућава и режиме рада када су све четири фазе истовремено побуђене. Ови радни режими се јавља при веома великим угловима вођења који теже половини полног корака ротора. Тада се суседне фазе мотора истовремено магнетишу, али се са друге стране јавља и преклапање магнетизације и демагнетизације фаза у квадратури оба звездишта. Као пример, на слици 5.10 су дата стања полупроводничких компоненти која одговарају случају истовремене магнетизације фазе А (позитивним напоном) и фазе B (негативним напоном) уз постојање струје фазе D која је у квадратури са фазом B и фази C која је у квадратури са фазом А.



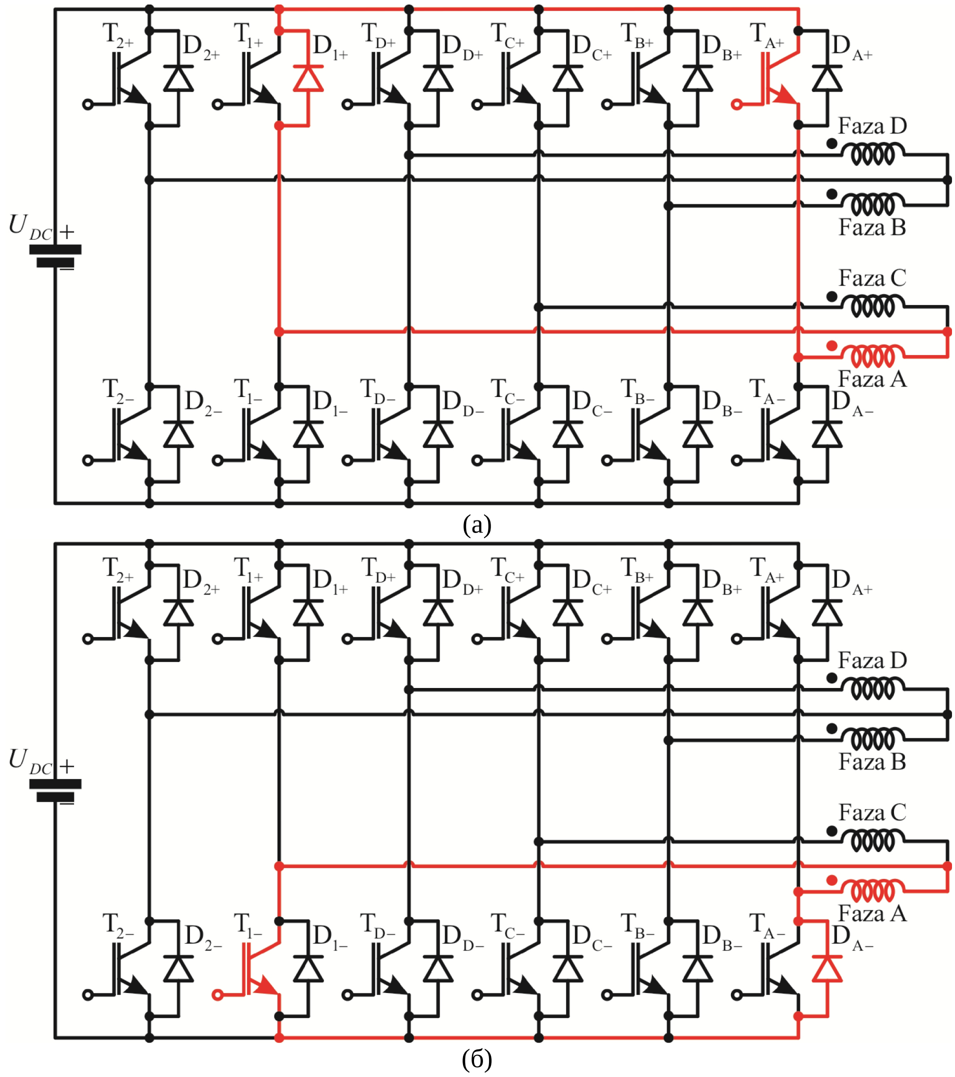
Слика 5.9 Режим истовремене магнетизације фазе А (позитивним напоном) и В (негативним напоном) као и демагнетизације фазе D негативним напоном.



Слика 5.10 Режим истовремене магнетизације фазе А (позитивним напоном) и фазе В (негативним напоном) као и демагнетизације фазе С (позитивним напоном) и фазе D (негативним напоном)

5.3.3 Режими одржавања струје

Да би се фазне струје у потпуности могле регулисати новом топологијом инвертора користећи хистерезисни регулатор струје, потребно је дефинисати радне режиме одржавања струје који одговарају дефинисаним режимима магнетизације. Ако се фазни намотај *i* магнетише позитивним напоном, овај радни режим се може постићи на два начини. Први начин се постиже искључењем прекидача T_{k+} и T_{k-} оне инверторске фазе која регулише потенцијал звездишта посматране фазе мотора. Тада струја постоји у укљученом прекидачу T_{i+} посматране фазе и одговарајућој диоди D_{k+}. Други начин се постиже искључењем прекидача T_{i+} и T_{i-} оне инверторске фазе којој та фаза мотора припада тако да

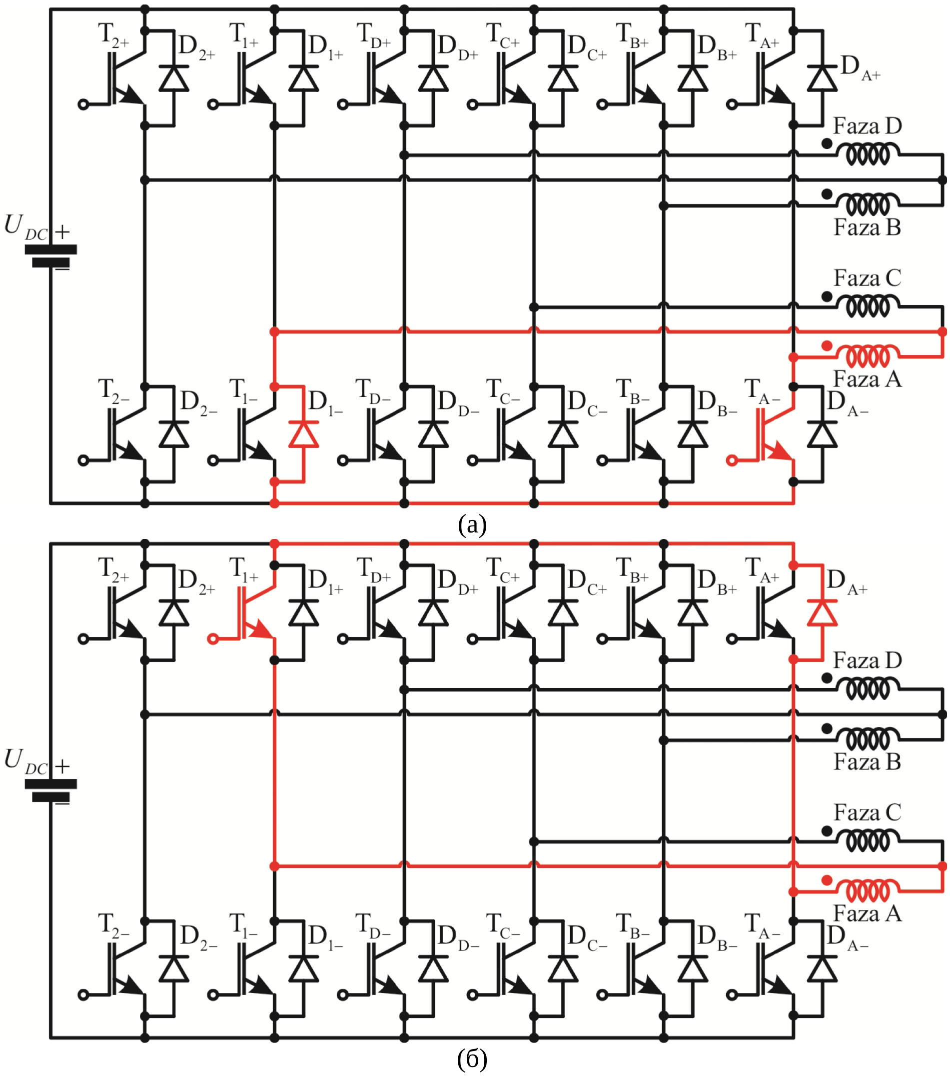


Слика 5.11 Режим одржавања струје фазе А током њене магнетизације позитивним напоном када су искључени прекидачи (а) инверторске фазе за контролу потенцијала звездишта фазе А и (б) инверторске фазе А.

струја постоји у одговарајућем укљученом прекидачу T_{k-} и диоди D_{i-}, респективно. Дефинисани режими одржавања струје који одговарају случају магнетизацији фазе А позитивним, са стањем полупроводничких компоненти дати су на слици 5.11.

Аналогно претходном случају када је фазни намотај магнетисан позитивним напоном, за режим одржавања струје када је фаза магнетисана негативним напоном постоје два начина реализације. Код првог начина струја постоји у укљученом прекидачу T_{i-} и диоди D_{k-} док се код другог струјно коло затвара кроз одговарајући транзистор T_{k+} и диоду D_{i+}, респективно. Горе наведено је на примеру фазе А илустровано на слици 5.12. Неке од наведених режима одржавања струје у општем случају није могуће применити. То се пре свега односи на режиме током којих су искључени прекидачи инверторских фаза контролу звездишта будући да је број активних фаза 8/6 SRM-а обично већи од две. Због тога, режим одржавања струје се у општем случају врши искључивањем прекидача инверторске фаза којој фаза мотора припада.

На основу анализе стања полупроводничких компоненти која су везана за режиме магнетизације, демагнетизације и одржавања фазних струја нове топологије инвертора, може се закључити да је он у функционалном смислу исти као АПИ. Међутим, начин везивања фазних намотаја за фазе нове топологије инвертора, одговарајући алгоритам управљања и међусобна интеракција фазних



Слика 5.12 Режим одржавања струје фазе А током њене магнетизације негативним напоном када су искључени прекидачи (а) инверторске фазе за контролу потенцијала звездишта фазе А и (б) инверторске фазе А.

намотаја проузроковаће појаве које доводе до суштинских разлика између униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а. Ове појаве имају директан утицај на његове перформансе па је утврђивање природе њиховог понашања од великог значаја. Због тога је ова проблематика предмет детаљне анализе која се спроводи у одељку 5.4.

5.3.4 Алгоритам управљања нове топологије инвертора

Утицај међусобне интеракције фаза на перформансе мотора, сагласно резултатима и закључцима из поглавља 3 и 4, директно је везан за магнетски поларитет фаза. Поларитет флукса у једној фази је одређен смером струје у намотајима те фазе. Смер струје у некој фази не мора да има везе смером струје која се има на излазу из фазе инвертора. Наиме, ако се крајеви намотаја не укрсте, тада позитиван смер једне даје позитиван смер друге. Ако се укрсте крајеви намотаја, онда позитиван смер струје из инвертора, даје негативан смер струје фазног намотаја. Аналогија са претходном анализом важи и за случај када је смер струје на излазу из фаза инвертора негативног поларитета. Дакле, поларитет флуксева фаза је потпуно независан од топологије и смера струја инвертора.

Сагласно табели 5.1, постоје четири комбинације смерова струја на излазу из инверторских фаза. За реализацију алгоритма управљања било које од њих потребно је изабрати одговарајуће комбинације стања прекидача и примењивати их одговарајућим редоследом сагласно претходно дефинисаним режимима рада нове топологије инвертора. За сваку од наведених комбинација у табелама 5.2-5.5 је приказан одговарајући алгоритам управљања новом топологијом инвертора на интервалу који одговара једном обртају ротора када се 8/6 SRM са слике 3.9(б) побуђује у секвенци A-B-C-D.

У наведеним табелама, ћелије које одговарају активним прекидачима инвертора односно прекидачима чије активно стање доводи до побуђивања одговарајућих фаза мотора у дефинисаној секвенци побуђивања означене су црвеном бојом. Дакле, делови табела 5.2-5.5 који се односе на управљачку логику а нису означени црвеном бојом представљају стања прекидача која нису дозвољена за посматрану комбинацију смерове струја на излазу из инвертора.

Табела 5.2 Алгоритам управљања новом топологијом инвертора за прву комбинацију смерова струја инверторских фаза из табеле 5.1.

		Секвенца побуђивања фаза током једног обртаја ротора																							
		A	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**
Прекидачка логика и смер фазних струја	**T_{1-}**	■				■				■				■				■				■			
	T_{1+}			■				■				■				■				■				■	
	T_{2-}		■				■				■				■				■				■		
	T_{2+}				■				■				■				■				■				■
	T_{A-}																								
	T_{A+}	■				■				■				■				■				■			
	T_{B-}																								
	T_{B+}		■				■				■				■				■				■		
	T_{C-}			■				■				■				■				■				■	
	T_{C+}																								
	T_{D-}				■				■				■				■				■				■
	T_{D+}																								
	i_A	+				+				+				+				+				+			
	i_B		+				+				+				+				+				+		
	i_C			-				-				-				-				-				-	
	i_D				-				-				-				-				-				-

Табела 5.3 Алгоритам управљања новом топологијом инвертора за другу комбинацију смерова струја инверторских фаза из табеле 5.1.

		Секвенца побуђивања фаза током једног обртаја ротора																							
		A	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**
Прекидачка логига и смер фазних струја	**T_{1-}**	■				■				■				■				■				■			
	T_{1+}			■				■				■				■				■				■	
	T_{2-}				■				■				■				■				■				■
	T_{2+}		■				■				■				■				■				■		
	T_{A-}																								
	T_{A+}	■				■				■				■				■				■			
	T_{B-}		■				■				■				■				■				■		
	T_{B+}																								
	T_{C-}			■				■				■				■				■				■	
	T_{C+}																								
	T_{D-}																								
	T_{D+}				■				■				■				■				■				■
	i_A	+				+				+				+				+				+			
	i_B		-				-				-				-				-				-		
	i_C			-				-				-				-				-				-	
	i_D				+				+				+				+				+				+

Табела 5.4 Алгоритам управљања новом топологијом инвертора за трећу комбинацију смерова струја инверторских фаза из табеле 5.1.

		Секвенца побуђивања фаза током једног обртаја ротора																							
		A	B	C	D	A	B	C	D	A	B	C	D	A	B	C	D	A	B	C	D	A	B	C	D
Прекидачка логига и смер фазних струја	T_{1-}																								
	T_{1+}																								
	T_{2-}																								
	T_{2+}																								
	T_{A-}																								
	T_{A+}																								
	T_{B-}																								
	T_{B+}																								
	T_{C-}																								
	T_{C+}																								
	T_{D-}																								
	T_{D+}																								
	i_A	-				-				-				-				-				-			
	i_B		+				+				+				+				+				+		
	i_C			+				+				+				+				+				+	
	i_D				-				-				-				-				-				-

Табела 5.5 Алгоритам управљања новом топологијом инвертора за четврту комбинацију смерова струја инверторских фаза из табеле 5.1.

		Секвенца побуђивања фаза током једног обртаја ротора																							
		A	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**
Прекидачка логига и смер фазних струја	**T_{1-}**																								
	T_{1+}																								
	T_{2-}																								
	T_{2+}																								
	T_{A-}																								
	T_{A+}																								
	T_{B-}																								
	T_{B+}																								
	T_{C-}																								
	T_{C+}																								
	T_{D-}																								
	T_{D+}																								
	i_A	-				-				-				-				-				-			
	i_B		-				-				-				-				-				-		
	i_C			+				+				+				+				+				+	
	i_D				+				+				+				+				+				+

Поред управљачке логике у овим табелама су дати и смерови фазних струја при чему се позитиван смер фазне струје на слици 5.4 има у случају када струја улази у тачку поларитета фазног намотају.

На основу представљеног алгоритма рада нове топологије инветора закључује се да без обзира на комбинацију смерова струја инверторских фаза, смер струје у једној те истој фази је увек исти. Сажетак везан за смер фазних струја које одговарају комбинацијама смерова струја новог инвертора приказан је у табели 5.6. Одговарајући магнетски поларитет фаза сагласан референтном смеру мотања фазних намотаја 8/6 SRM-а на слици 3.9(б) и претходно дефинисаним смеровима фазних струја дат је у табели 5.7.

Очигледно је да применом нове топологије инвертора код 8/6 SRM-а није могуће остварити четири комбинације суседних фаза мотора различитог магнетског поларитета. Узимајући у обзир дефинисане секвенце 8/6 SRM-а у погледу магнетског поларитета фаза, сагласно табели 3.2, може се закључити да прва и четврта комбинација магнетског поларитета фаза из табеле 5.7 одговара 8/6 SRM_T1-у, а друга и трећа 8/6 SRM_T2-у.

Наиме, у првој и четвртој комбинацији магнетског поларитета фаза које одговарају 8/6 SRM_T1-у, различит магнетски поларитет постоји само између фаза B и C односно A и D, респективно. Пажљивим поређењем ове две

Табела 5.6 Смер фазних струја који одговара дефинисаним смеровима струја инверторских фаза из табеле 5.1.

	Смер фазних струја			
	i_A	i_B	i_C	i_D
1.	+	+	-	-
2.	+	-	-	+
3.	-	+	+	-
4.	-	-	+	+

Табела 5.7 Магнетски поларитет фаза(полова) који одговарају смеру фазних струја из табеле 5.6 и слици 3.9(б).

	Магнетски поларитет фаза(полова)							
	A(A)	**B(B)**	**C(C)**	**D(D)**	**A(A’)**	**B(B’)**	**C(C’)**	**D(D’)**
1.	S	S	N	N	N	N	S	S
2.	S	N	N	S	N	S	S	N
3.	N	S	S	N	S	N	N	S
4.	S	S	S	S	N	N	N	N

комбинације, могу се уочити одређене сличности. Нека се посматра на пример фаза B прве комбинације из табеле 5.7. Секвенци побуђивања фаза A-B-C-D одговара магнетски поларитет S-S-N-N. Ова секвенца магнетског поларитета фаза одговара секвенци побуђивања фаза C-D-A-B четврте комбинације из табеле 5.7. Дакле, фаза B прве комбинације и фаза D четврте комбинације су идентичне у електромагнетском погледу будући да ефекти међусобне интеракције фаза манифестују на исти начин. Слично, фази A, C и D прве комбинације одговарају фазе C, A и B четврте комбинације, респективно.

Изведени закључци из горе спроведене анализе су исти и у случају када се пореде друга и трећа комбинација магнетских полова из табеле 5.7 са секвенцом магнетских полова 8/6 SRM_T2-а. Фазама A, B, C и D друге и треће комбинације магнетских полова одговарају фазе C, D, A и B 8/6 SRM_T2-а, респективно.

Наравно, када се посматрају фазне струје и флуксни обухвати треба узети у обзир и њихов одговарајући поларитет у наведеним еквиваленцијама. Сходно горе наведеном, може се рећи да је утицај свих дефинисаних комбинација магнетског поларитета фаза на перформансе мотора из табеле 5.7 већ утврђен. Наиме, утицај међусобне интеракције фаза на перформансе 8/6 SRM-а је детаљно анализиран у одељку 3.9.1 коришћењем новог аналитичког модела док су резултати и закључци ове анализе верификовани FEM моделом у четвртом поглављу. Међутим, у трећем поглављу напајање прекидачког релуктантног мотора се врши виртуализованим инвертором. На овај начин није могуће у општем случају утврдити утицај појединачних топологија инвертора на рад и перформансе погона са SRM-ом будући да неке од њих карактеришу инхерентне особине које су последица структуре самих топологија инвертора као и одговарајућих алгоритама управљања. Управо, у ову категорију претварача спада нова топологија инвертора и њен утицај на перформансе 8/6 SRM-а је предмет анализе која следи у наставку.

5.4 Анализа утицаја биполарног напајања на рад 8/6 SRM-а

У овом потпоглављу се анализира утицај нове топологије инвертора(у ознаци НТИ) на рад и перформансе 8/6 SRM-а. Циљ је поређење перформанси 8/6 SRM-а напајаног из НТИ-а и АПИ-а, односно биполарног напајања у односу на униполарно. Дакле, резултати овог поређења треба да покажу како инхерентне особине топологије инвертора са стандардним модулима и смањеним бројем прекидача утичу на перформансе 8/6 SRM-а при чему су референтне перформансе 8/6 SRM-а везане за његово напајање из АПИ-а. Наиме, у функционалном смислу, АПИ представља најприхватљивије решење за погон прекидачког релуктантног мотора сагласно одељку 2.6. Са друге стране, треба напоменути да мане АПИ-а наведене у одељку 2.6 ограничавају ширу употребу SRM-а када се он напаја из ове топологије инвертора. Међутим те мане не утичу на перформансе SRM-а, па оне са аспекта перформанси мотора нису од интереса у овој анализи.

Основа за поређење перформанси 8/6 SRM-а који се напаја из поменутих топологија инвертора је експлоатациона карактеристика. Поступак и критеријум за одређивање експлоатационе карактеристике 8/6 SRM-а је детаљно описан у одељку 3.9.1.3. Међутим, топологија претварача којом се 8/6 SRM напајао била је виртуализована. Под појмом виртуализовани инвертор се подразумевао инвертор који омогућава све радне режиме без икаквих ограничења са потпуно независним и распрегнутим управљањем фазама мотора. Циљ таквог напајања 8/6 SRM-а је био утврђивање утицаја различитих секвенци магнетског поларитета фаза на његове перформансе.

Дакле, треба нагласити да је функција виртуализованог инвертора у новом аналитичком моделу ограничена на обезбеђивање жељеног поларитета напона у зависности од захтеваног смера струје. Наравно, у одељку 4.2 где се вршила верификација резултата новог аналитичког модела методом коначних елемената, моделован је АПИ као извор напајања 8/6 SRM-а будући да он задовољава све критеријуме виртуализованог претварача.

Узимајући у обзир закључке везане за алгоритам управљања и радне режиме НТИ-а може се рећи да је она у функционалном смислу иста као и АПИ. Међутим, разлика постоји у начину везивања фазних намотаја 8/6 SRM-а за посматране топологије инвертора. Будући да НТИ захтева да су ортогоналне фазе везане у звездиште, није могуће потпуно распрегнуто управљање фазама 8/6 SRM-а овом топологијом инвертора. Управо горе наведени захтев и међусобна интеракција фаза као инхерентна особина SRM-а резултоваће радним режимима који нису могући код 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а. Ти радни режими су последица индукованог напона у непобуђеној фази, стању прекидача у одговарајућој инверторској фази за контролу звездишта и повратних диода које су саставни део инверторске фазе НТИ-а којој фазни намотај припада. Наиме, директна поларизација повратне диоде, односно постојање струје у фазном намотају је могуће и када контролни сигнали за побуђивање фазе нису активни. Зато је од великог значаја истражити ове појаве и њихов утицај на перформансе 8/6 SRM-а.

Да би се утврдио утицај биполарног напајања на перформансе 8/6 SRM-а за почетак се врши компаративна анализа фазних струја и електромагнетског момента 8/6 SRM-а напајаног из посматраних топологија инвертора. Предмет те анализе су три радна режима дефинисана у табели 5.8. Анализа ових радних режима омогућава суштинско разумевање појава које су последица напајања 8/6 SRM-а из НТИ-а.

Након овога следи одређивање перформанси униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а, њихово поређење и извођење закључака. Од интереса је истаћи да се у овој анализи разматра друга комбинација смерова струја инвертора из табеле 5.6 пошто одговарајући магнетски поларитет фаза, SNNSNSSN представља случај када се постижу најбоље перформансе 8/6 SRM-а са аспекта магнетског поларитета фаза, сагласно одељцима 3.9.1 и 4.2.2.1. Када је у питању напајање 8/6 SRM-а из АПИ-а, треба напоменути да се смер фазних струја у дефинисаним комбинацијама из табеле 5.6 постиже везивањем крајева фазних намотаја за инверторске фазе на одговарајући начин зависно од захтеваног смера струје. Треба приметити да је са изабраном комбинацијом фаза у потпуности равноправна и трећа комбинација о чему је било речи у одељку 5.3.4.

Будући да се очекује сложена интеракција НТИ-а и 8/6 SRM-а, за потребе анализе је неопходно коришћење транзијентног FEM модел. Наиме, FEM програм базиран на методи коначних елемената, који се користи у овој докторској

Табела 5.8 Радни режими за које се пореди утицај НПИ-а на перформансе 8/6 SRM-а у односу на његово напајање из АПИ-а користећи FEM модел.

	ПРИМЕР 1	**ПРИМЕР 2**	**ПРИМЕР 3**
V_{DC} **[V]**	220	220	220
θ_{ON} **[°]**	27.5	23.9	22.5
θ_{OFF} **[°]**	49.7	51.7	51.1
n_m **[ob/min]**	2800	4000	5200

дисертацији, пружа могућност да се било која топологија инвертора моделују у спољашњем електричном колу са одговарајућим алгоритмом управљања.

Квалитативна и квантитативна анализа резултата симулација транзијентног FEM модела у наставку пружа могућност да се утврди природа утицаја НТИ-а на перформансе 8/6 SRM-а.

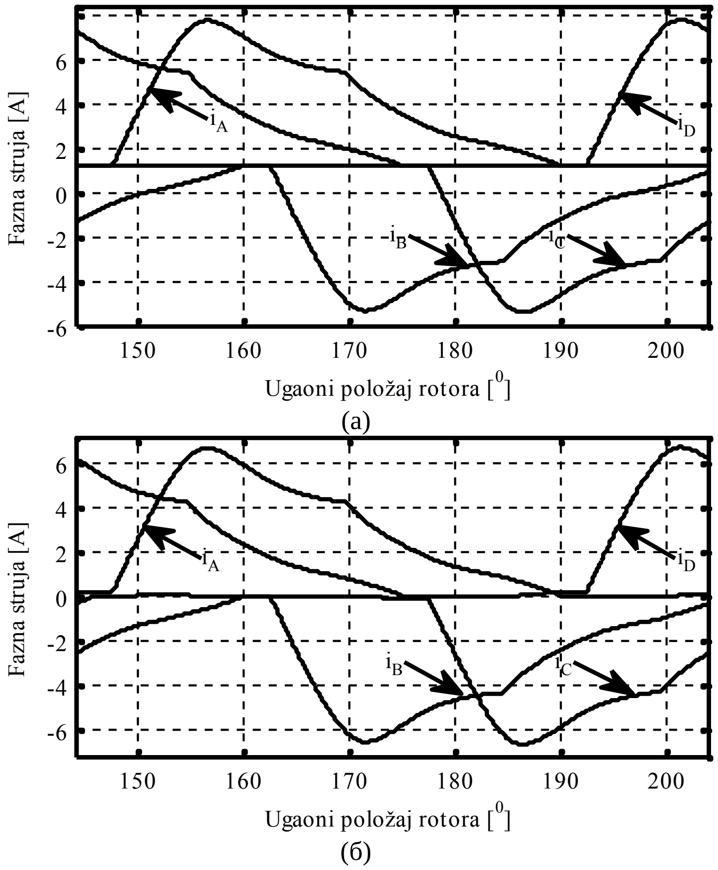
5.4.1 Поређење фазних струја и електромагнетског момента униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а

Анализа и поређење фазних струја и електромагнетског момента униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а захтева једновремено посматрање одговарајућих индукованих електромоторних сила и стања полупроводничких компоненти инверторских фаза за контролу звездишта НТИ-а. Извођење суштинских закључака о утицају НТИ-а на перформансе 8/6 SRM-а резултат је детаљне анализе радног режима дефинисаног ПРИМЕРОМ 1 из табеле 5.8. Ти закључци се односе на утицај магнетског поларитета суседних фаза мотора на појаве које имају значајан утицај на перформансе 8/6 SRM-а напајаног из НТИ-а. Због тога се може рећи да анализа утицаја међусобне интеракције фаза на електромоторну силу у одељку 3.9.1 представља основу за разумевање тих појава. Поред тога, утврђена је нераскидива веза између полупроводничких компоненти инверторских фаза за контролу звездишта и индуковане електромоторне силе за сваку фазу мотора.

Резултати симулација преостала два радна режима и њихово поређење са резултатима претходно анализираног примера треба да покажу како параметри радног режима имају квантитативан и квалитативан утицај на појаве које су проузроковане биполарним напајањем.

5.4.1.1 ПРИМЕР 1

На слици 5.13 су приказани таласни облици фазних струја за радни режим 8/6 SRM-а дефинисан ПРИМЕРОМ 1 из табеле 5.8 када је он напајан из АПИ-а и НПИ-а. Посматрајући таласне облике фазних струја 8/6 SRM-а на слици 5.13(б), када се он напаја из НПИ-а, могу се уочити појаве које не постоје приликом напајања 8/6 SRM-а из АПИ-а, слика 5.13(а). Те појаве квалитативно описују постојање струје у фазама мотора када оне нису побуђене.



Слика 5.13 Фазне струје 8/6 SRM-а напајаног из (а) АПИ-а и (б) НПИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.

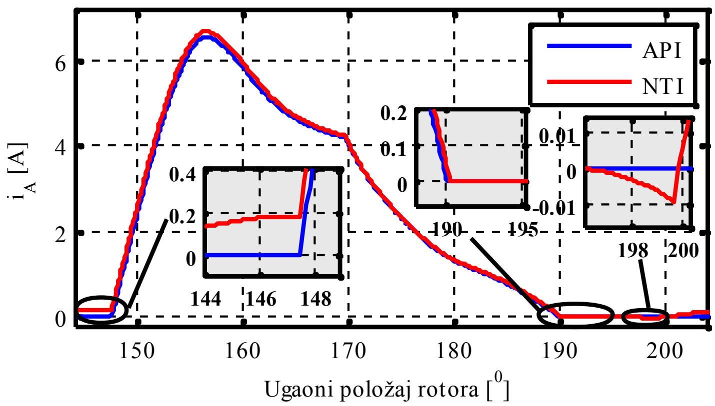
Приликом напајања SRM-а из АПИ-а, у непобуђеним фазама мотора струје су увек нулте вредности без обзира на индуковани напон који постоји у њима услед међусобне интеракције фаза. Међусобни флукс односно индуковани напон у непобуђеним фазама мотора, који се јавља као последица струја других побуђених фаза, био је предмет детаљне анализе у трећем поглављу која је верификована методом коначних елемената. Са друге стране, стање прекидача у инверторским фазама за контролу звездишта, инхерентна конфигурација нове топологије инвертора, као и индуковани напон у непобуђеној фази мотора могу довести до директне поларизације одговарајуће диоде у инверторској фази за коју је посматрани фазни намотај везан, што проузрокује појаву струје у њој. У наставку следи детаљна анализа ових појава и њихов утицај на сваку фазну струју 8/6 SRM-а напајаног из НТИ-а.

У сврху компаративне анализе као и извођења коректних закључака, фазне струје и одговарајуће индуковане електромоторне силе 8/6 SRM-а напајаног из НТИ-а и АПИ-а су преклопљене тако да је фокус поређења и образложење постојећих разлика усмерен ка увећаним карактеристичним деловима посматраних таласних облика.

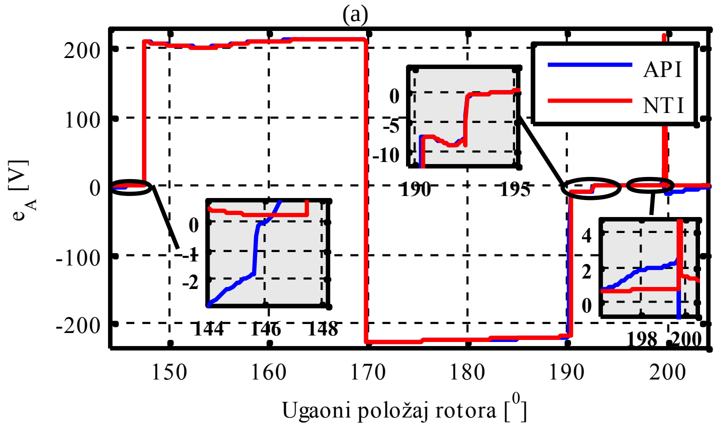
Нека се посматра средњи увећани детаљ на слици 5.14(а) након што струја i_A достигне нулту вредност услед демагнетизације фазе А. Тада су активне фазе В и С при чему је фаза В у процесу демагнетизације а фаза С магнетизације. Као последица тога, напон на крајевима фазе А који је уједно и укупна индукована електромоторна сила одређен је релацијом

$$u_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \bar{}_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\bar{}_m}{\mathrm{d}t}. \tag{5.1}$$

Будући да је $\partial\Psi_A/\partial i_B<0$ и $\mathrm{d}i_B/\mathrm{d}t>0$, индуковани напон који постоји у фази А услед промене струје i_B је негативан. Други члан са десне стране једнакости (5.1) представља допринос фазе С укупној електромоторној сили фазе А, али пошто је она ортогоналана са фазом А тај утицај је занемарљив. Трећи члан представља контраелектромотону силу која је негативна пошто укупни флуксни обухват Ψ_A који је позитиван има негативну промену.



(a)



(б)

Слика 5.14 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе А 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.

Дакле, резултујућа укупна индукована електромоторна сила фазе А је негативна и приближно једнака за оба начина напајања мотора, што се и види на средњем увећаном детаљу слике 5.14(б).

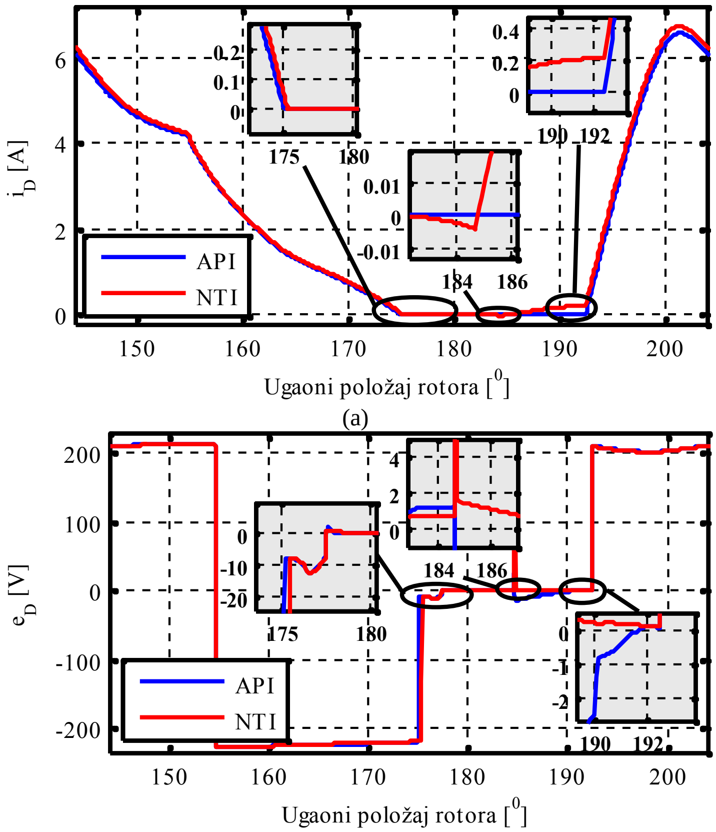
Са друге стране, стање прекидача у инверторској грани за контролу звездишта је такво да је укључен прекидач T_{1+} пошто се фаза C магнетише негативним напоном. Будући да постоји негативна индукована електромоторна сила фазе А и да је активан прекидач T_{1+}, не постоји могућност директне поларизације диоде D_{A+}. Овакво стање се има све док не укључи фаза D у дефинисаној секвенци побуђивања.

У случају да је индукована електромоторна сила фазе А била позитивна и већа од прага провођења диоде, дошло би до директне поларизације диоде D_{A+}.

Када се укључи фаза D пошто су још активне фазе B и C електромоторна сила фазе А одређена је изразом

$$e_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d} i_B}{\mathrm{d} t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d} i_C}{\mathrm{d} t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_D} \cdot \frac{\mathrm{d} i_D}{\mathrm{d} t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d} \theta_m}{\mathrm{d} t} . \tag{5.2}$$

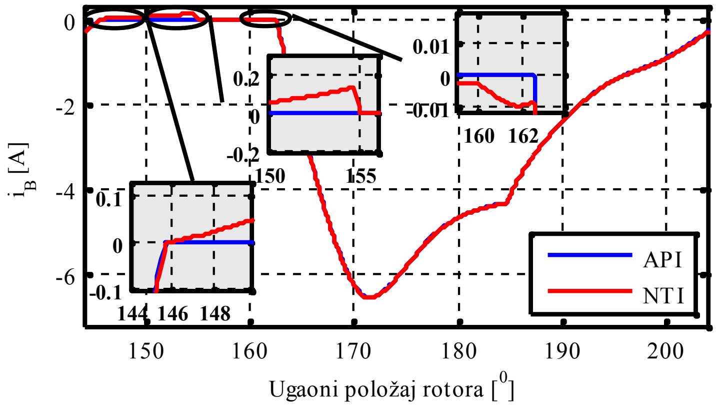
Први члан са десне стране једнакости (5.2) није променио знак у односу на претходно стање. Међутим, укључењем фазе D јавља се позитиван допринос укупној електромоторној сили пошто је $\partial\Psi_A/\partial i_D>0$ и $\mathrm{d}i_D/\mathrm{d}t>0$ и он постаје доминантан. Са друге стране, пошто између фаза А и D постоји позитиван међусобни флукс, долази до повећања и укупног флуксног обухвата Ψ_A тако да његова промена у четвртом члану са десне стране једнакости (5.2) такође даје позитиван допринос укупној електромоторној сили која сада постаје позитивна што потврђује десни увећани детаљ на слици 5.14(б). Дакле, услов за директну поларизацију диоде D_{A+} је испуњен и у фази А се јавља струја супротног смера што је сагласно десном увећаном детаљу слике 5.14(а). Тај раст струје у супротном смеру траје све док не дође до демагнетизације фазе C. Наиме, када се искључи прекидач T_{1+} и проведе диода D_{1-} у циљу демагнетизације фазе C, тада пад напона на диоди D_{1-}, у ситуацији када је он већи од укупне индуковане електромоторне силе фазе А, директно поларише диоду D_{A-} што доводи до промене смера струје i_A. Пошто e_A. опада, сагласно левом детаљу слике 5.14(б), струја i_A расте све док не дође командни сигнал за побуђивање фазе А, што се види на левом увећаном детаљу слике 5.14(а).



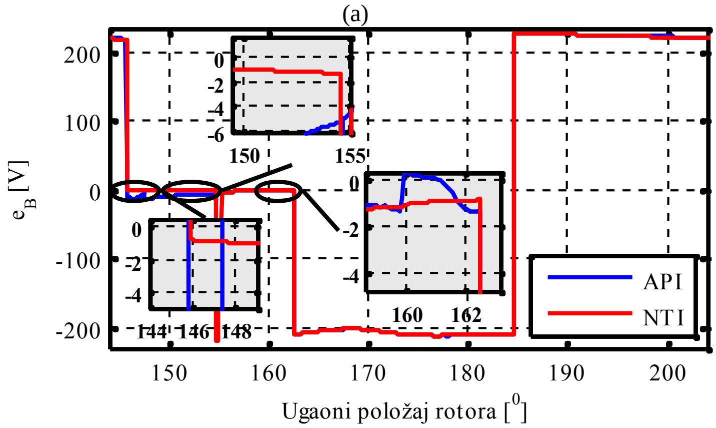
Слика 5.15 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе D 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.

Поредећи слике 5.15(а) и 5.14(а), може се рећи да је утицај НТИ-а на струју i_D веома сличан његовом утицају на струју i_A. Ово је сасвим очекивано узимајући у обзир алгоритам управљања и стање прекидача у инверторској фази за контролу звездишта фазе D са једне стране и индуковани напон у фази D који је приказан на слици 5.15(б) са друге стране. Наиме, анализа спроведена за e_A је аналогна за e_D будући да се доминантан утицај међусобне интеракције на фазе A и D манифестује на исти начин што потврђују слике 5.15(б) и 5.14(б). Наравно, у овом случају током описаних карактеристичних појава активне су полупроводничке компоненте инверторске фазе која контролише звездиште фазе D и инверторске фазе за коју је везан намотај фазе D.

Међутим када се посматра утицај НТИ-а на струју i_B, јављају се одређене разлике у односу на два претходна случаја што се и могло очекивати узимајући у обзир комбинацију магнетског поларитет фазе B и фазе C која је следи. Да би се то показало, потребно из извршити детаљну анализу као што је то био случај са струјом i_A.



(а)



(б)

Слика 5.16 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе B 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.

Након завршетка демагнетизације фазе B, на основу левог увећаног дела слике 5.16(а) може се уочити да струја i_B и даље постоји али у супротном смеру, за разлику од струја i_A и i_D које у сличној ситуацији имају нулту вредност. Да би се објаснила ова појава потребно је утврдити поларитет индуковане електромоторне силе e_B и стање прекидача у инверторској грани за контролу звездишта фазе B. У посматраном интервалу врши се демагнетизација фазе C и магнетизација фазе D, што значи да је укључен прекидач T_{2-} за потребе магнетизације фазе D позитивним напоном.

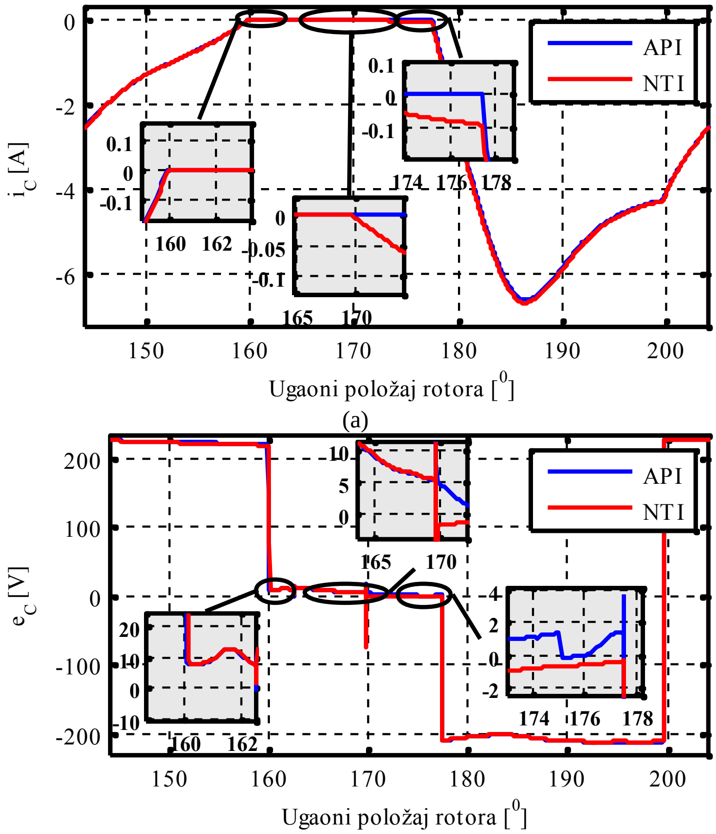
Ако је e_B<0 стичу се услови за директну поларизацију диоде D_{B-} и њено провођење. Наиме, електромоторна сила e_B, у посматраним околностима и тренутку када струја i_B има нулту вредност одређена је изразом

$$e_B = \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_D} \cdot \frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}. \tag{5.3}$$

Пошто је $\partial\Psi_B/\partial i_C$<0 и $\mathrm{d}i_C/\mathrm{d}t$>0 индуковани напон који постоји у фази B услед промене струје i_C је негативан. Допринос контраелектромоторне силе је позитиван пошто негативан укупни флуксни обухват Ψ_A има позитивну промену. Као нето ефекат се има e_B<0 што се и види на левом увећаном детаљу слике 5.16(б), чиме се стиче услов за поларизацију диоде D_{B-}. Након што струја i_B промени свој смер, следи њен монотон раст јер се увећава e_B пошто сада и укупни флуксни обухват Ψ_B својом променом по угаоном положају доприноси њеном апсолутном порасту. Даљи пораст струје i_B се има и након укључење фазе А пошто се тада индукује напон $\partial\Psi_B/\partial i_A \cdot di_A/dt<0$. Међутим, за потребе демагнетизације фазе D неопходан је негативан напон који се постиже искључењем прекидача T_{2-} чиме диода D_{B-} престаје бити директно поларисана што се види на средњем увећаном детаљу слике 5.16(а). Са друге стране, непосредно после тога, пад напона на диоди D_{2+} који је већи од $|e_B|$ директно поларише диоду D_{B+} тако да струја i_B мења свој смер, сагласно десном увећаном детаљу слике 5.16(а) и расте због смањења $|e_B|$ све док не стигну контролни сигнали за побуђивање фазе В.

У досадашњој анализи утицаја НТИ-а на фазне струје, показало се да тај утицај, у посматраним карактеристичним режимима рада, има сличну природу понашања за струје i_A и i_D док су појаве које се јављају код струје i_B само у одређеној мери исте као код струја i_A и i_D. Сличности и разлике су последица чињенице да стање полупроводничких компоненти у инверторским фаза за контролу звездишта као и индуковани напони у фаза мотора одређују да ли ће одговарајућа диода инверторске фазе којој фазни намотај припада бити директно поларисана или не. Имајући ово у виду, као и магнетски поларитет фазе С у односу на суседне фазе, сасвим је јасно да ће се појаве у струји i_C манифестовати у одређеним карактеристичним режимима на сличан начин као код осталих фазних струја али са извесним разликама.

Леви и десни увећани детаљи на слици 5.17(а) указују да струја i_C по завршетку демагнетизације задржава нулту вредност све док не крене процес демагнетизације фазе А. Будући да се фаза А магнетише позитивним напоном, активан је прекидач T_{1-} што значи да је у посматраним детаљима e_C>0, јер само у том случају не постоји могућност директне поларизације диоде D_{C-}. Дакле, треба показати да је у посматраним режимима, приликом напајања 8/6 SRM-а из НТИ-а, e_C>0.



Слика 5.17 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе C 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.

За леви увећани детаљ на слици 5.17(б), непосредно након демагнетизације фазе D, важи једнакост

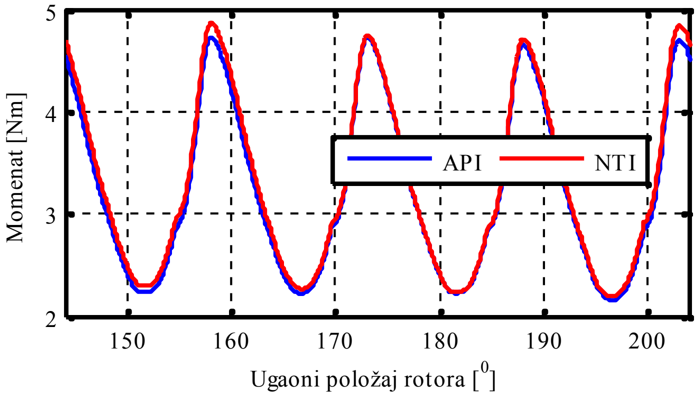
$$e_C = \frac{\partial \Psi_C}{\partial i_D} \cdot \frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_C}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_C}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}, \tag{5.4}$$

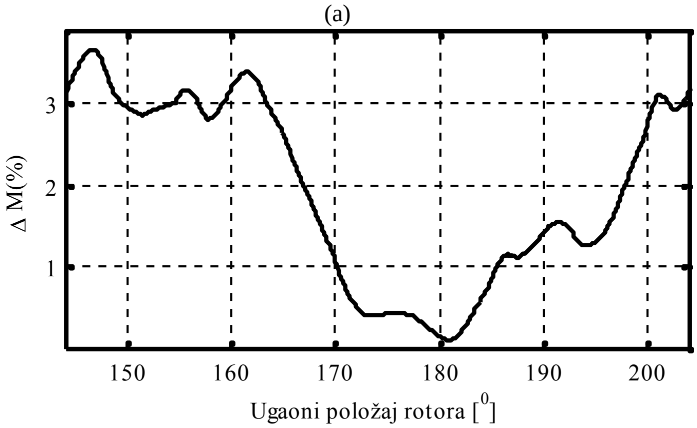
пошто су тада истовремено побуђене фазе A и D. Десна страна једнакости (5.4) је позитивна будући да је $\partial\Psi_C/\partial i_D \cdot \mathrm{d}i_D/\mathrm{d}t > 0$ али и због чињеница да је контраелектромоторна сила такође позитивна јер укупни флуксни обухват Ψ_C, који доминантно потиче од струје i_D, има негативну вредност, али позитивну промену по угаоном положају ротора. Позитивна e_C која онемогућава директну поларизацију диоде D_{C-}, јасно се види на левом увећаном детаљу слике 5.17(б). Тај тренд, сагласно левом и средњем увећаном детаљу слике 5.17(а) се наставља и са укључењем фазе B услед позитивног индукованог напона $\partial\Psi_C/\partial i_B \cdot \mathrm{d}i_B/\mathrm{d}t > 0$. Међутим, ситуација се мења када наступи демагнетизација фазе A искључењем прекидача T_{1-}. Тада пад напона на диоди D_{1+} директно поларише диоду D_{C+} и успоставља се струја i_C. Резултујућа e_C је негативна, што се види на средњем и десном увећаном детаљу слике 5.17(б), док раст струје по апсолутној вредности, у складу са променом e_C, траје све док не стигну побудни сигнали за фазу C.

Спроведена анализа у ПРИМЕРУ 1, која се односила на утицај НТИ-а на фазне струје 8/6 SRM-а, пружа могућност да се изведу одређени закључци. Међусобна интеракција фаза и инхерентне особине НТИ-а проузрокују постојање струја у фазним намотајима и када фазе мотора нису побуђене, што приликом напајања 8/6 SRM-а из АПИ-а није могуће. На тај начин, свака фазна струја 8/6 SRM-а напајаног из НТИ-а је у већој или мањој мери континуална при чему се може уочити појава која је заједничка за све њих. Ту појаву карактеришу почетне вредности свих фазних струја непосредно пред почетак магнетизације фазног намотаја. При томе, знак почетних вредности одговара знаку струје посматране фазе која се магнетише. Такође, од интереса је истаћи да је утицај НТИ-а на фазне струје због њихових почетних вредности израженији код струја i_A и i_D у односу на струје i_B и i_C. Ово је последица карактера међусобне интеракције фаза у дефинисаној магнетској секвенци фаза. Наиме, показује се да почетна вредност струје, која касније током магнетизације утиче на њену тренутну вредност, директно зависи од магнетског поларитета фаза. У случају када је магнетски поларитет посматране фазе различит у односу на магнетски поларитет суседних фаза мотора има се већа почетна вредност струје него када је он исти, при истим условима напајања. Управо, магнетски поларитет фазе која претходи и која следи фазу A је различит у односу на њу. Исто важи и за фазу D. Са друге стране, код фаза B и C то није случај будући да је магнетски поларитет фазе C која следи фазу B исти у односу на њу, што важи и за фазу B која претходи фази C.

Утицај НТИ-а на фазне струје 8/6 SRM-а се сасвим сигурно рефлектује и на електромагнетски моменат. Наиме, постојање фазне струје током негативне промене сопствене индуктивности, у општем случају доводи до генерисања негативног момента који умањује резултујући моменат машине. То значи да фазне струје, које се јављају услед поларизације одговарајућих диода у посматраној зони негативно утичу на моменат. Међутим, као што се може видети на сликама 5.14-5.17, при истим условима напајања и магнетској секвенци фаза, због почетних вредности фазних струја, у зони позитивне промене индуктивности тренутне вредности фазних струја 8/6 SRM-а, када се он напаја из НТИ-а су веће него у случају његовог напајања из АПИ-а. Због тога је сасвим оправдано очекивати већи моменат 8/6 SRM-а када се он напаја из НТИ-а.

Горе наведена предикција електромагнетског момента 8/6 SRM-а напајаног из посматраних топологија инвертора као и њихова релативна разлика, $\Delta M=(M_{em}^{NTI}-M_{em}^{API})/M_{em}^{NTI}\cdot 100$ [%], приказана је на слици 5.18. Очигледно је унапређење електромагнетског момента 8/6 SRM-а кад се он напаја из НТИ-а. Дакле, корелација међусобне интеракције фаза и инхерентних особина НПИ-а доводи да увећања средње вредности електромагнетског момената у односу на случај када се мотор напаја из АПИ-а за исту магнетску секвенцу фаза.





Слика 5.18 (а) Електромагнетски моменат и (б) релативна разлика електромагнетског момента 8/6 SRM-а напајаног из НТИ-а и АПИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.8 добијени помоћу FEM модела.

Табела 5.9 Поређење симулационих резултата 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НПИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.8 добијених помоћу FEM модела.

	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]	I_D [A]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]
АПИ	3.2059	3.2340	3.2265	3.2128	3.2198	3.2133	0.99798
НТИ	3.2752	3.2387	3.2614	3.2924	3.2669	3.2782	1.00345

При томе, израженији бенефит се има у случају када су појаве које проузрокују постојање струја у непобуђеним фазама мотора последица међусобне интеракције фаза услед различитог магнетског поларитета. Међутим, од интереса је утврдити да ли је и однос M_{em}/I_{eff} на страни 8/6 SRM-а напајаног из НТИ-а, јер се у том случају може рећи да НТИ унапређује перформансе 8/6 SRM-а за посматрану критеријумску функцију. За посматрани радни режим, сагласно табели 5.9, очигледно је да су перформансе на страни биполарно напајаног 8/6 SRM-а.

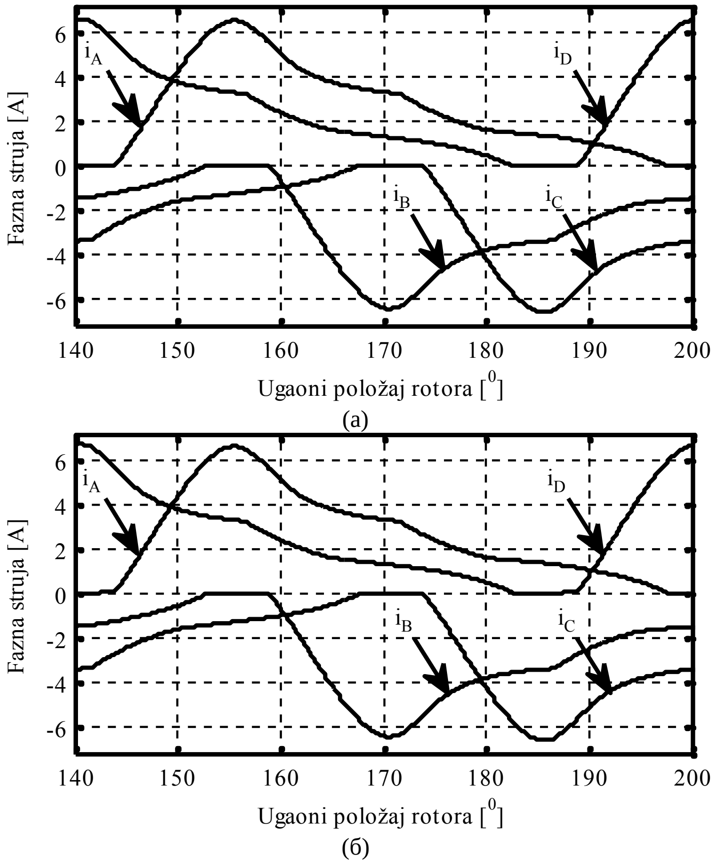
Узимајући у обзир горе наведене закључке, поставља се питање да ли биполарно напајање 8/6 SRM-а у општем случају унапређује његове перформансе у односу на униполарно напајање. Да би се дошло до одговора на ово питање неопходно је одредити експлоатационе карактеристике посматраног 8/6 SRM-а напајаног из посматраних топологија инвертора и извршити њихову компаративну анализу.

Пре тога, предмет компаративне анализе ће бити резултати радних режима који су дефинисани ПРИМЕРОМ 2 и 3 из табеле 5.8 као и њихово поређење са резултатима и закључцима ПРИМЕРА 1.

5.4.1.2 ПРИМЕР 2

Таласни облици фазних струја 8/6 SRM-а, за радни режим дефинисан ПРИМЕРОМ 2 из табеле 5.8, када је он напајан из АПИ-а и НПИ-а приказани су на слици 5.19. Да би се на коректан начин могли упоредити карактеристични делови фазних струја ПРИМЕРА 1 и 2, на сликама 5.20-5.23 су приказане преклопљене фазне струје и одговарајуће електромоторне силе 8/6 SRM-а напајаног из посматраних топологија инвертора као што је то био случај у ПРИМЕРУ 1.

Пажљивим поређењем одговарајућих детаља, може се уочити доста слична природа утицаја НТИ-а на фазне струје. Међутим, са повећањем угла вођења расте време демагнетизације фазног намотаја што доводи до одређених разлика у односу на ПРИМЕР 1. У овом примеру, пре него што се заврши демагнетизација посматране фазе, почиње магнетизација фазе која јој претходи. Због тога, када фазе A и D нису побуђене, струје у њима постоје само током демагнетизације одговарајућих ортогоналаних фаза за разлику од ПРИМЕРА 1 кад су струје

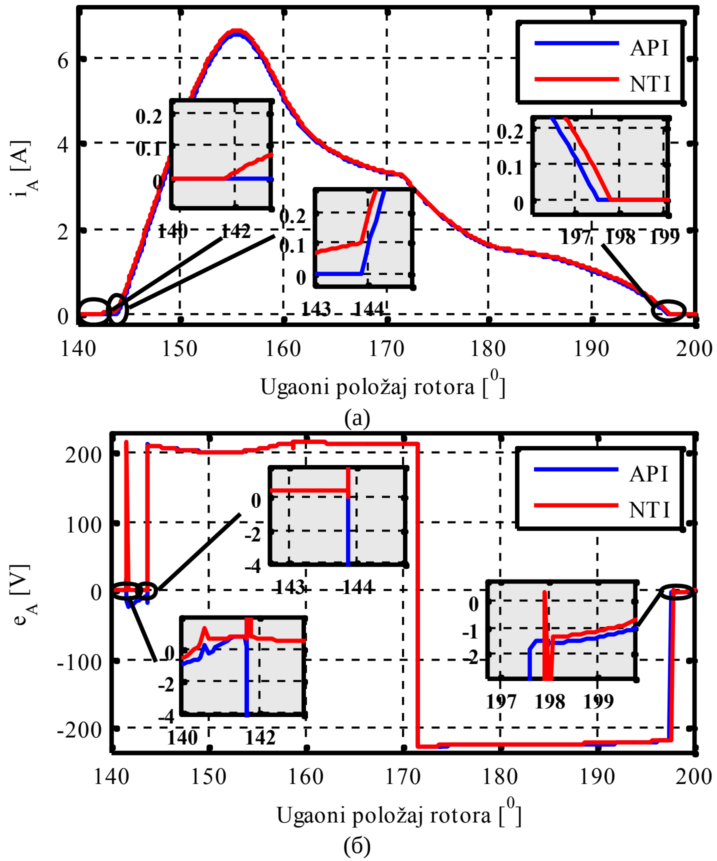


Слика 5.19 Фазне струје 8/6 SRM-а напајаног из (а) АПИ-а и (б) НПИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.

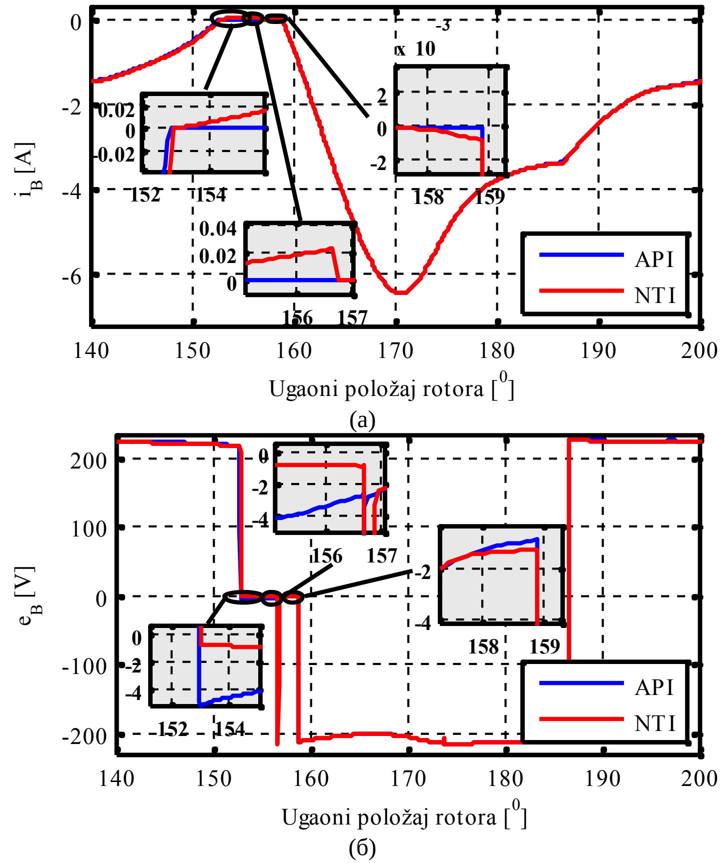
ових фаза мењале свој смер услед укључења фаза које им претходе. Квалитативне разлике између струје фазе В ПРИМЕРА 1 и 2 не постоје, јер се услови за директну поларизацију одговарајућих диода не мењају. Слично важи и за струју фазе С.

У квантитативном смислу, утицај НТИ-а на фазне струје је очигледно мање изражен него у ПРИМЕРУ 1. То је последица чињенице што су сада истовремено побуђене обе суседне фазе посматраној, па се као нето ефекат има већа индукована електромоторна сила фазе у ПРИМЕРУ 2 у односу на ПРИМЕР 1. Ово за узврат даје мању почетну вредност струје у тренутку када се посматрани фазни намотај треба магнетисати.

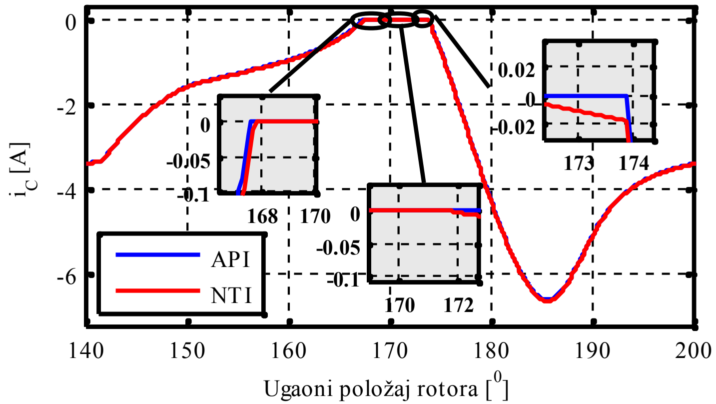
Сходно томе, очекује се мањи утицај биполарног напајања на електромагнетски моменат у односу на ПРИМЕР 1 што се и види на слици 5.24.



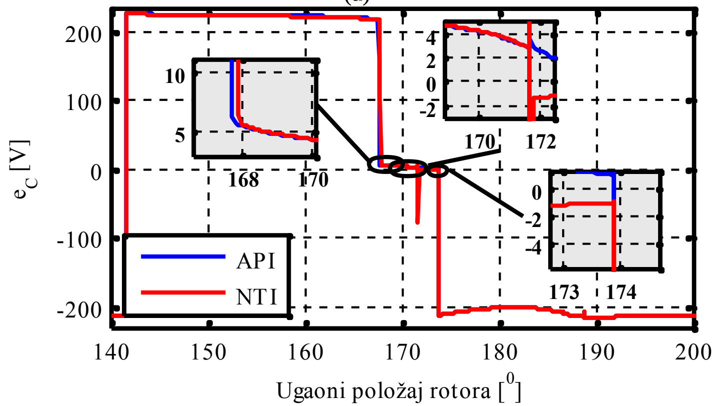
Слика 5.20 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе А 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.



Слика 5.21 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе B 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.

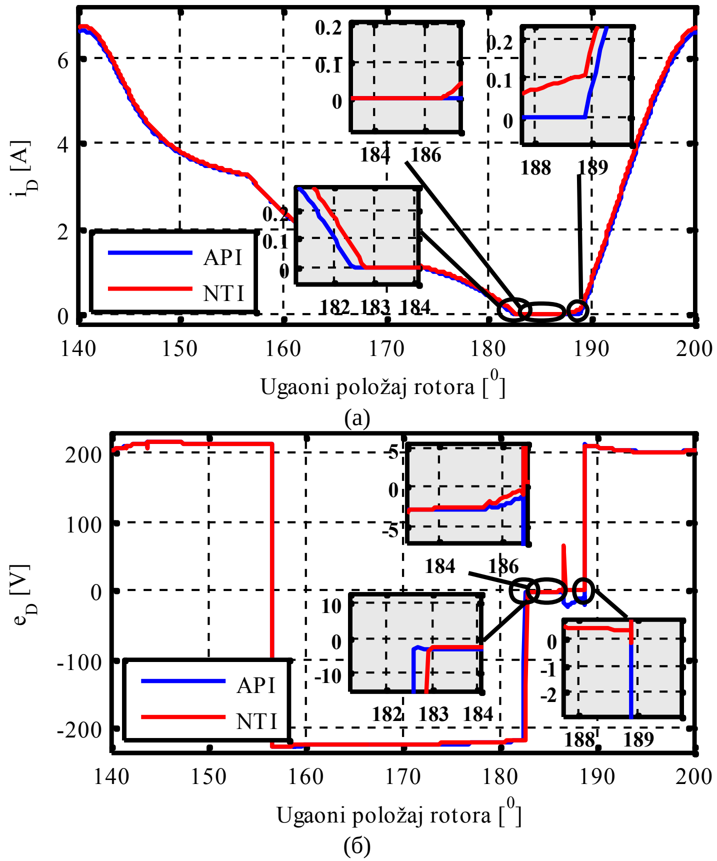


(а)

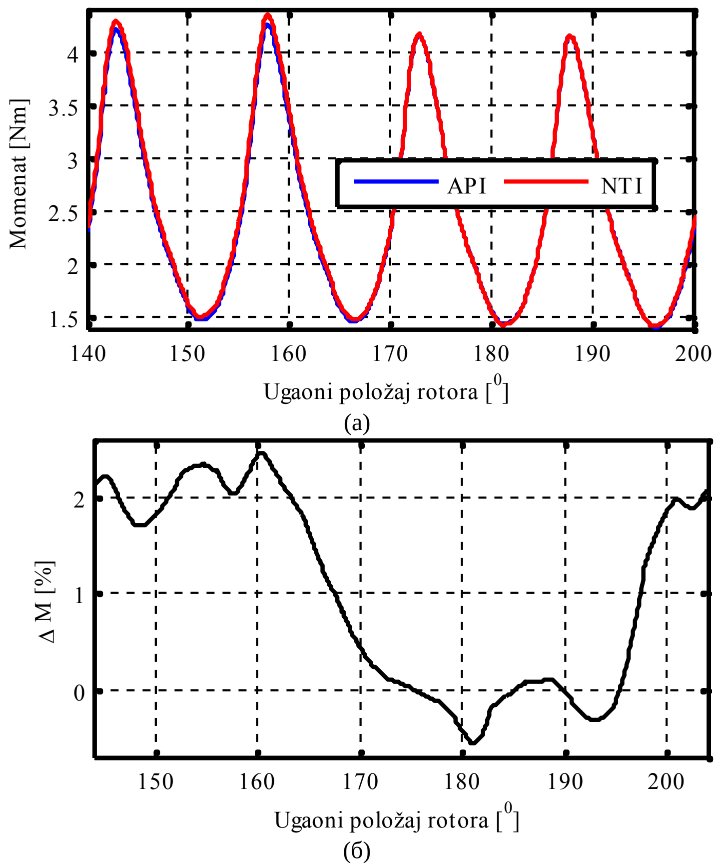


(б)

Слика 5.22 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе C 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.



Слика 5.23 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе D 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.



Слика 5.24 (а) електромагнетски моменат и (б) релативна разлика електромагнетског момента 8/6 SRM-а напајаног из НТИ-а и АПИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.8 добијени помоћу FEM модела.

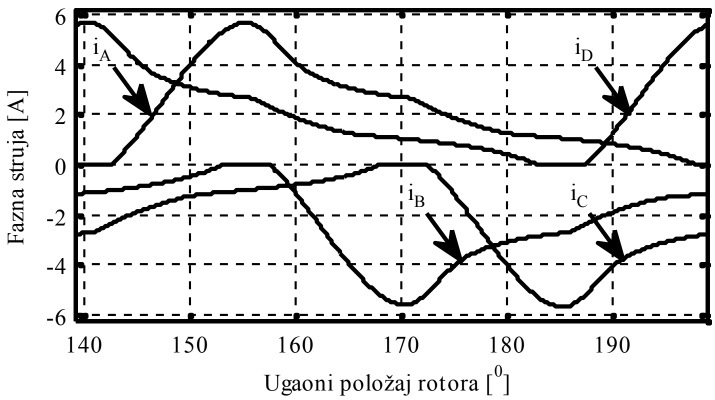
Табела 5.10 Поређење симулационих резултата 8/6 SRM-а напајног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.8 добијених помоћу FEM модела.

	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]	I_D [A]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]
АПИ	3.2151	3.2066	3.2330	3.2314	3.2215	2.5483	0.791
НТИ	3.2683	3.2089	3.2440	3.2886	3.2525	2.5754	0.7918

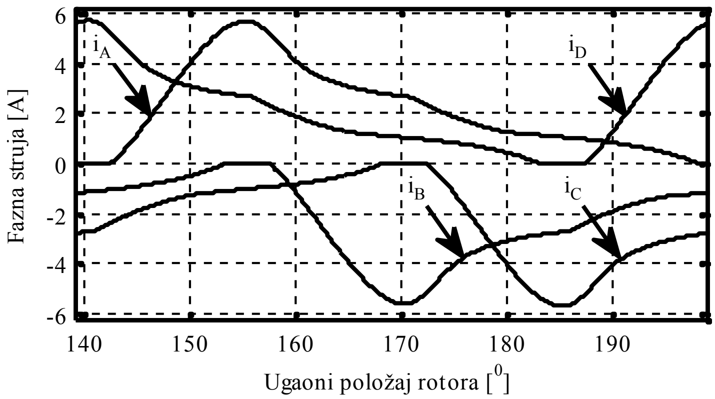
Међутим, сагласно табели 5.10, перформансе су и даље на страни биполарног напајања.

5.4.1.3 ПРИМЕР 3

Будући да сада радну тачку карактерише још већи угао вођења, очекује се да појаве у фазним струјама буду сличне природе али мање изражене у односу на исте ПРИМЕРА 2. Таласни облици фазних струја 8/6 SRM-а, када је он напајан из АПИ-а и НТИ-а, приказани су на слици 5.25, док преклопљене фазне струје и електромоторне силе на сликама 5.26-5.29, које одговарају напајању 8/6 SRM-а из поменутих топологија инвертора, као и табела 5.11 потврђују горе наведене тврдње.

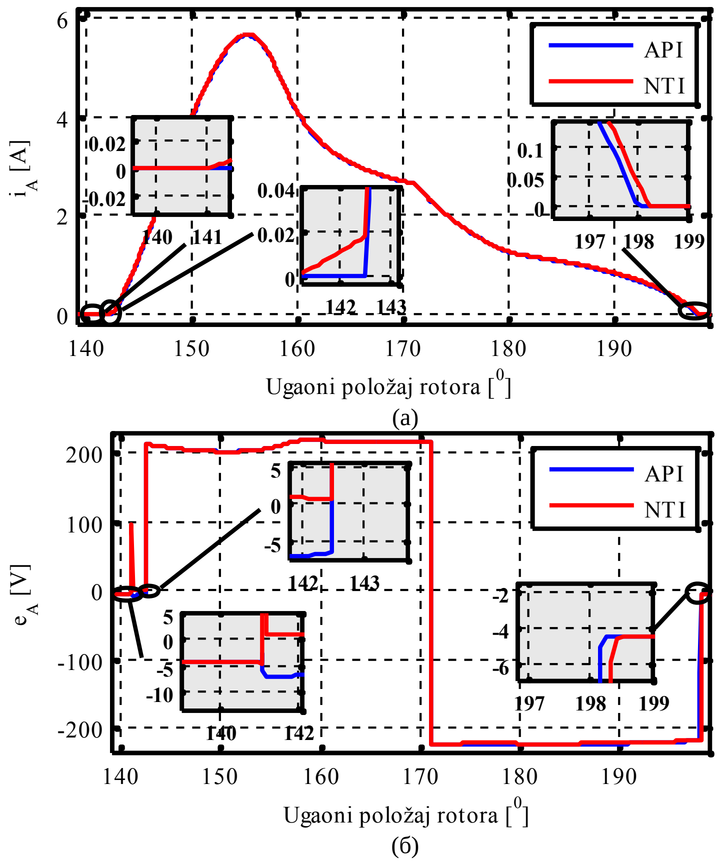


(а)

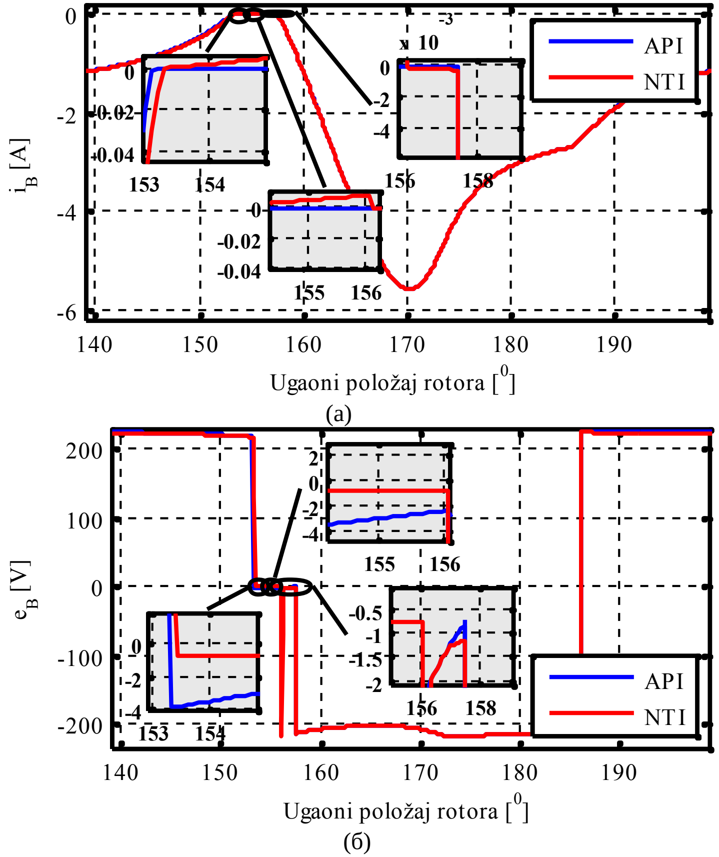


(б)

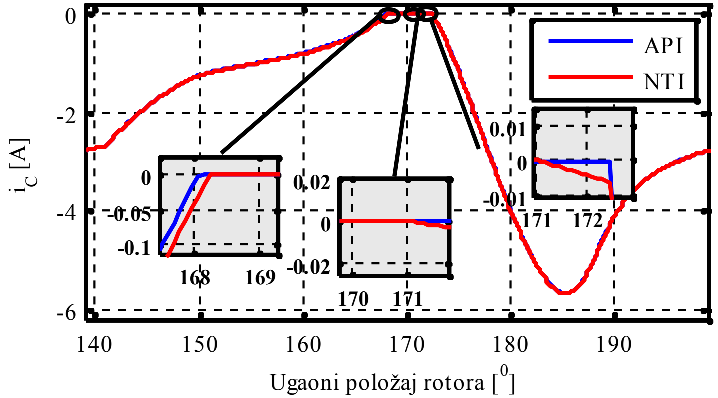
Слика 5.25 Фазне струје 8/6 SRM-а напајаног из (а) АПИ-а и (б) НПИ-а ПРИМЕРА 3 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.



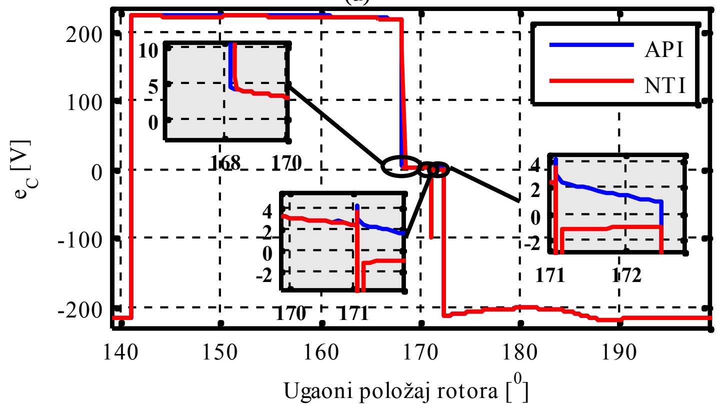
Слика 5.26 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе А 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 3 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.



Слика 5.27 а) Струја и (б) електромоторна сила фазе B 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 3 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.

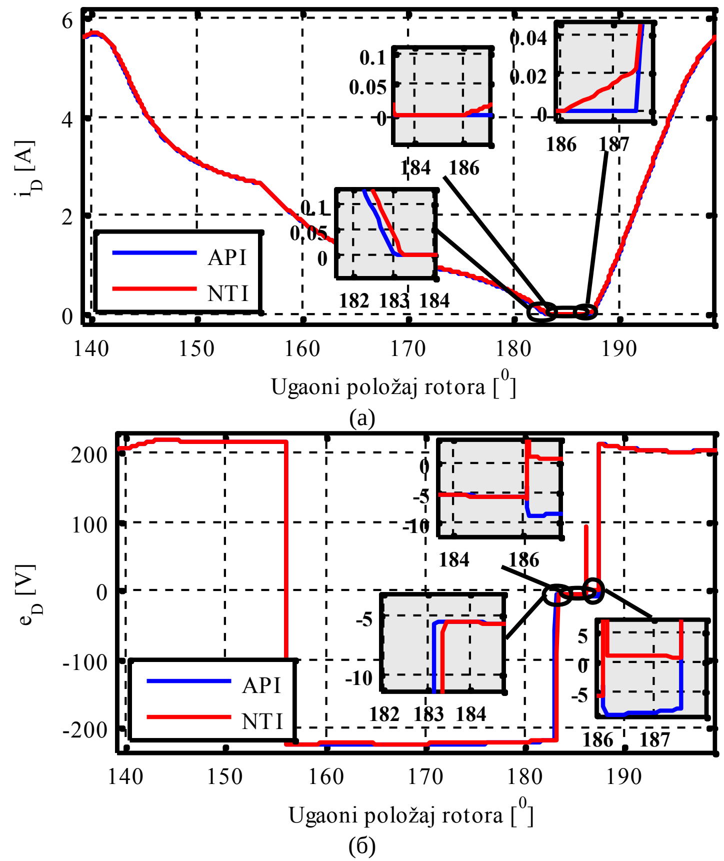


(а)



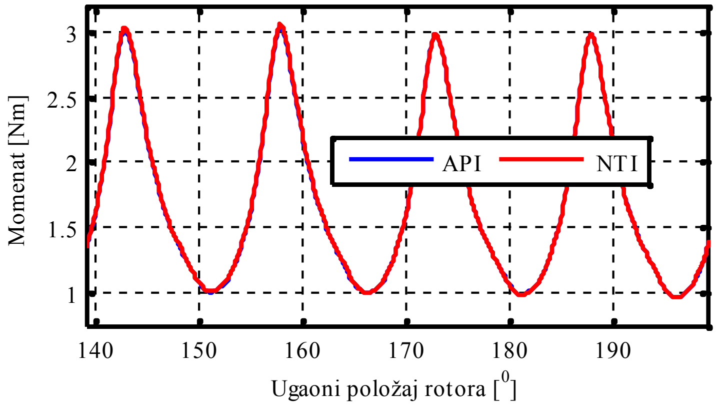
(б)

Слика 5.28 а) Струја и (б) електромоторна сила фазе C 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 3 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.

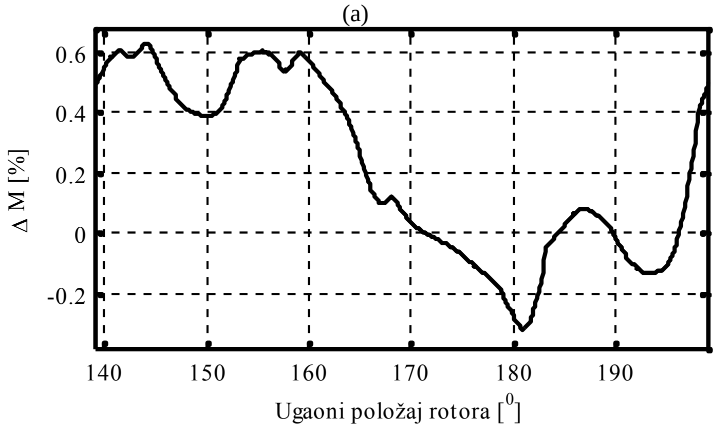


Слика 5.29 а) Струја и (б) електромоторна сила фазе D 8/6 SRM-а напајаног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 3 из табеле 5.8 добијене помоћу FEM модела.

Одговарајући електромагнетски моменти су доста блиски, али је и у овом примеру средња вредност момента биполарно напајане машине већа што се види на слици 5.30 и у табели 5.11. Када је у питању однос M_{em}/I_{eff} може се уочити да је он сада на страни униполарног напајања. Наиме, мали позитиван допринос моменту који се има у зони ефективног момента сада је негативно компензован увећањем ефективне вредности струје. Међутим та разлика је веома мала и у овом примеру износи 0.055%.



(a)



(б)

Слика 5.30 (а) Електромагнетски моменат и (б) релативна разлика електромагнетског момента 8/6 SRM-а напајаног из НТИ-а и АПИ-а ПРИМЕРА 3 из табеле 5.8 добијени помоћу FEM модела.

Табела 5.11 Поређење симулационих резултата 8/6 SRM-а напајног из АПИ-а и НТИ-а ПРИМЕРА 3 из табеле 5.8 добијених помоћу FEM модела.

	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]	I_D [A]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]
АПИ	2.7350	2.7281	2.7432	2.7422	2.7371	1.7348	0.6338
НТИ	2.7475	2.7293	2.7482	2.7573	2.7456	1.7392	0.6335

5.4.1.4 Компаративна анализа перформанси униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а

Поређење униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а у претходном одељку извршено је при истим условима напајања и истој магнетској секвенци фаза, јер су се само при тим условима могли извести исправни закључци о утицају НТИ-а на рад мотора. У питању је била магнетска секвенца са највећим могућим бројем комбинација суседних фаза мотора различитог магнетског поларитета, пошто је претходно утврђено да се на тај начин постижу најбоље перформансе 8/6 SRM-а. Такође, детаљна анализа утицаја биполарног напајања на карактеристике 8/6 SRM-а показала је да значајнији бенефит услед међусобне интеракције фаза постоји када су оне различитог магнетског поларитета. Због тога, поређење перформанси униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а се врши за исте контролне параметре који су дати у табели 3.12. Дакле, у питању су контролни параметри за које се постижу најбоље перформансе 8/6 SRM-а са аспекта утицаја међусобне интеракције фаза на њих. Међутим, треба имати у виду да је код модела М2 топологија инвертора била виртуализована, односно да се инхеретне особине инвертора нису узимале у обзир.

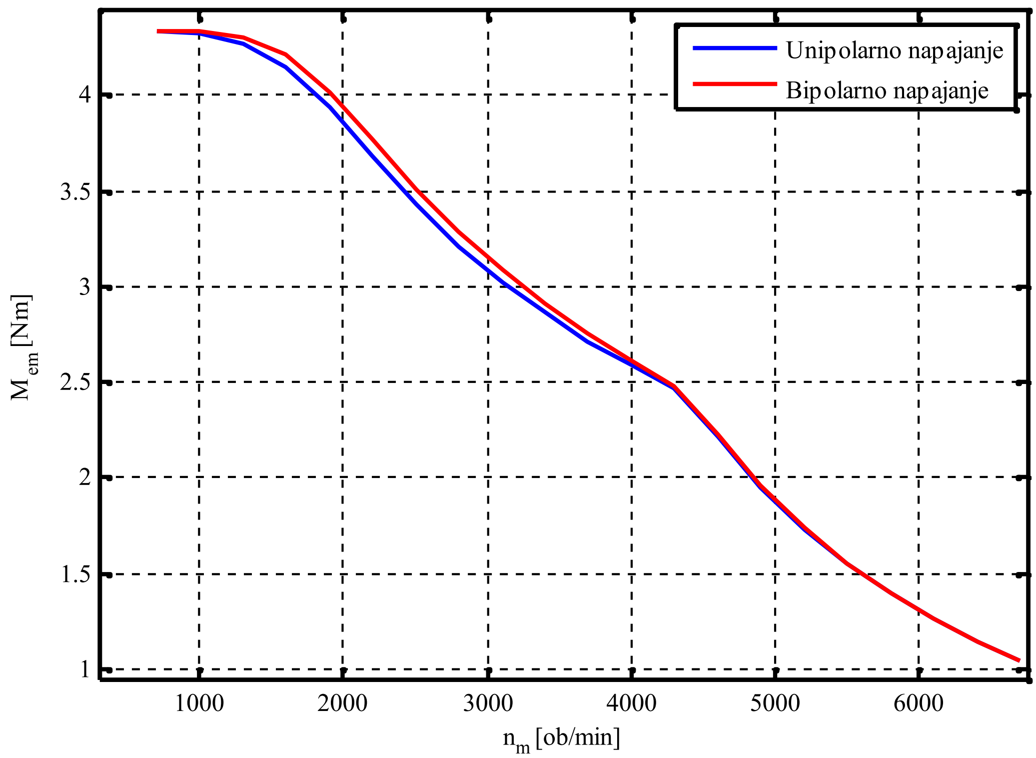
Када је питању АПИ, његова инхерентна ограничења не постоје па се може закључити да су карактеристике униполарно напајаног 8/6 SRM-а познате. Наиме, карактеристике 8/6 SRM_T2-а напајаног из АПИ-а су претходно одређене у одељку 4.2.2.1 када се вршила верификација перформанси 8/6 SRM_T2-а добијених помоћу модела М2. Према томе, карактеристике униполарно напајаног 8/6 SRM-а су дефинисане у табели 4.10. Са друге стране, перформансе биполарно напајаног 8/6 SRM-а за радне режиме из табеле 3.12 су одређене такође коришћењем транзијентног FEM модела и дате су у табели 5.12.

Поређење добијених вредности електромагнетског момента униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а приказано је на слици 4.58. Посматрајући слику 4.58, сагласно табелама 4.10 и 5.12, може се приметити да је за посматрану брзину моменат биполарно напајаног 8/6 SRM-а увек већи у односу на униполарно напајани 8/6 SRM што је складу са спроведеним разматрањима и закључцима из одељка 5.4. Релативна разлика момента биполарно и униполарно напајаног 8/6 SRM-а која иде у прилог овоме дата је на слици 5.32.

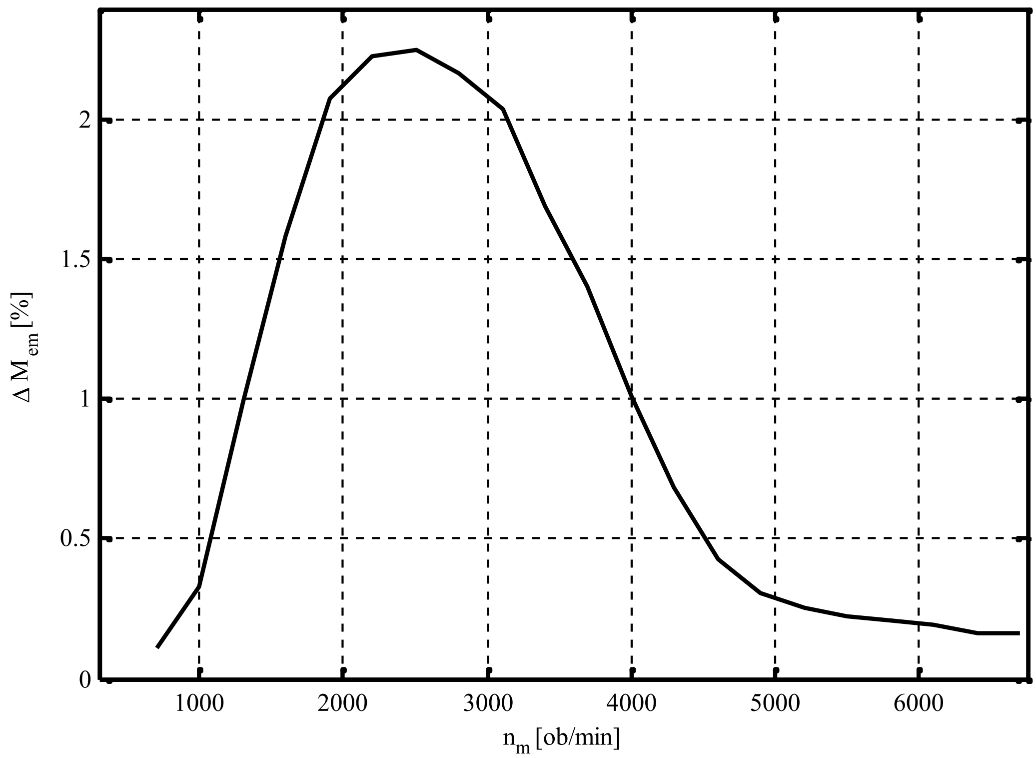
Табела 5.12 Перформансе биполарно напајаног 8/6 SRM-а добијене помоћу FEM модела за радне тачке које одговарају оптимално одређеним контролним угловима из табеле 3.12.

n_m [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{isk} [°]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	P [W]	I_{DC} [A]
700	36.2	50.3	3.2403	4.338	1.3388	317.9888	1.777
1000	35.4	50	3.2518	4.333	1.3325	453.7483	2.4784
1300	34.6	50.3	3.2584	4.3054	1.3213	586.1146	3.0775
1600	32.8	49.6	3.2691	4.2146	1.2892	706.1558	3.7305
1900	31.3	49.8	3.2787	4.0162	1.2249	799.0918	4.2119
2200	29.9	49.7	3.2767	3.7675	1.1498	867.9628	4.4347
2500	28.7	49.9	3.2679	3.5031	1.072	917.1094	4.6445
2800	27.5	49.7	3.2669	3.2816	1.0045	962.2154	4.8354
3100	26.5	50.1	3.265	3.0825	0.9441	1000.676	5.0014
3400	25.5	50.2	3.2625	2.9115	0.8924	1036.631	5.1476
3700	24.6	50.6	3.261	2.7545	0.8447	1067.267	5.2391
4000	23.7	50.8	3.2586	2.6165	0.803	1095.997	5.3298
4300	22.8	50.8	3.2572	2.4841	0.7627	1118.578	5.3989
4600	22.5	51.2	3.1224	2.2281	0.7136	1073.3	5.1655
4900	22.5	51.1	2.9185	1.9564	0.6703	1003.881	4.8348
5200	22.5	51.1	2.7456	1.7382	0.6331	946.5242	4.5319
5500	22.5	51	2.5906	1.5532	0.5996	894.579	4.2564
5800	22.5	51	2.4558	1.3981	0.5693	849.1704	4.0309
6100	22.5	51	2.3351	1.2619	0.5404	806.0897	3.827
6400	22.5	51	2.2261	1.1473	0.5154	768.9278	3.6397
6700	22.5	51	2.1246	1.0478	0.4932	735.1599	3.4746

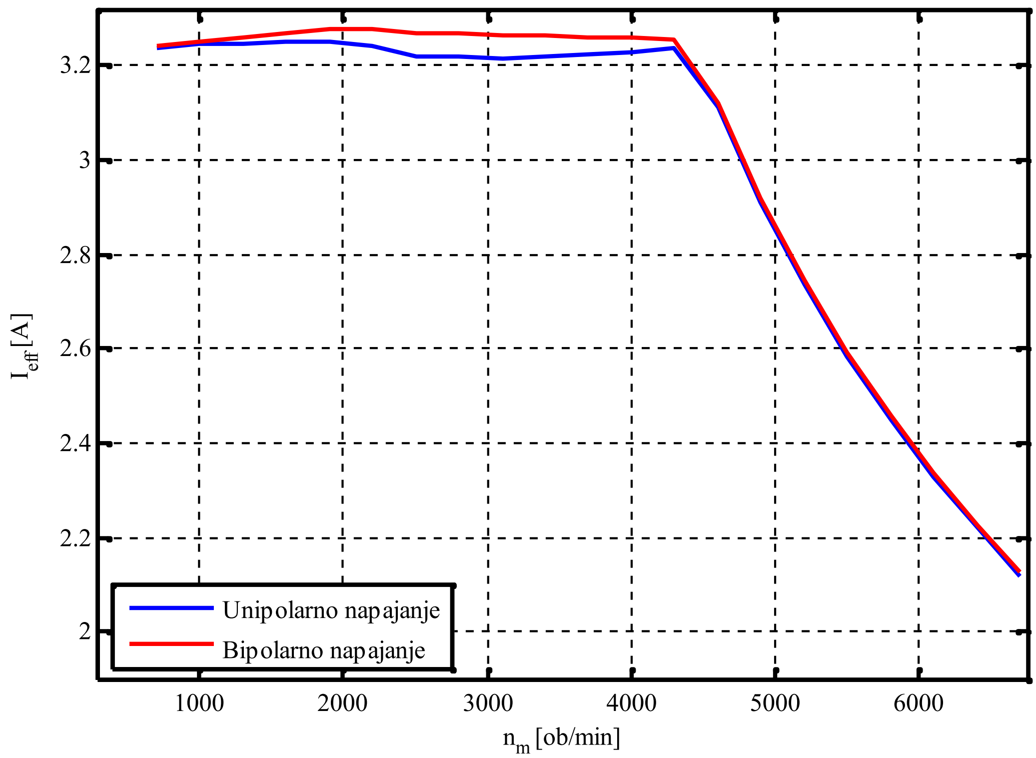
На основу закључака из одељка 5.4 струја I_{eff} биполарно напајаног 8/6 SRM-а је увек већа у односу на униполарно напајање што се види на слици 5.33. Као последица тога однос M_{em}/I_{eff} биполарно напајаног 8/6 SRM-а није већи у односу на униполарно напајање на целом опсегу експлоатационе карактеристике сагласно слици 5.34. Наиме, имајући у види закључак ПРИМЕРА 3 из табеле 5.8, очекивано је да у зони брзина где су мали бенефити момента компензовани увећањем ефективне вредности струје, однос M_{em}/I_{eff} буде на страни униполарног напајања. Међутим, та разлика је веома мала и не прелази 0.1% што слика 5.35 потврђује. Сасвим очекивано, према слици 5.36 струја I_{DC} биполарно напајаног 8/6 SRM-а је на целом опсегу брзина већа у односу на униполарно. Исто важи и за снагу коју развија биполарно напајана машина сагласно слици 4.62.



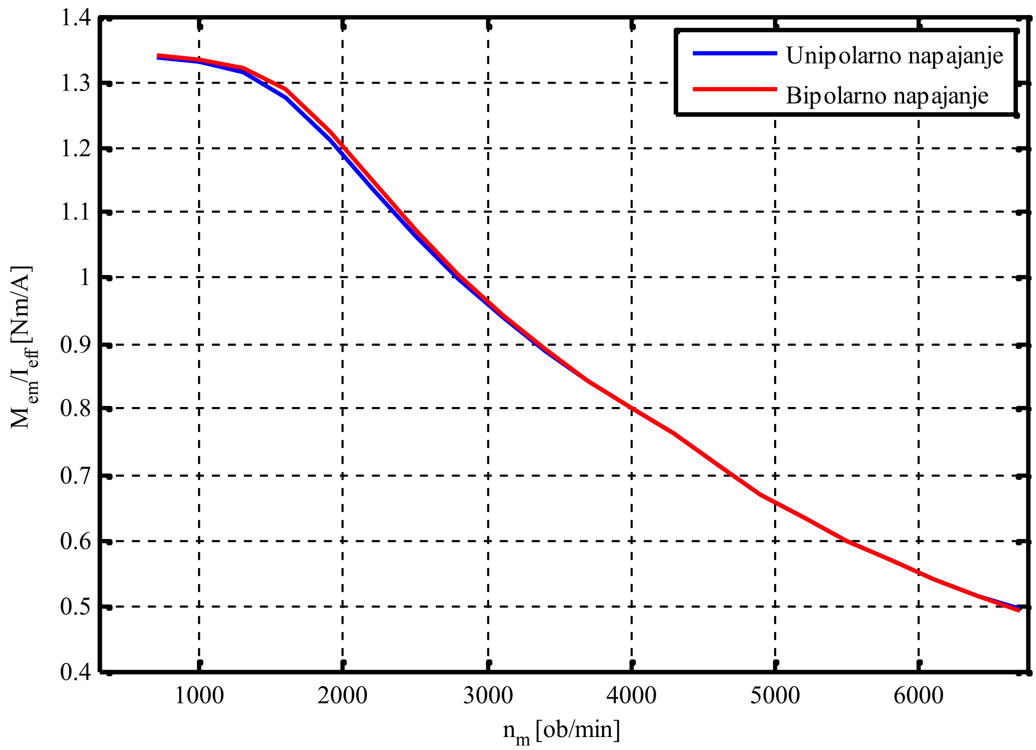
Слика 5.31 Експлоатационе карактеристике униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а добијене помоћу FEM модела.



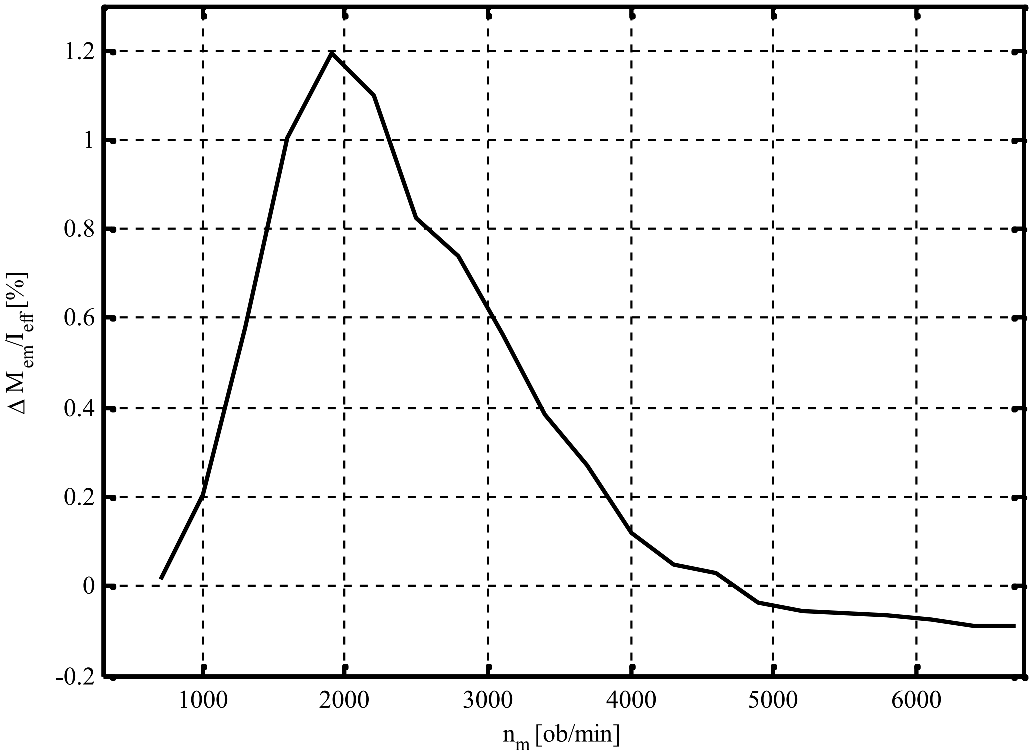
Слика 5.32 Релативна разлика електромагнетских момената биполарно и униполарно напајаног 8/6 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијена помоћу FEM модела.



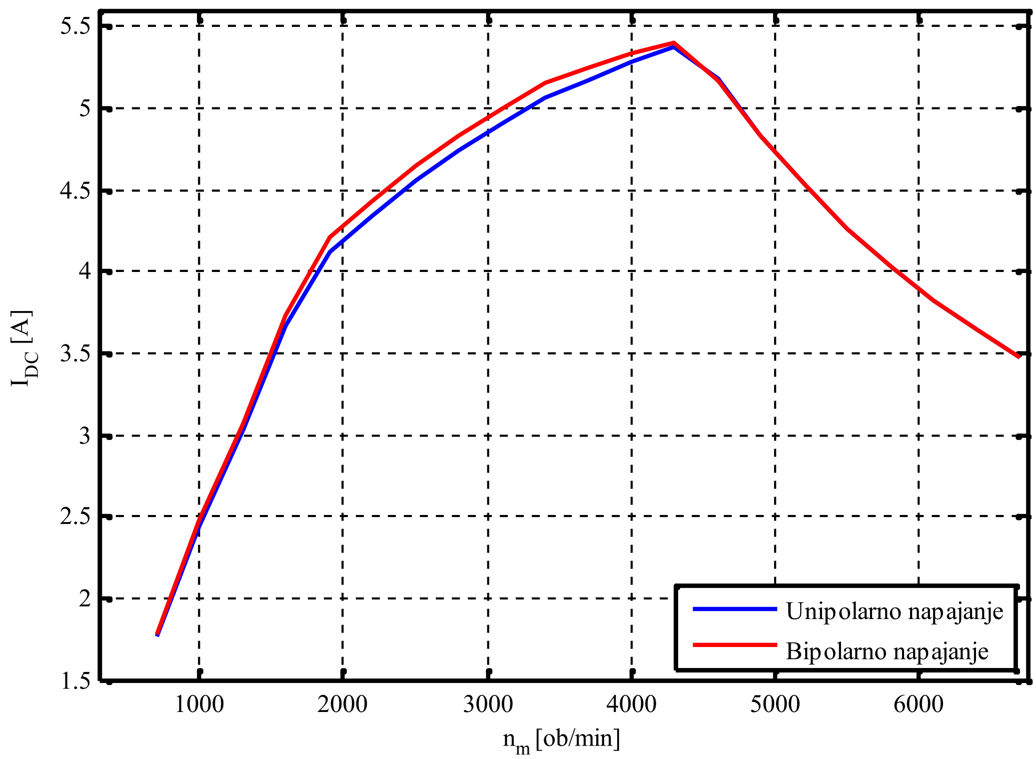
Слика 5.33 Средње ефективне вредности фазних струја униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.



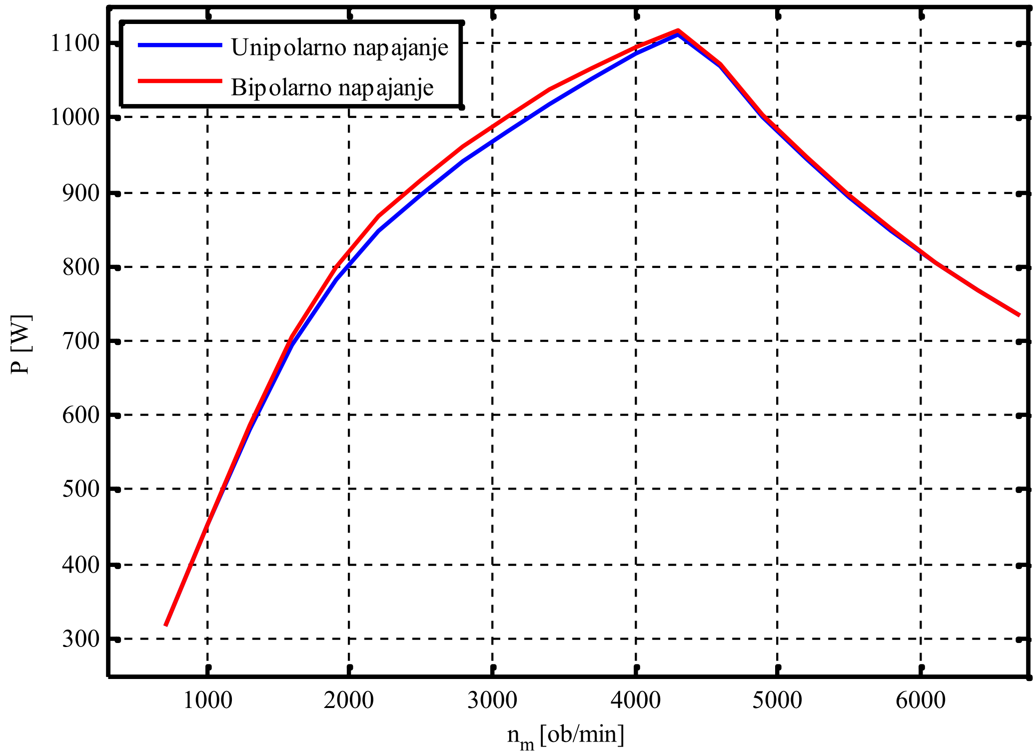
Слика 5.34 M_{em}/I_{eff} униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијени помоћу FEM модела.



Слика 5.35 Релативна разлика M_{em}/I_{eff} биполарно и униполарно напајаног 8/6 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијена помоћу FEM модела.



Слика 5.36 Средње вредности струја DC линка униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.



Слика 5.37 Снаге униполарно и биполарно напајаног 8/6 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.

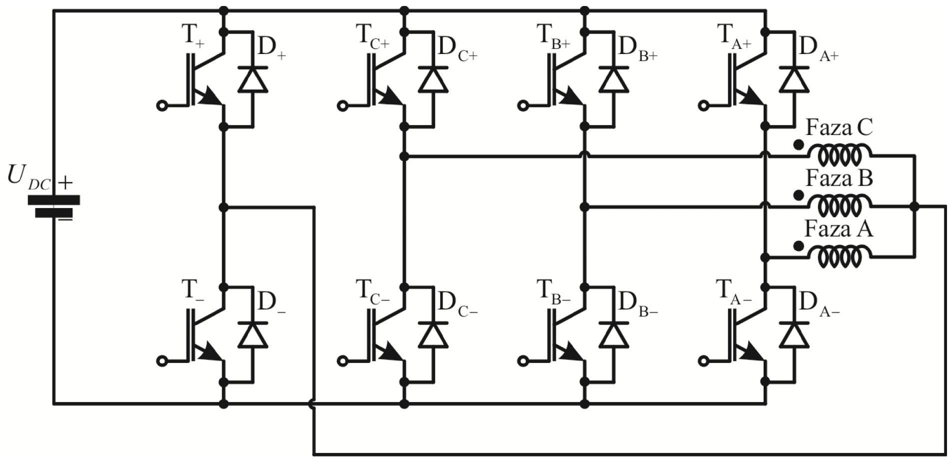
Узимајући у обзир добијене резултате као и чињеницу да се нова топологија инвертора за напајање 8/6 SRM-а реализује коришћењем два трофазна напонска инвертора може се рећи да је она у потпуности применљива у погонима прекидачког релуктантног мотора са парним бројем фаза. Употребом ове топологије претварача се елиминишу недостаци АПИ-а који се односе на његову сложеност и компликовано повезивање што је и један од главних разлога немогућности шире употребе прекидачких релуктантних мотора. Друга предност НПИ-а у односу на АПИ јесте унапређење генерисаног момента на целом опсегу експлоатационе карактеристике као и односа M_{em}/I_{eff} сем у зони брзина када негативне појаве које прате биполарно напајање надвладају његове бенефите. Пошто топологија претварача [130] омогућава реализацију АПИ-а коришћењем полумостних структура, суштинска предност НТИ-а у односу на овај претварач јесте постизање бољих перформанси скоро на целом опсегу екплоатационе карактеристике а да је при томе број полумостних структура смањен за две.

5.5 Топологија енергетског претварача са биполарним напајањем трофазног SRM-а

Литература која се бави топологијама инвертора за напајање трофазних SRM-а, чији је преглед дат у поглављу 5.1, показује да је значајан истраживачки напор уложен у развој инвертора са смањеним бројем полупроводничких компоненти користећи стандардне полумостне структуре. Међутим, заједничка особина већине је да садрже додатне дискретне и пасивне компоненте, при чему постоје одређена ограничења као што је немогућност магнетизације фаза целокупним напоном једносмерног међукола, сложеност алгоритма управљања или је њихова примена могућа само за специфичне типове фазних намотаја.

Топологија инвертора представљена у [129], која се може реализовати једним *dual* и 6-*pack* прекидачким модулом без дискретних компоненти, на основу прегледа литературе, показује се као најбоље решење са аспекта минималног броја полупроводничких компоненти. Наведена топологија инвертора за напајање трофазног SRM-а приказана је на слици 5.38.

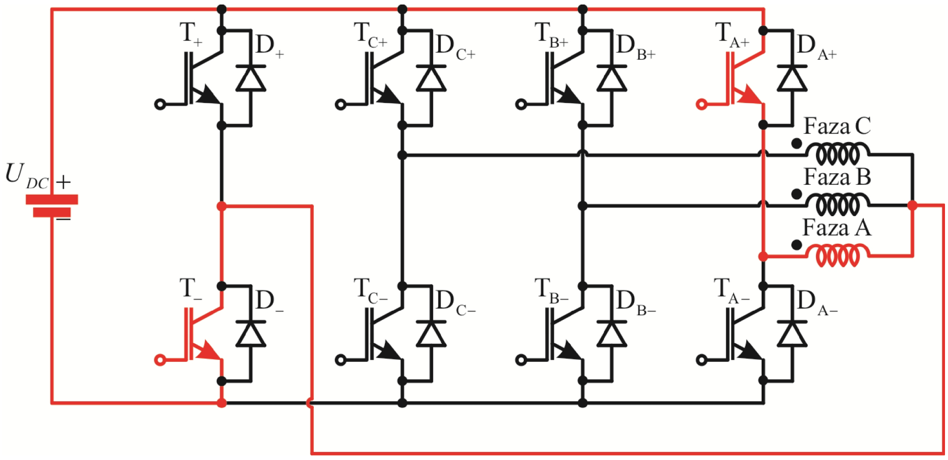
Као што се може видети са слике 5.38, три фазна намотаја су везана за прву, другу и трећу инверторску фазу док је четврта инверторска фаза повезана за звездиште посматраних намотаја. Дакле, у поређењу са новом топологијом инвертора за напајање четворофазног SRM-а, у овој топологији инвертора сви фазни намотаји су везани у једно звездиште чији се потенцијал контролише истом инверторском фазом. Будући да се потенцијал краја сваког фазног намотаја и звездишта може подесити да буде једнак потенцијалу позитивних или негативних сабирница једносмерног међукола, може се рећи да у функционалном смислу



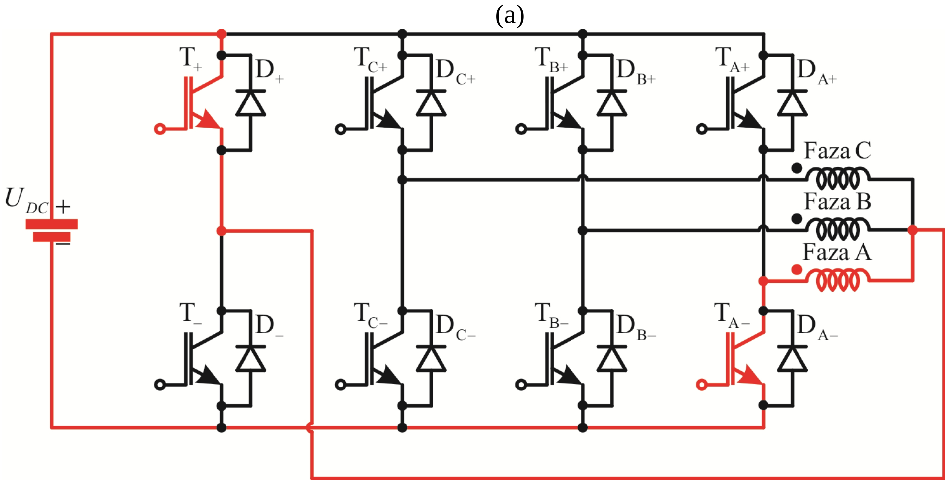
Слика 5.38 Топологија енергетског претварача [129] *за напајање трофазног SRM-а.*

постоји велика сличност ова два инвертора. Међутим, контрола потенцијала крајева сва три намотаја истом инверторском фазом проузрокује суштинску разлику између ових инвертора како у погледу поларитета фазних струја тако и ограничењима која намеће сама топологија инвертора [129] чиме се утиче на перформансе мотора. Да би се показало суштинско ограничење које намеће топологија инвертора са слике 5.38, која се у наставку назива трофазни модуларни инвертор (ТМИ) за почетак ће се анализирати режими магнетизације фазних намотаја.

Узимајући у обзир функционалну сличност посматраних топологија инвертора, сасвим очекивано је да се режим магнетизације фазног намотаја врши на аналоган начин као код НТИ-а. Дакле, магнетизација фазног намотаја i=A,B,C позитивним односно негативним напоном једносмерног међукола се остварује укључивањем прекидача T_{-} и T_{i+}, односно T_{+} и T_{i-}, респективно. Пример

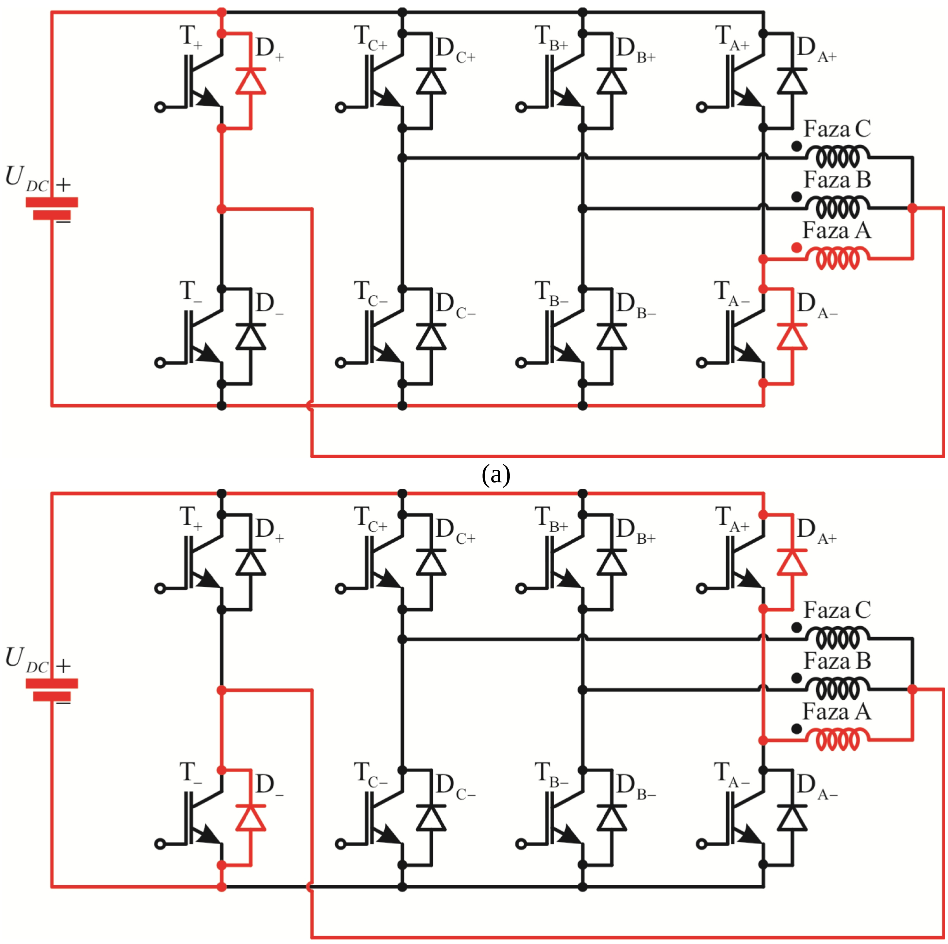


(а)



(б)

Слика 5.39 Режим магнетизације фазе А (а) позитивним и (б) негативним напоном.



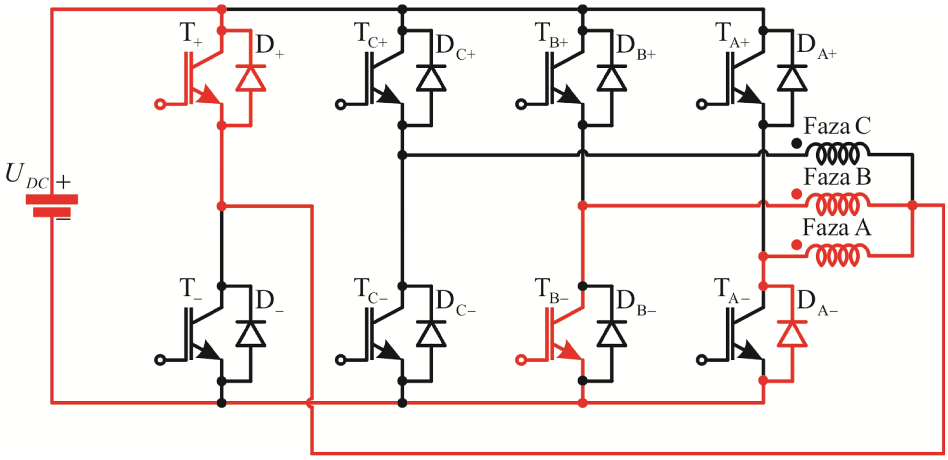
Слика 5.40 Режим демагнетизације фазе А који одговара режиму магнетизације вршене (а) позитивним напоном(слика 5.39(а)) и (б) негативним напоном(слика 5.39(б)).

магнетизације фазе А позитивним односно негативним напоном са одговарајућим стањем прекидача дат је на слици 5.39.

Са друге стране, искључењем прекидача T_- и T_{i+}, односно T_+ и T_{i-}, врши се демагнетизација фазног намотаја тако што се на њега преко одговарајућих диода D_+ и D_{i-} односно D_- и D_{i+}, респективно, доведе инверзни напон једносмерног међукола. Илустрације демагнетизације фазе А ако је она претходно магнетисана позитивним односно негативним напоном приказане су на слици 5.40.

Посматрајући режиме магнетизације и демагнетизације фазних намотаја ТМИ-а, очигледно је да се магнетизација сукцесивних фаза мотора не може вршити истим поларитетом напона због захтева за истовремену магнетизацију долазне и демагнетизацију одлазне фазе. Ово је аналогно захтеву који се постављао пред НТИ-а за фазе које су у квадратури. Наиме, да би се могла остварити истовремена магнетизација и демагнетизација суседних фаза мотора неопходно је променити стање прекидача у инверторској фази за контролу звездишта тако да се демагнетизација одлазне и магнетизација долазне фазе врши напоном истог поларитета. То се може видети на слици 5.41, кроз стање полупроводничких компоненти на примеру истовремене демагнетизације фазе А, претходно магнетисане позитивним напоном и магнетизације фазе В негативним напоном. Очигледно је да није била могућа магнетизација фазе В позитивним напоном као што је то био случај за фазу А, јер би се у том случају имао кратак спој инверторске фазе за контролу звездишта. Дакле, магнетизација суседних фаза мотора се врши напоном супротног поларитета. Другим речима, са овом топологијом није могуће да се у две суседне фазе једновремено доводе напони који тежи да увећају струје у одговарајућим фазним намотајима. Овај недостатак посматране топологије инвертора значајно утиче на средњу вредност момента о чему ће бити детаљна анализа у одељку 5.5.1.

Као последица инхерентних особина саме топологије инвертора, у табели 5.13 су приказане две могуће комбинације смерова струја на излазу из инверторских фаза на једном циклусу побуђивања фаза после чега се циклус понавља. Дакле, напајање трофазног SRM-а из ТМИ-а представља биполарно напајање као што је то случај са напајањем четворофазног SRM-а из НТИ-а



Слика 5.41 Режим истовремене демагнетизације фазе А (претходно магнетисане позитивним напоном) и магнетизације фазе В негативним напоном.

Табела 5.13 Комбинације смерова струја на излазу из инверторских фаза ТМИ-а.

	Смер струја инверторских фаза					
	i_{invA}	i_{invB}	i_{invC}	i_{invA}	i_{invB}	i_{invC}
1.	+	-	+	-	+	-
2.	-	+	-	+	-	+

Одговарајућа прекидачка логика која дефинише алгоритам управљања ТМИ-ом током једног обртаја ротора као и смер фазних струја, када се 6/4 SRM са слике 3.9(а) побуђује у секвенци А-В-С, дата је у табелама 5.14 и 5.15.

Слично као код НТИ-а, у наведеним табелама само ћелије које одговарају прекидачима чије активно стање доводи до побуђивања одговарајућих фаза мотора у дефинисаној секвенци побуђивања означене су црвеном бојом. Од интереса је истаћи да се режими одржавања струје, у циљу регулације фазних струја, реализују на сличан начин као код НТИ-а. Разлика је у томе што су сада

Табела 5.14 Алгоритам управљања ТМИ-ом за прву комбинацију смерова струја инверторских фаза из табеле 5.13.

		Секвенца побуђивања фаза током једног обртаја ротора											
		A	**B**	**C**	**A**	**B**	**C**	**A**	**B**	**C**	**A**	**B**	**C**
Прекидачка логига и смер фазних струја	**T_-**												
	T_+												
	T_{A-}												
	T_{A+}												
	T_{B-}												
	T_{B+}												
	T_{C-}												
	T_{C+}												
	i_A	+			-			+			-		
	i_B		-			+			-			+	
	i_C			+			-			+			-

Табела 5.15 Алгоритам управљања ТМИ-ом за другу комбинацију смерова струја инверторских фаза из табеле 5.13.

		Секвенца побуђивања фаза током једног обртаја ротора											
		A	**B**	**C**	**A**	**B**	**C**	**A**	**B**	**C**	**A**	**B**	**C**
Прекидачка логига и смер фазних струја	**T_-**												
	T_+												
	T_{A-}												
	T_{A+}												
	T_{B-}												
	T_{B+}												
	T_{C-}												
	T_{C+}												
	i_A	-			+			-			+		
	i_B		+			-			+			-	
	i_C			-			+			-			+

одговарајуће полупроводничке компоненте инверторске фазе за контролу звездишта део струјног кола током хистерезисне регулације струје било које фазе мотора. У поређењу са НТИ-а код које је смер струје једне те исте фазе увек исти, без обзира на комбинацију смера струја на излазу из инверторских фаза, код посматраног инвертора за дефинисани алгоритам управљања и табела 5.14 и 5.15, све фазне струје су наизменичне природе. Наиме, позитивни импулси струје се смењују негативним импулсима. За такав карактер фазних струја и референтни смер мотања фазних намотаја 6/4 SRM-а на слици 3.9(а) магнетски поларитет фаза је дат у табели 5.16.

Табела 5.16 Магнетски поларитет фаза(полова) који одговарају смеру фазних струја из табела 5.14 и 5.15 и слици 3.9(а).

	Магнетски поларитет фаза(полова)					
	A(A)	**B(B)**	**C(C)**	**A(A')**	**B(B')**	**C(C')**
1.	S	N	S	S	N	S
2.	N	S	N	N	S	N

Секвенце магнетског поларитета фаза из табеле 5.16 се разликују од дефинисаних магнетских секвенци 6/4 SRM-а у табели 3.1. Наиме, на основу табеле 5.16, може се закључити да је у две од три комбинације суседних фаза мотора магнетски поларитет различит, за разлику од 6/4 SRM_T1-а и 6/4 SRM_T2-а код којих је тај број један односно три, респективно. Дакле, узимајући ово у обзир као и ограничења која намеће сама топологија инвертора, сасвим је очекивано да ће се перформансе униполарно и биполарно напајаног 6/4 SRM-а разликовати. Детаљна анализа утицаја ТМИ-а на рад 6/4SRM-а се спроводи у наставку.

5.5.1 Анализа утицаја биполарног напајања на рад 6/4 SRM-а

Кроз претходну анализу алгоритма управљања ТМИ-а показано је да он не омогућава истовремену магнетизацију суседних фаза мотора. Дакле, максимална ширина напонског импулса којим се врши магнетизација фазних намотаја ограничена ја на 30°, будући да се сукцесивне фаза 6/4 SRM-а побуђују сваких 30°. Због тога, када се поменуто ограничење јави, мора се користити максимално дозвољена ширина импулса, што доводи до мање ефективне вредности струје и момента.

Сходно томе, за очекивати је да се перформансе биполарно напајаног 6/4 SRM-а значајно деградирају у односу на случај униполарног напајања. Са друге стране, функционална сличност ТМИ-а и НТИ-а намеће закључак да ће у фазама биполарно напајаног 6/4 SRM-а постојати у већој или мањој мери струја и када фазе мотора нису побуђене. Да би се утврдио тај утицај на перформансе мотора, потребно је анализирати одговарајуће таласне облике фазних струја и електромагнетског момента 6/4 SRM-а напајаног из ТМИ-а и упоредити их са истим које су резултат напајања 6/4 SRM-а из АПИ-а. У овим околностима, поређење има једино смисла ако је радни режим дефинисан углом вођења који је мањи или једнак од максимално дозвољеног за ТМИ.

Међутим, од интереса је упоредити одговарајуће перформансе и када то ограничење постоји. На тај начин се може експлицитно показати како ограничење ширине угла вођења нарушава перформансе мотора у односу на перформансе које су резултат напајања 6/4 SRM-а из референтног АПИ-а. Узимајући ово у обзир, анализираће се три радна режима која су дефинисана у табели 5.17.

У ПРИМЕРУ 3 је очигледно да се угао искључења у загради односи на напајање 6/4 SRM-а из АПИ-а. У циљу коректности поређења, веома је битно нагласити да се у случају униполарног напајања 6/4 SRM-а посматра оптимална магнетска секвенца 6/4 SRM_T2 коју карактеришу све три комбинације различитог магнетског поларитета фаза. Наравно, у случају напајања 6/4 SRM-а из ТМИ-а, сагласно табели 5.16, оптимална магнетска секвенца фаза има две комбинације различитог магнетског поларитета без обзира на начин везивања фазних намотаја за њега.

Након ове анализе следи одређивање и поређење перформанси униполарно и биполарно напајаног 6/4 SRM-а за дефинисани критеријум на широком опсегу брзина као и извођење закључака.

Табела 5.17 Радни режими за које се пореди утицај ТМИ-а на перформансе 6/4 SRM-а у односу на његово напајање из АПИ-а користећи FEM модел.

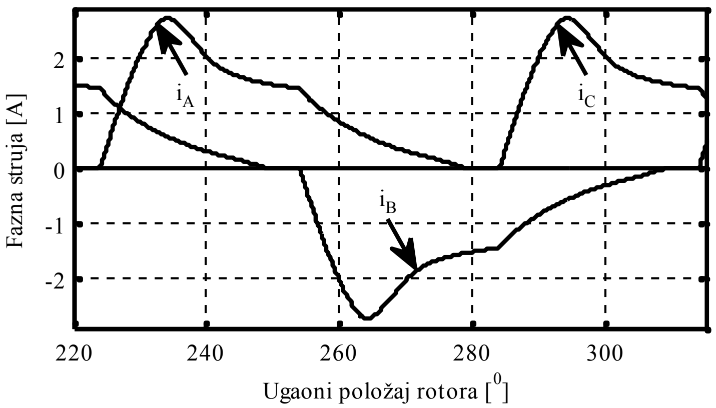
	ПРИМЕР 1	**ПРИМЕР 2**	**ПРИМЕР 3**
V_{DC} **[V]**	80	80	80
θ_{ON} **[°]**	44	44	42
θ_{OFF} **[°]**	74	73	72(80)
n_m **[ob/min]**	2500	2500	3000

5.5.1.1 ПРИМЕР 1

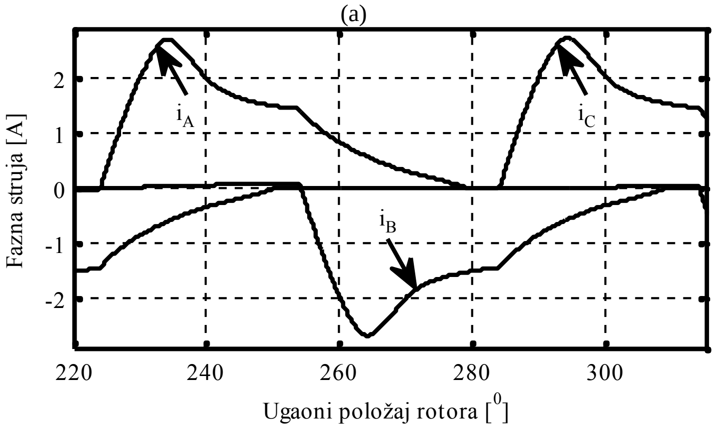
Таласни облици фазних струја 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а и ТМИ-а за режим рада у коме је угао вођења ТМИ-а максимално дозвољени приказани су на слици 5.42. Очигледно је да фазне струје 6/4 SRM-а, када се он напаја из ТМИ-а карактеришу појаве сличне онима које се јављају када се 8/6 SRM напаја из НТИ-а. Дакле, у већој или мањој мери струје постоје у фазама мотора и када оне нису побуђене.

Поступак анализе фазних струја и одговарајућих електромоторних сила из одељка 5.4.1.4 пружа могућност да се на сличан начин утврди узрок горе наведених појава али и утицај тих појава на перформансе 6/4 SRM-а. У ту сврху, анализираће се преклопљене фазне струје и индуковане електромоторне силе 6/4 SRM-а напајаног из посматраних топлогија инвертора са увећаним карактеристичним деловима који наглашавају разлику између њих.

Када струја i_A достигне нулту вредност, магнетизација фазе B је још у току што значи да је активан прекидач T_+ у инверторској грани за контролу звездишта



(а)



(б)

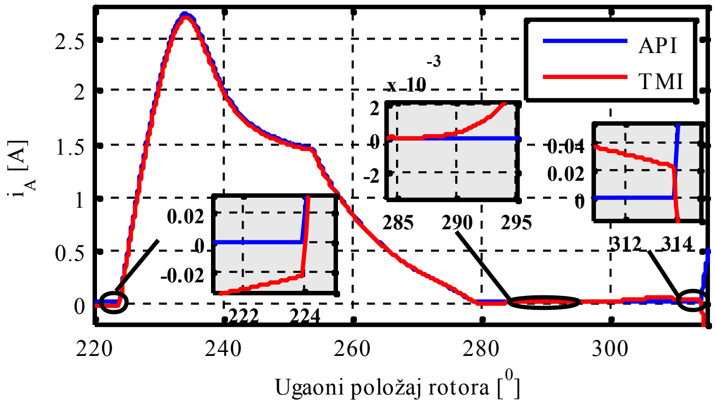
Слика 5.42 Фазне струје 6/4 SRM-а напајаног из (а) АПИ-а и (б) ТМИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.17 добијене помоћу FEM модела.

јер се само на тај начин могла остварити истовремена демагнетизација фазе A и магнетизација фазе B негативним напоном. Као последица струје фазе B, сагласно члановина који фигуришу у једначини

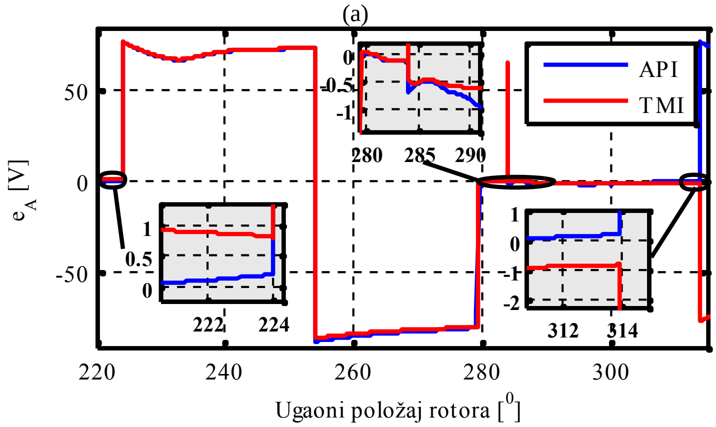
$$e_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_B}\cdot\frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \theta_m}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}, \tag{5.5}$$

електромоторна сила фазе A је негативна и приближно једнака код оба начина напајања што се и види на средњем увећаном детаљу слике 5.43(б).

Будући да је активан прекидач T_+, негативна електромоторна сила e_A не може директно поларисати диоду D_{A+} тако да се струја i_A понаша на исти начин као и струја i_A 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а што се види на делу средњег увећаног детаља слике 5.43(а). После стања у коме је само фаза B била активна, следи побуђивање фазе C позитивним напоном што захтева промену стања прекидача у инверторској фази за контролу звездишта. Сада, у ситуацији када је активан прекидач T_- а индукована електромоторна сила већа од прага провођења диоде, услед директне поларизације диоде D_{A-} долази до појаве струје у фази A.



(а)



(б)

Слика 5.43 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе A 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.17 добијене помоћу FEM модела.

Природу те струје, чији се смер не мења, на даље одређује електромоторна сила

$$e_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}, \tag{5.6}$$

односно

$$e_A = \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_A}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}, \tag{5.7}$$

када струја i_B достигне нулту вредност.

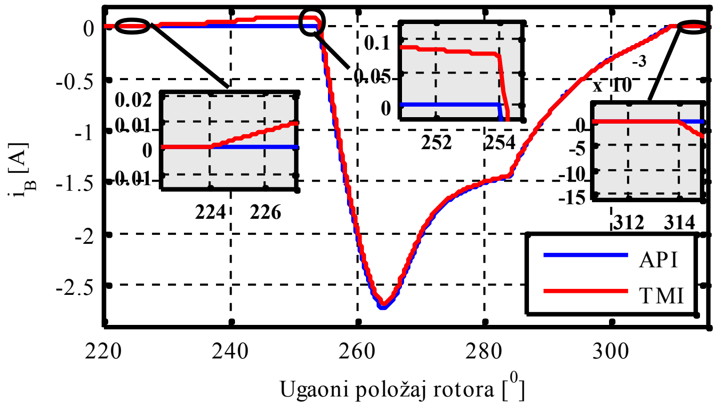
Индуковани напон у једначини (5.6) као последица промене струје i_B и i_C има негативу односно позитивну вредност, респективно. Са друге стране, постоји позитиван допринос укупном флуксном обухвате фазе А услед интеракције фаза В и С са њом. Због тога, као резултат утицаја горе наведених ефеката међусобне интеракције фаза, струја i_A расте све док струја i_B не достигне нулу, након чега сагласно једначини (5.7), она почиње да опада због смањења електромоторне силе e_A. На тај начин струја i_A, у тренутку магнетизације фазе А негативним напоном, има одређену позитивну почетну вредност што се види на десном увећаном детаљу слике 5.43(а). Сасвим очекивано је да почетна вредност струје i_A буде негативна у тренутку магнетизације фазе А позитивним напоном пошто је то симетричан проблем у односу на анализирани, што потврђује леви увећани детаљ на слици 5.43(а).

Када се упореде слике 5.44(а) и 5.43(а) примећује се израженији утицај ТМИ-а на струју i_B, с тим што је природа утицаја ТМИ-а на струје i_A и i_B веома слична. Да би се објасниле сличности и разлике, потребно је анализирати понашање струје i_B када фаза В није побуђена.

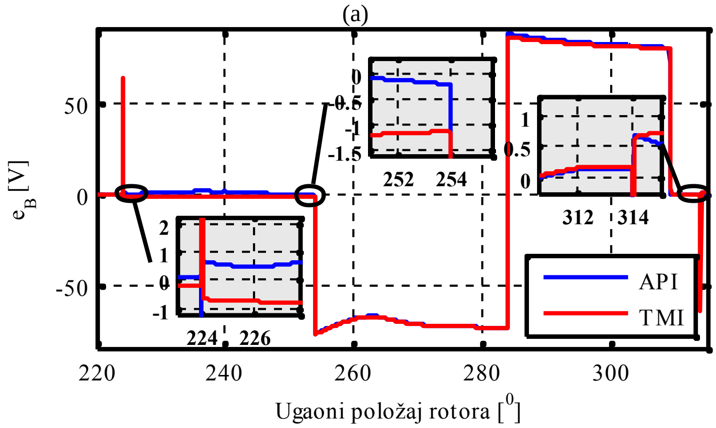
Десни увећани детаљ на слици 5.44(б) показује да је непосредно по завршетку демагнетизације фазе В електромоторна сила e_B>0. Позитивна вредност електромоторне силе e_B је очекивана, имајући у виду да за радни режим у коме је само фаза С активна важи

$$e_B = \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t}. \tag{5.8}$$

Због оваквог поларитета електромоторне силе и чињенице да је активан прекидач T_{-} има се слично стање као код струје $i_{A.}$ Дакле, директна поларизација



(а)



(б)

Слика 5.44 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе B 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.17 добијене помоћу FEM модела.

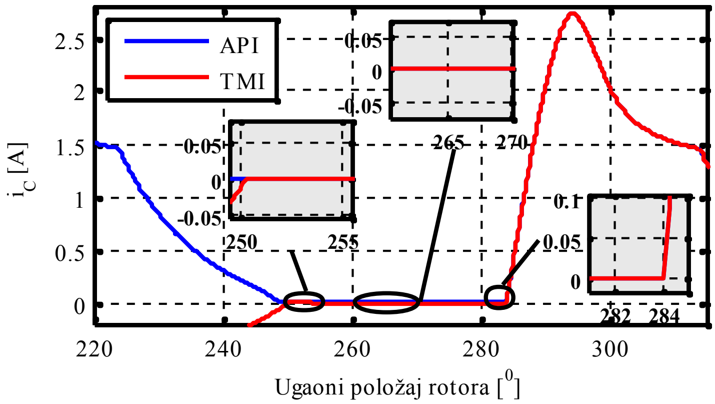
диоде D_{B-} није могућа па струја i_B има нулту вредност што се види на делу десног увећаног детаља слике 5.44(а). Са укључењем прекидача T_+ у циљу магнетизације фазе A негативним напона једносмерног међукола, долази до успостављања струје у фази B услед директне поларизације диоде D_{B+}. За радне режиме након директне поларизације диоде D_{B+}, слично као и код фазе A, електромоторна сила фазе B је дефинисана једначином

$$e_B = \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d} i_B}{\mathrm{d} t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_C} \cdot \frac{\mathrm{d} i_C}{\mathrm{d} t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d} i_A}{\mathrm{d} t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d} \theta_m}{\mathrm{d} t}, \tag{5.9}$$

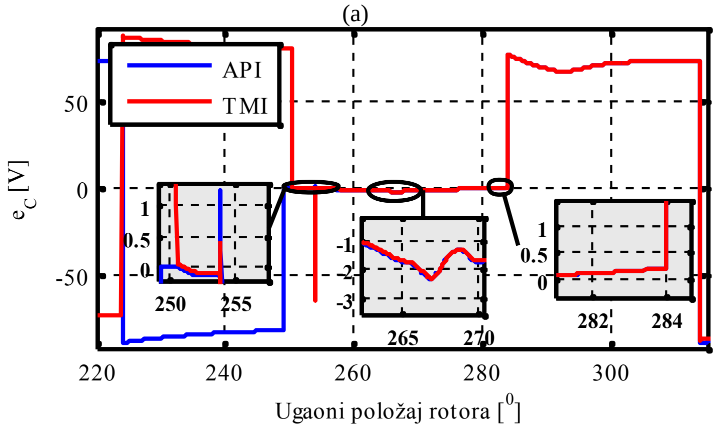
односно

$$e_B = \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_B} \cdot \frac{\mathrm{d} i_B}{\mathrm{d} t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d} i_A}{\mathrm{d} t} + \frac{\partial \Psi_B}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d} \theta_m}{\mathrm{d} t}. \tag{5.10}$$

Поређењем једначина (5.9) и (5.6) долази се до одговора зашто ТМИ има израженији утицај на фазну струју i_B у односу на i_A. У једначини (5.9) индуковани напон као последица промене струја фаза A и C је позитиван у оба случаја. Поред тога, позитиван допринос укупном флуксном обухвату фазе B постоји током међусобне интеракције фаза A и B. Узимајући у обзир све ово, електромоторна



(а)



(б)

Слика 5.45 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе C 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.17 добијене помоћу FEM модела.

сила e_B је већа по апсолутној вредности од e_A што за узврат даје већу почетну вредност струје i_B у односу на i_A.

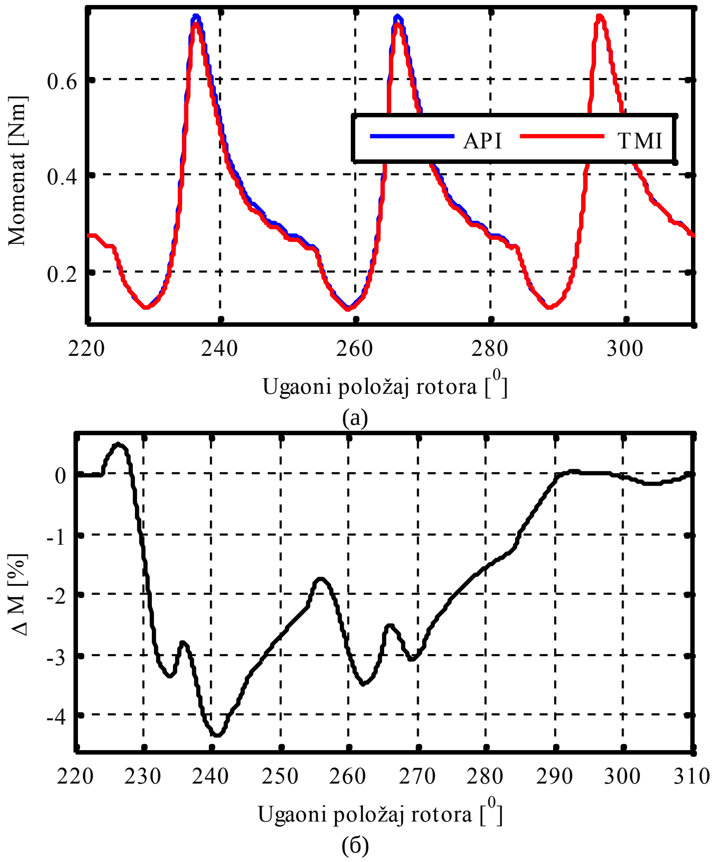
Посматрајући слику 5.45(а), очигледно је да ТМИ има најмањи утицај на струју i_C. У стању када је прекидач Q_- активан услед магнетизације фазе A, непосредно по завршетку демагнетизације фазе C постојала је могућност директне поларизације диоде D_{C-} јер је одговарајућа индукована електромоторна сила као последица промене струје i_A и његовог утицаја на фазу C негативна, сагласно релацији

$$e_C = \frac{\partial \Psi_C}{\partial i_A} \cdot \frac{\mathrm{d} i_A}{\mathrm{d} t} + \frac{\partial \Psi_C}{\partial \theta_m} \cdot \frac{\mathrm{d} \theta_m}{\mathrm{d} t}. \tag{5.11}$$

Међутим, вредност електромоторне силе e_C је мања од прага провођења диоде и диода D_{C-} не може бити директно поларисана што се види на левом увећаном детаљу слика 5.45(а) и 5.45(б). Од интереса је уочити да у сличној ситуацији услови поларизације повратних диода ТМИ-а, које одговарају фазама мотора A и B, нису били задовољени због стања прекидача у помоћној фази за контролу звездишта и поларитета индукованих електромоторних сила. Нулта вредност струје i_C се наставља и након комутације фаза А и В сагласно средњем увећаном детаљу слике 5.45(а) јер сада поларитет индуковане електромоторне силе e_C онемогућава директну поларизацију диоде D_{C+}. Електромоторна сила e_C постаје позитивна након што струја фазе А дотигне нулту вредност, али без обзира на стање прекидача у инверторској грани за контролу звездишта, није могућа поларизација диоде D_{C+} што се види на десном увећаном детаљу слике 5.45(а), пошто је сада њена вредност мања од прага провођења диоде.

Након ове анализе поставља се питање да ли је природа утицаја ТМИ-а на фазне струје 6/4 SRM-а у директној вези са магнетским поларитетом фаза у дефинисаној секвенци побуђивања. Наиме, анализа утицаја НТИ-а на фазне струје 8/6 SRM-а показала је да се у случају различитог магнетског поларитета посматране фазе у односу на магнетски поларитет суседних фаза мотора има већа почетна вредност струје него када је он исти. Очигледно је да овај закључак важи и за утицај ТМИ-а на фазне струје 6/4 SRM-а јер у посматраној магнетској секвенци, магнетски поларитет фазе која претходи и која следи фазу В је различит у односу на њу, док код фаза А и С то није случај. Међутим, утицај почетних вредности фазних струја на њихове тренутне се суштински разликује од утицаја истих код 8/6 SRM-а када се он напаја из НТИ-а. Приликом напајања 8/6 SRM-а из НТИ-а, због почетних вредности, током магнетизације тренутне вредности свих фазних струја су веће него у случају његовог напајања из АПИ-а чиме се углавном унапређују перформансе 8/6 SRM-а. Са друге стране, када се магнетизација посматране фазе врши позитивним напоном, у условима када је почетна вредност струје негативна и обратно, што се има у случају напајања 6/4 SRM-а из ТМИ-а при максимално дозвољеном углу вођења, тренутне вредности фазних струја су мање него када се 6/4 SRM напаја из АПИ-а

Узимајући у обзир ову појаву као и чињеницу да 6/4 SRM напајан из АПИ-а има све три комбинације фаза различитог магнетског поларитета, очигледно је да ће перформансе 6/4 SRM-а напајаног из ТМИ-а бити лошије у поређењу са перформансама 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а када је угао вођења оба инвертора једнак максимално дозвољеном. Горе наведени закључци су верификовани на слици 5.46 која пореди електромагнетски момент 6/4 SRM-а напајаног из посматраних топологија инвертора. Квантитативно поређење



Слика 5.46 (а) Електромагнетски моменат и (б) релативна разлика електромагнетског момента 6/4 SRM-а напајаног из ТМИ-а и АПИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.17 добијени помоћу FEM модела.

Табела 5.18 Поређење симулационих резултата 6/4 SRM-а напајног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 1 из табеле 5.17 добијених помоћу FEM модела.

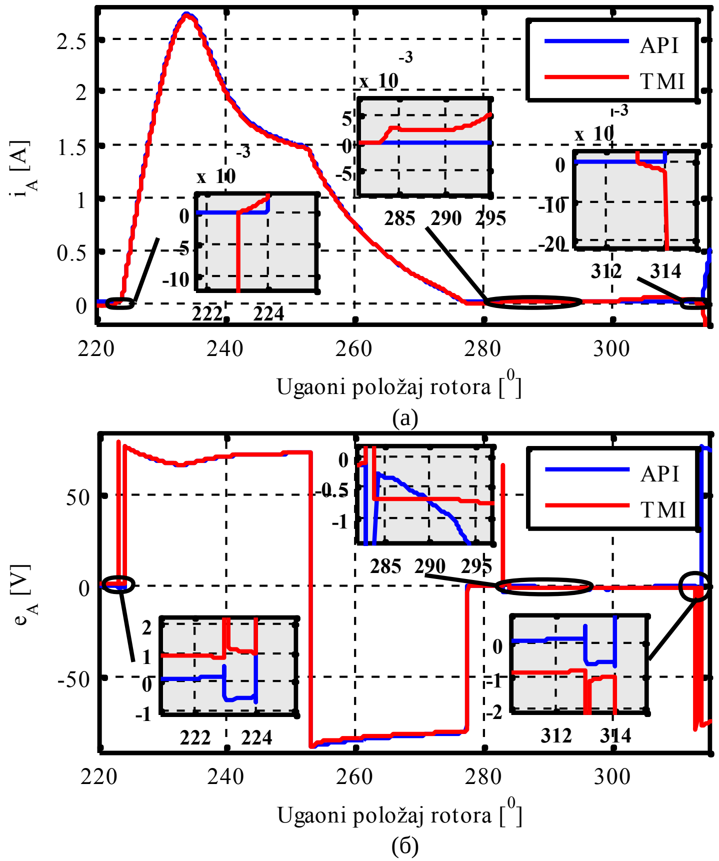
	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]
АПИ	1.1471	1.1471	1.1471	1.1471	0.3335	0.29073
ТМИ	1.1309	1.1281	1.1497	1.1362	0.3276	0.28832

симулационих резулатат, које иде у прилог претходној анализи, дато је у табели 5.18.

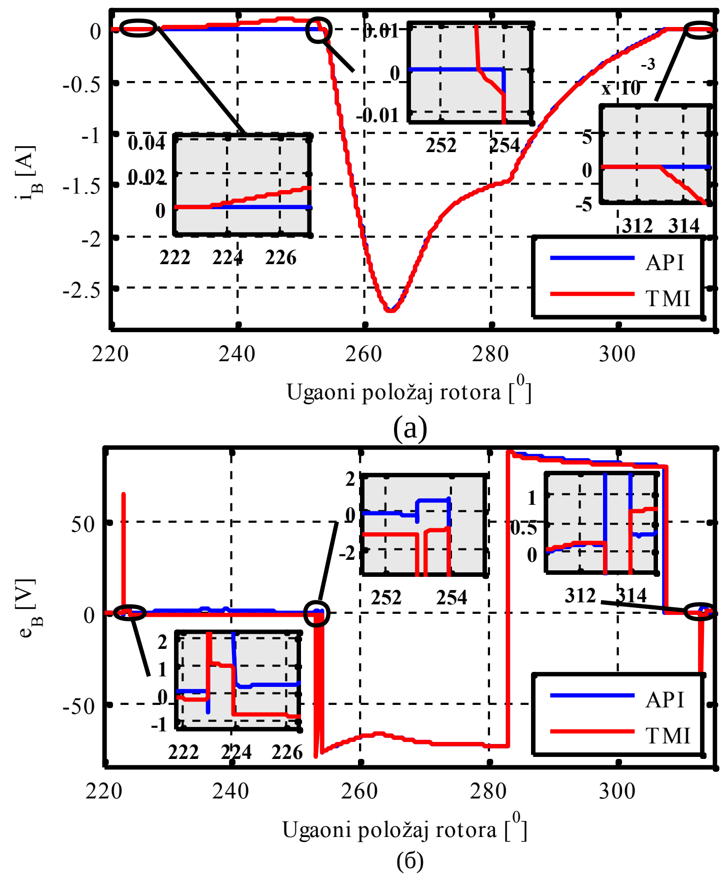
5.5.1.2 ПРИМЕР 2

Да ли се утицај ТМИ-а на перформансе 6/4 SRM-а, у случају када је угао вођења мањи од максимално дозвољеног, манифестује на исти начин као у ПРИМЕРУ 1 или се јављају појаве које у одређеној мери могу позитивно утицати на перформансе мотора треба да покаже анализа у наставку.

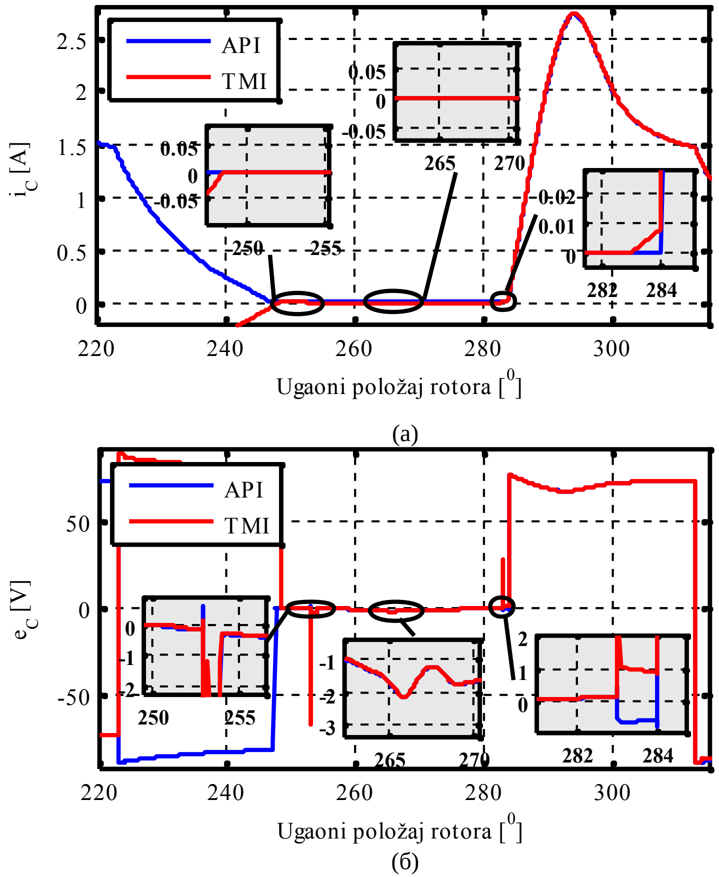
Преклопљене фазне струје и индуковане електромоторне силе ПРИМЕРА 2 6/4 SRM-а напајаног из посматраних топологија инвертора, са увећаним карактеристичним деловима, приказане су на сликама 5.47-5.49.



Слика 5.47 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе А 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.17 добијене помоћу FEM модела.



Слика 5.48 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе B 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.17 добијене помоћу FEM модела.



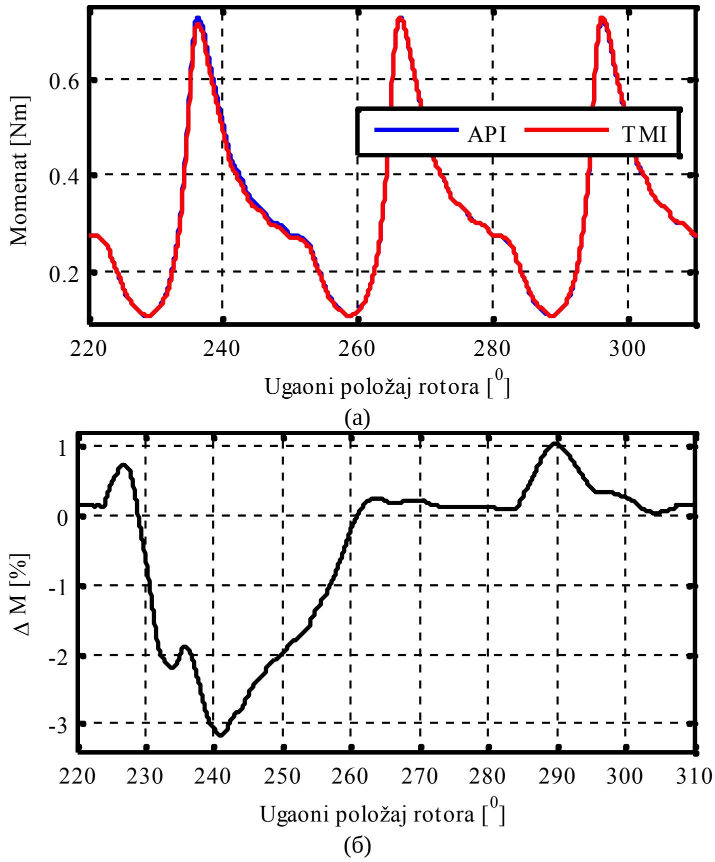
Слика 5.49 (а) Струја и (б) електромоторна сила фазе C 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.17 добијене помоћу FEM модела.

Пажљивим поређењем одговарајућих струја ова два примера, може се закључити да смањење угла вођења доводи до одређених појава које се разлику од оних када је угао вођења једнак максимално дозвољеном. Те појаве проузрокује стање полупроводничких компоненти пре комутације фаза што није био случај у ПРИМЕРУ 1 због угла вођења од 30°.

Пошто се демагнетизација фазе B врши позитивним напоном, током једног степена колико износи разлика угла вођења ПРИМЕРА 1 и 2, пад напона активне диода D_- директно поларише диоду D_{A-}. Због тога, за разлику од ПРИМЕРА 1, сада струја i_A постоји и пре комутације фаза B и C, сагласно средњем увећаном детаљу слике 5.47(а). На даље, све до тренутка демагнетизације фазе C она се понаша слично као у ПРИМЕРУ 1. Са демагнетизацијом фазе C негативним напоном, пад напона на диоди D_+ директно поларише диоду D_{A+} тако да струја i_A мења свој смер и сада је њена почетна вредност негативна непосредно пре магнетизације фазе A негативним напоном што се види на десном увећаном детаљу слике 5.47(а). Ово представља такође разлику у односу на ПРИМЕР 1 али и сличност са појавама које постоје код фазних струја 8/6 SRM-а напајаног из НТИ-а.

Сличне појаве, проузроковане директном поларизацијом диода током интервала који одговара разлици максималног и посматраног угла вођења, јављају се и код струја фаза B и C, сагласно сликама 5.48 и 5.49. Резултујући ефекат свих горе наведених појава на електромагнетски моменат 6/4 SRM-а приказан је на слици 5.50. Очигледно је одређено унапређење перформанси биполарног напајања у односу на ПРИМЕР 1, међутим оне су и даље на страни униполарног напајања сагласно табели 5.19.

Због тога је оправдано очекивати да се даљим смањењем ширине угла вођења може постићи већа средња вредност електромагнетског момента у односу на униполарно напајање али не и односа M_{em}/I_{eff}.



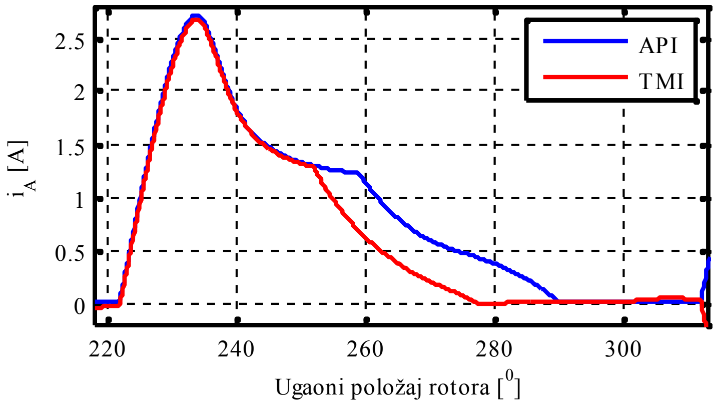
Слика 5.50 (а) Електромагнетски моменат и (б) релативна разлика електромагнетског момента 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.17 добијени помоћу FEM модела.

Табела 5.19 Поређење симулационих резултата 6/4 SRM-а напајног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 2 из табеле 5.17 добијених помоћу FEM модела.

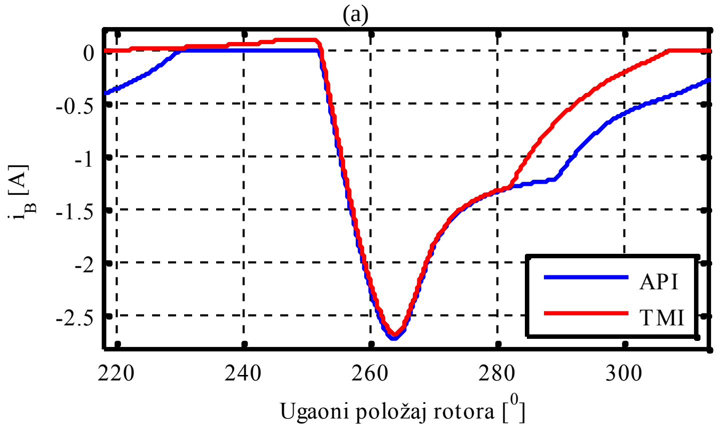
	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]
АПИ	1.1353	1.1353	1.1353	1.1353	0.3245	0.28583
ТМИ	1.1257	1.1378	1.1395	1.1345	0.3226	0.28435

5.5.1.3 ПРИМЕР 3

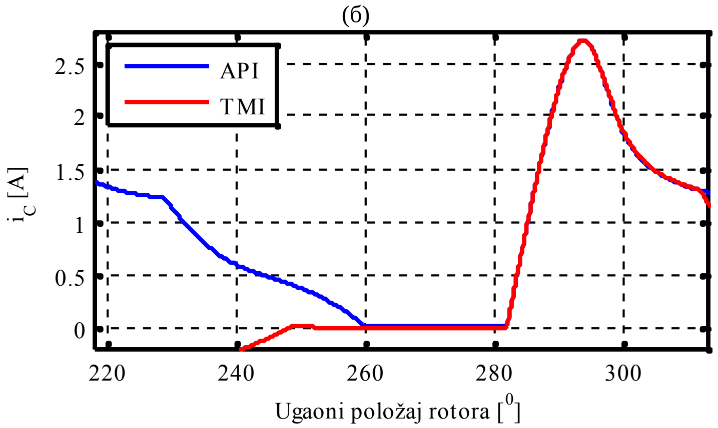
Радни режим дефинисан у овом примеру треба да нагласи главну ману ТМИ-а. Она се односи на ограничење ширине угла вођења за разлику од АПИ-а који не подлеже овом ограничењу. Поред тога, имајући у виду закључке из ПРИМЕРА 1, сасвим сигурно ће и ефекти интеракције претварача и мотора негативно утицати на перформансе биполарно напајаног 6/4 SRM-а. Горе наведена предикција се јасно види на сликама 5.51 и 5.52 али и кроз нумеричко поређење симулационих резултата који су дати у табели 5.20.



(а)

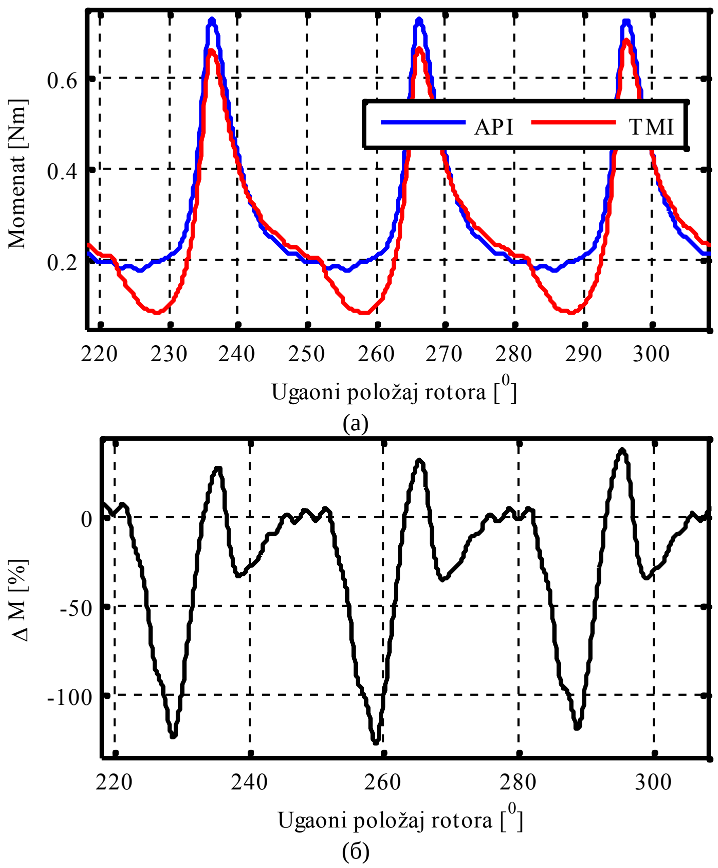


(б)



(в)

Слика 5.51 Фазне струје 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 3 из табеле 5.17 добијене помоћу FEM модела.



Слика 5.52 (а) Електромагнетски моменат и (б) релативна разлика електромагнетског момента 6/4 SRM-а напајаног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 3 из табеле 5.17 добијени помоћу FEM модела.

Табела 5.20 Поређење симулационих резултата 6/4 SRM-а напајног из АПИ-а и ТМИ-а ПРИМЕРА 3 из табеле 5.17 добијених помоћу FEM модела.

	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]
АПИ	1.1685	1.1685	1.1685	1.1685	0.3041	0.26025
ТМИ	1.0858	1.0831	1.1074	1.0921	0.2705	0.24768

5.5.1.4 Компаративна анализа перформанси униполарно и биполарно напајаног 6/4 SRM-а

Ограничење ширине угла вођења коју намеће ТМИ има значај утицај на перформансе 6/4 SRM-а. Наиме, са повећањем брзине обртања, да би се постигао што већи моменат, неопходно је подешавањем угла θ_D, односно померањем углова θ_{ON} и θ_{OFF} остварити што је могуће већу струју у зони генерисања момента. Будући да је θ_{Dmax}=30°, након одређене брзине обртања, због овог ограничења долази до значајног смањења струје и момента у односу на исте када се 6/4 SRM напаја из АПИ-а чиме се перформансе биполарно напајаног 6/4 SRM-а значајно нарушавају.

Узимајући у обзир особине униполарног напајања, односно напајања било које конфигурације SRM-а из АПИ-а, може се рећи да су перформансе униполарно напајаног 6/4 SRM-а претходно одређене у одељку 4.2.2.2, када се вршила верификација новог аналитичког модела методом коначних елемената за магнетску секвенцу 6/4 SRM_T2 коју карактеришу три комбинације фаза различитог магнетског поларитета. Дакле, перформансе униполарно напајаног 6/4 SRM-а су дефинисане у табели 4.14.

Контролни параметри за одређивање перформанси биполарно напајаног 6/4 SRM-а утврђени су помоћу новог аналитичког модел који узима у обзир оптималну секвенцу магнетског поларитета фаза 6/4 SRM-а напајаног из ТМИ-а, сагласно табели 5.16. Поступак одређивања оптималних контролних параметара, за цели опсег брзина експлоатационе карактеристике, аналоган је поступку који се имао у случају униполарног напајања. За тако одређене углове укључења и искључења, коришћењем FEM модела, утврђене су перформансе биполарно напајаног 6/4 SRM-а које су дате у табели 5.21.

Поређење експлоатационих карактеристика униполарно и биполарно напајаног 6/4 SRM-а на слици 5.53 показује да ТМИ не ограничава експлоатациону карактеристику све до брзине која је приближно 1.7 пута већа од базне брзине. Шта више, пре достизања ове брзине моменат биполарно напајаног 6/4 SRM-а је у одређеној мери и већи у односу на случај када је он униполарно напајан захваљујући бенефитима који се имају услед међусобне интеракције фаза и инхерентних особина ТМИ-а сагласно одељку 5.5.1.3. Након ове брзине, моменат биполарно напајане машине значајно опада услед ограничења ширине угла вођења. Горе наведене закључке илуструје слика 5.54 на којој је дата релативна разлика момената ова два начина напајања.

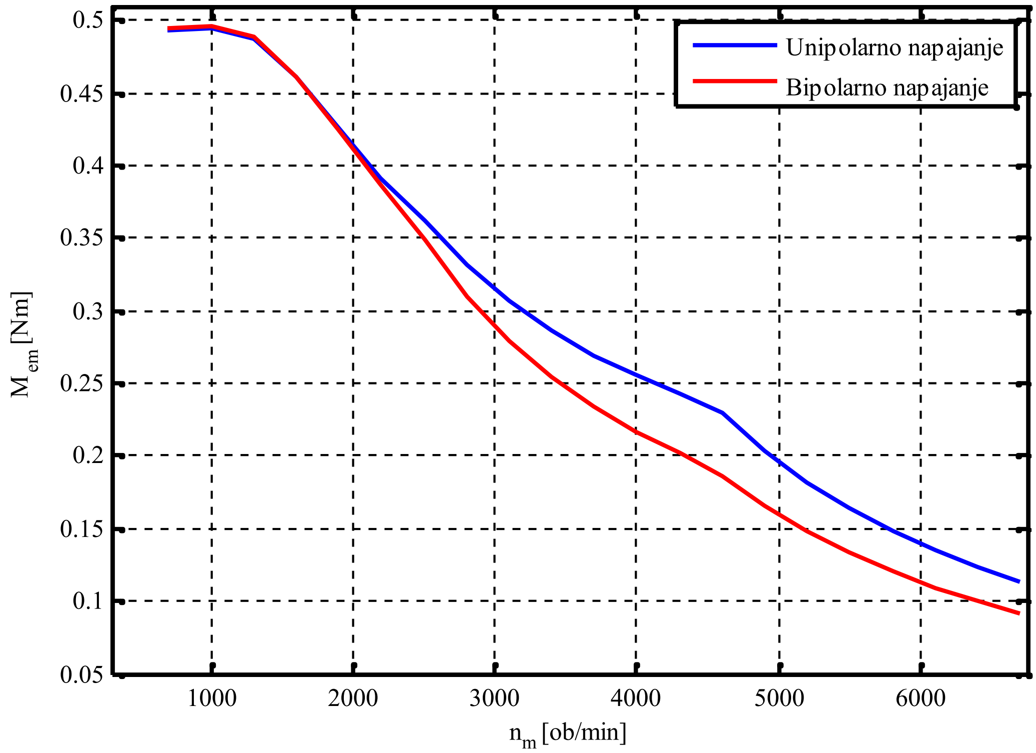
Зону експлоатационе карактеристике у којој је моменат биполарно напајане машине већи од момента униполарно напајане машине истовремено прати и већа ефективна вредност фазних струја након чега долази до значајног смањења струје I_{eff} биполарно напајане машине у односу на номиналну услед ограничења ширине угла вођења што се види на слици 5.55. Као резултујући нето ефекат се добија

Табела 5.21 Перформансе биполарно напајаног 6/4 SRM-a добијене помоћу FEM модела за радне тачке које одговарају оптимално одређеним контролним угловима новог аналитичког модела.

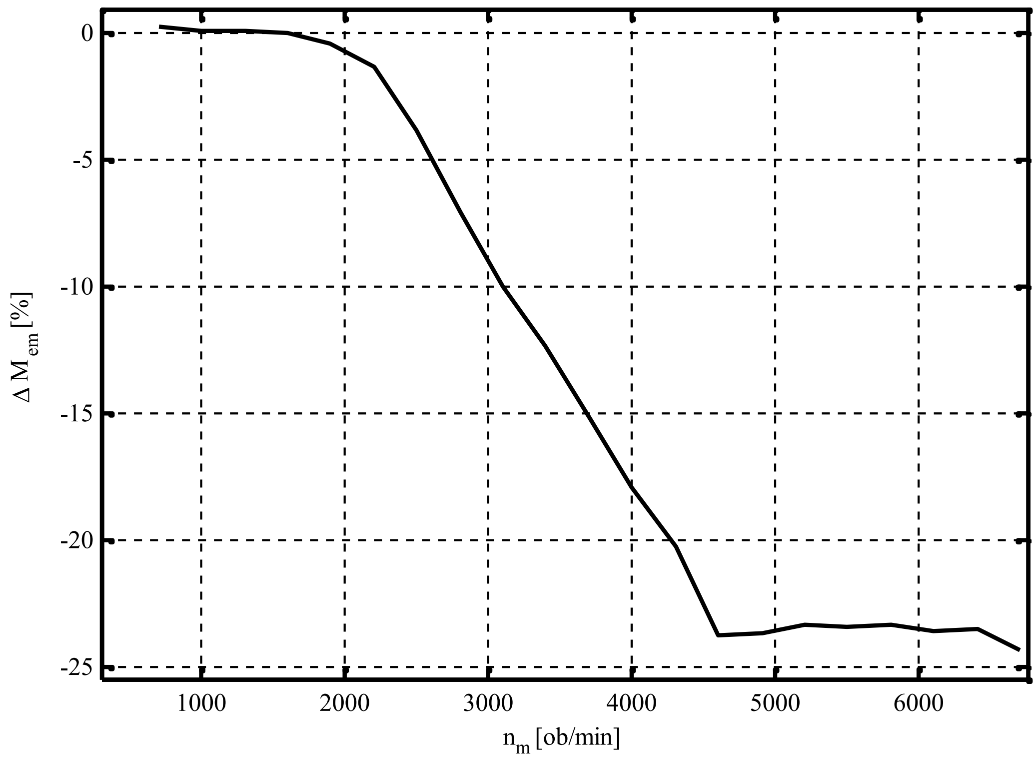
n_m [ob/min]	θ_{uk} [°]	θ_{isk} [°]	I_{eff} [A]	M_{em} [Nm]	M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	P [W]	I_{DC} [A]
700	55	72.7	1.2119	0.4941	0.4077	36.2194	0.8016
1000	53.8	74.2	1.2209	0.4957	0.4060	51.9096	1.049
1300	51.1	75.4	1.2225	0.4886	0.3997	66.5159	1.2201
1600	48.7	75.5	1.2132	0.4615	0.3804	77.3251	1.3443
1900	46.9	76.4	1.2098	0.4242	0.3507	84.402	1.3637
2200	45	74.9	1.1988	0.3866	0.3225	89.0651	1.3735
2500	43.3	73.2	1.1849	0.3485	0.2941	91.2371	1.3799
2800	42	72	1.1652	0.3105	0.2665	91.0434	1.3777
3100	40.8	70.8	1.1509	0.2794	0.2428	90.702	1.3709
3400	39.6	69.6	1.1417	0.2547	0.2231	90.6852	1.3677
3700	38.5	68.5	1.1307	0.234	0.2070	90.6664	1.3619
4000	37.4	67.4	1.1220	0.2164	0.1929	90.6454	1.359
4300	36.3	66.3	1.1155	0.2019	0.1810	90.9145	1.3561
4600	35.5	65.5	1.1041	0.1858	0.1683	89.5019	1.3354
4900	35.5	65.5	1.0386	0.1651	0.1590	84.7172	1.2515
5200	35.5	65.5	0.9810	0.1478	0.1507	80.4834	1.1781
5500	35.5	65.5	0.9295	0.1331	0.1432	76.6601	1.114
5800	35.5	65.5	0.8837	0.1205	0.1364	73.1886	1.056
6100	35.5	65.5	0.8407	0.1093	0.1300	69.8198	1.0039
6400	35.5	65.5	0.8043	0.1001	0.1245	67.0877	0.9575
6700	35.5	65.5	0.7696	0.0912	0.1185	63.9809	0.9145

однос M_{em}/I_{eff} који је на целом опсегу експлоатационе карактеристике на страни униполарног напајања сагласно слици 5.56 односно слици 5.57 на којој је дата одговарајућа релативна разлика. Узимајући у обзир функционалну зависност момента од брзине униполарно и биполарно напајаног 6/4 SRM-a, сасвим је очекивано да се снага машине мења на начин који је приказан на слици 5.58.

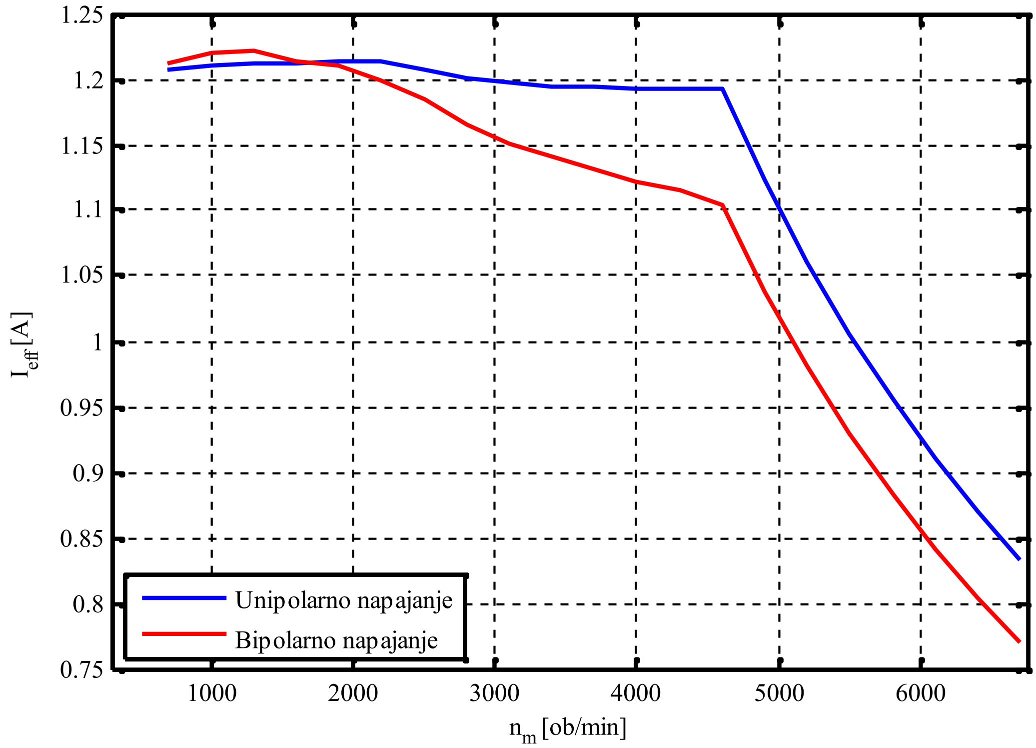
Када је у питању струја I_{DC}, њена промена у функцији брзине прати промену струје I_{eff} сагласно природи међусобне интеракције фаза и ограничењу максималног угла вођења што се види на слици 5.59.



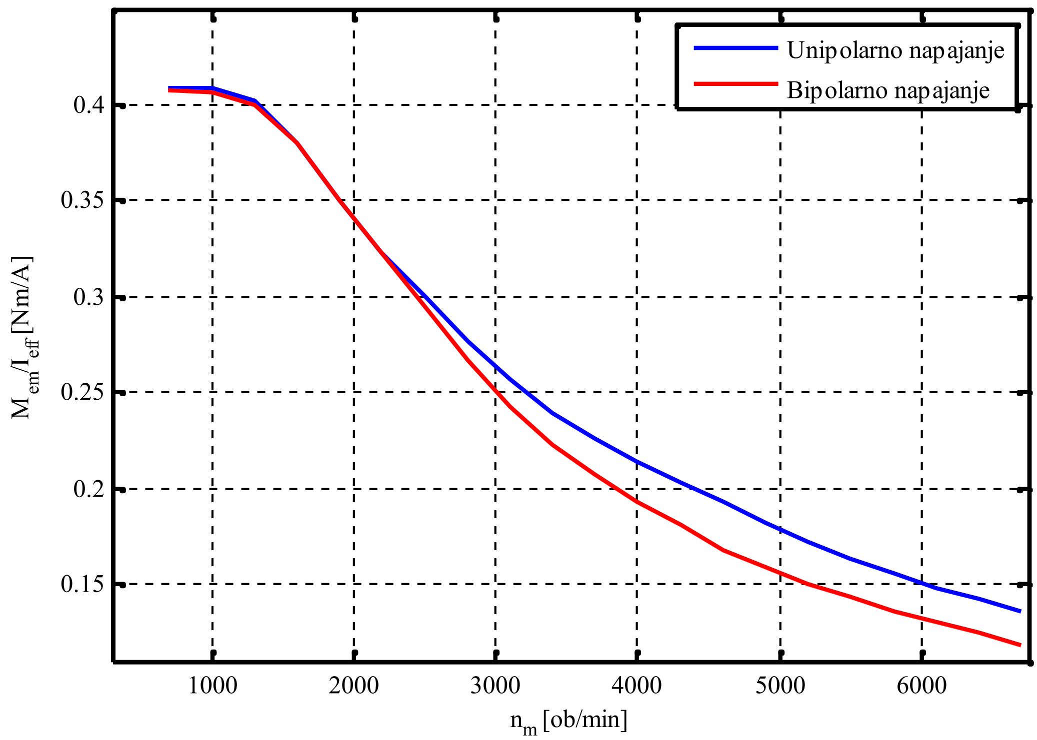
Слика 5.53 Експлоатационе карактеристике униполарно и биполарно напајаног 6/4 SRM-а добијене помоћу FEM модела.



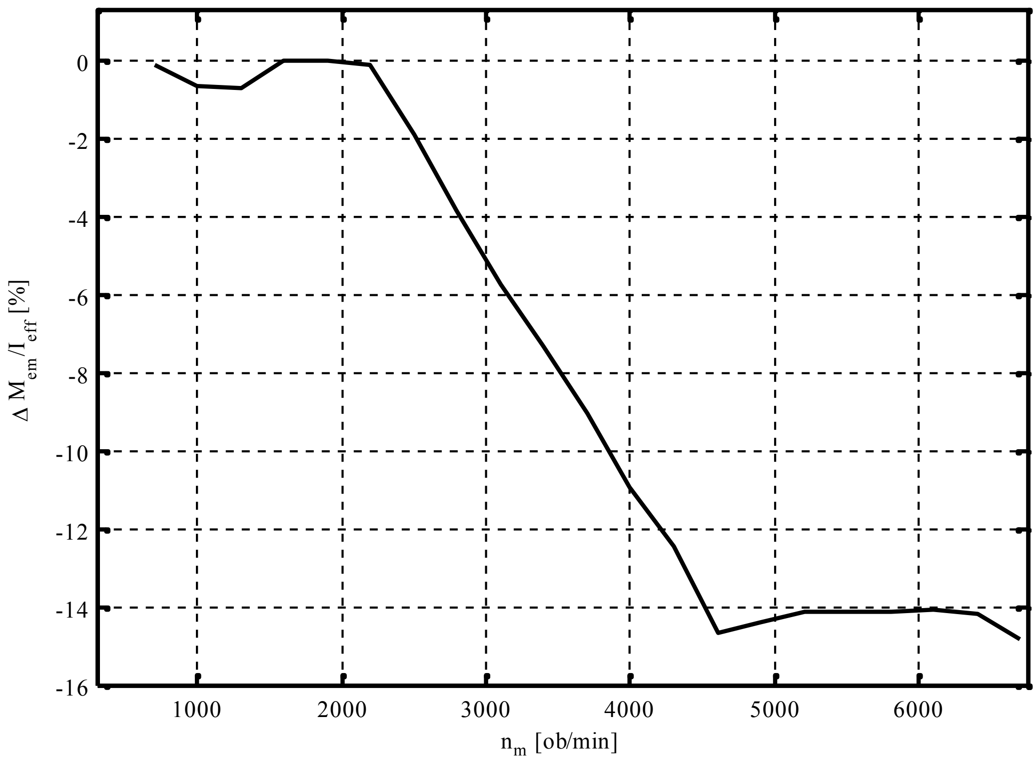
Слика 5.54 Релативна разлика електромагнетских момената биполарно и униполарно напајаног 6/4 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијена помоћу FEM модела.



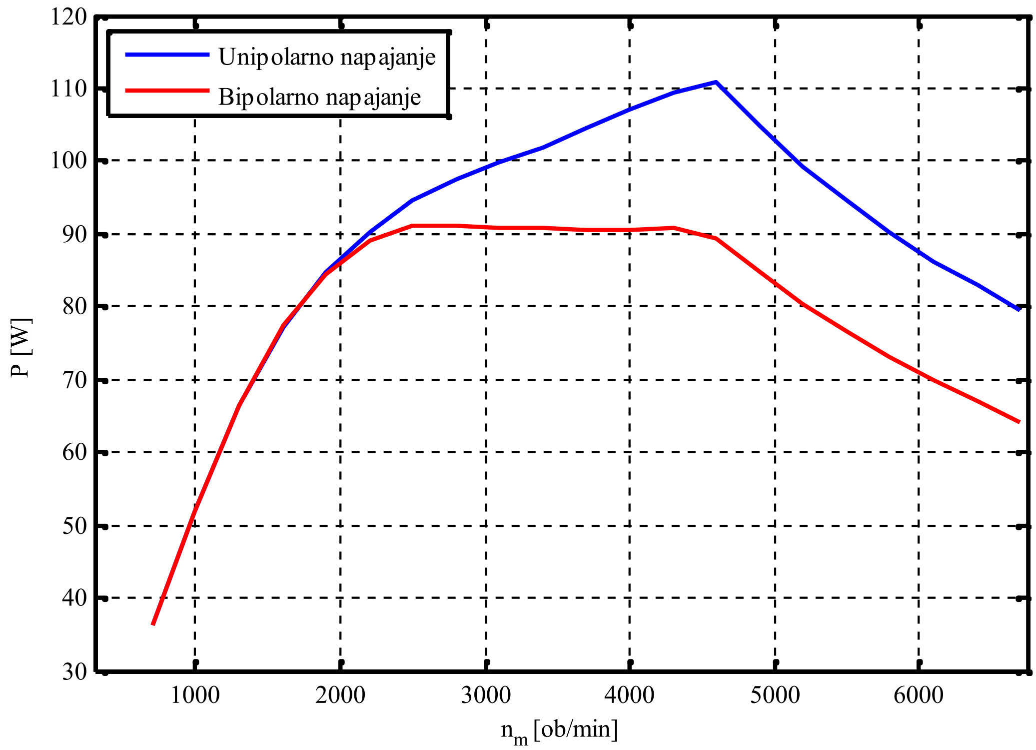
Слика 5.55 Средње ефективне вредности фазних струја униполарно и биполарно напајаног 6/4 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.



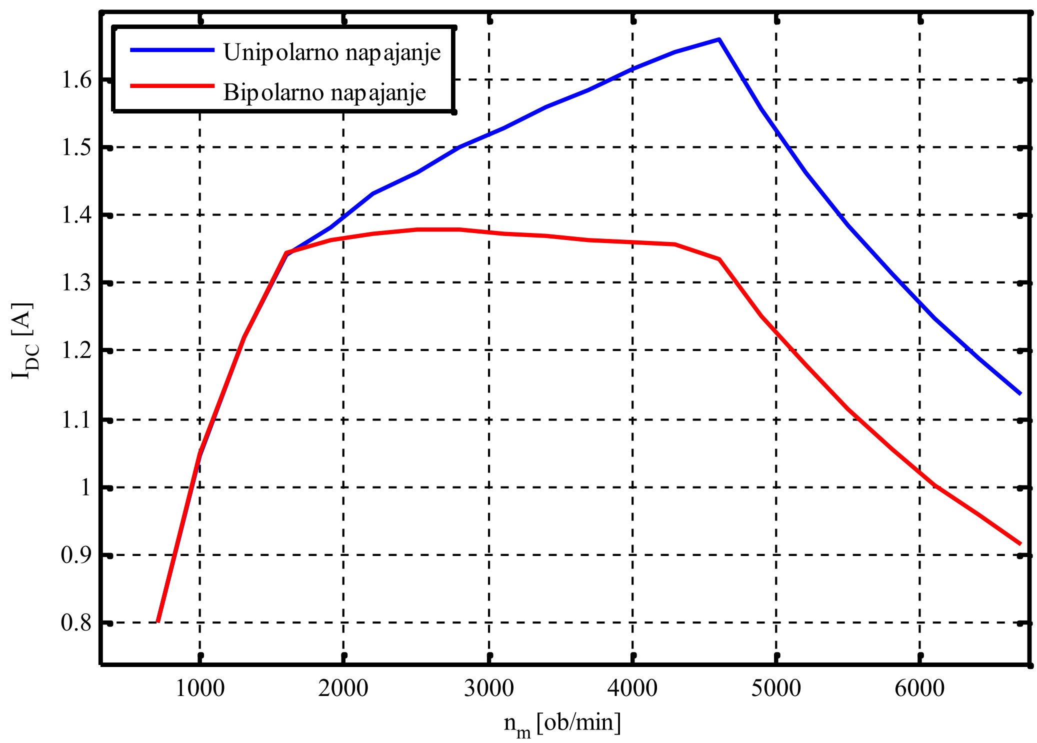
Слика 5.56 M_{em}/I_{eff} униполарно и биполарно напајаног 6/4 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијени помоћу FEM модела.



Слика 5.57 Релативна разлика M_{em}/I_{eff} биполарно и униполарно напајаног 6/4 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијена помоћу FEM модела.



Слика 5.58 Снаге униполарно и биполарно напајаног 6/4 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.



Слика 5.59 Средње вредности струја DC линка униполарно и биполарно напајаног 6/4 SRM-а у функцији брзине обртања ротора добијене помоћу FEM модела.

На основу добијених резултата може се закључити да су перформансе трофазног прекидачког релуктантног мотора напајаног из ТМИ-а и АПИ-а готово исте све док не наступи ограничење максимално дозвољеног угла вођења. Као последица овог ограничења, перформансе биполарно напајаног мотора се значајно нарушавају у односу на униполарно напајање. Дакле, позитивне особине ТМИ-а које се пре свега огледају у његовој структури онемогућавају један од главних захтева који се поставља пред један претварач за напајање SRM-а, а то је истовремена магнетизација суседних фаза мотора. Сагласно одељку 3.3, она је неопходна за постизање жељених перформанси мотора. Управо, немогућност истовремене магнетизације суседних фаза мотора ТМИ-ом је суштинска мана биполарног напајања трофазног SRM-а у односу на униполарно напајање код кога то ограничење не постоји.

6 ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКЦИЈА

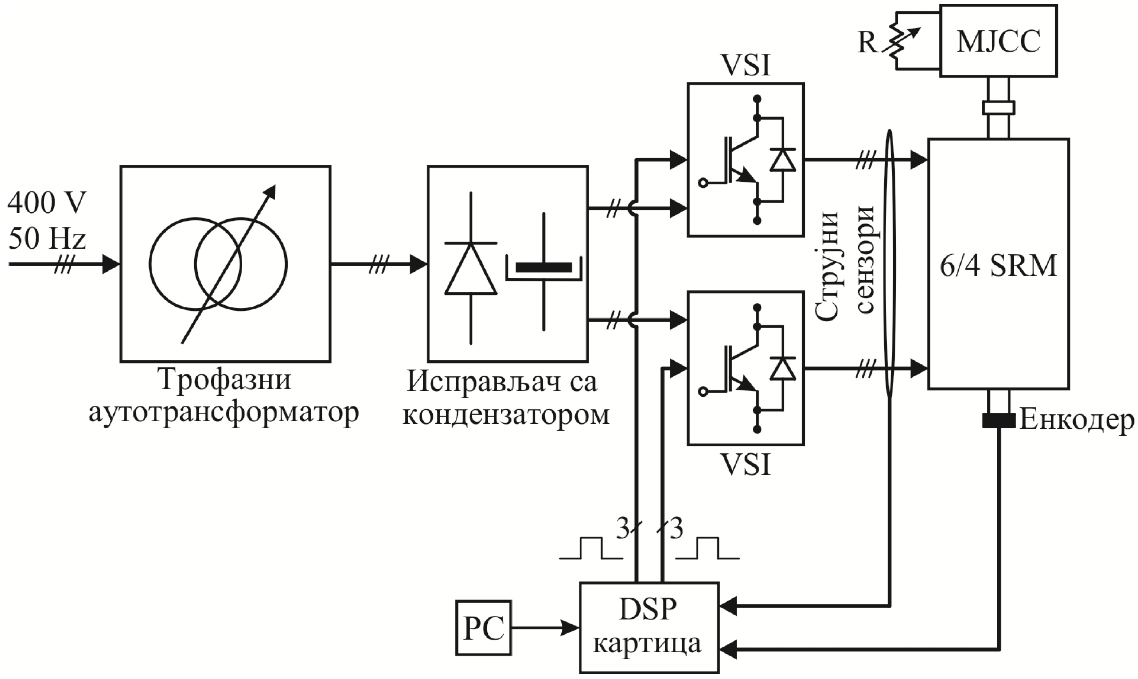
У овом поглављу је дат приказ експерименталне провере резултата и закључака који су претходно добијени коришћењем новог аналитичког и FEM модела. Тачност новог аналитичког модела је претходно верификована FEM моделом у четвртом поглављу поређењем одговарајућих резултата. Међутим, од велике је важности показати да се коришћењем новог аналитичког модела постиже предикција перформанси која је веома блиска реалном систему. Слично важи и за резултате и закључке који су добијени FEM моделом у петом поглављу а односе се на биполарно напајање и његов утицај на рад SRM-а.

У ту сврху сачињена је лабораторијска поставка са доступним 6/4 прекидачким релуктантним мотором. Делови ове поставке су описани у потпоглављу 6.1. Управљачки алгоритми за потребе експерименталне верификације резултата који укључују униполарно и биполарно напајање представљени су у потпоглављу 6.2. Након тога, у потпоглављу 6.3 се пореде резултати M2, FEM модела и експеримента на основу чега се изводе одређени закључци.

6.1 Опис експерименталне поставке погона са 6/4 SRM-ом

Блок шема експерименталног погона 6/4 SRM-а приказана је на слици 6.1. Трофазни аутотрансформатор и диодни исправљач са електролитичким кондензатором обезбеђују једносмерни извор напајања погонског претварача. Погонски претварач се састоји од два VSI-а са упаљачким колима које карактерише потпуно независно управљање појединачним IGBT-овима. Захваљујући овој особини, могуће је реализовати све потребне топологије инвертора везивањем крајева фазних намотаја експерименталног 6/4 SRM-а на одговарајући начин.

Машина за једносмерну струју са сталним магнетима на статору је спрегнута са посматраним 6/4 SRM-ом. Она на тај начин представља његово оптерећење које се може регулисати захваљујући отпорнику променљиве отпорности везаном између крајева арматурног намотаја.

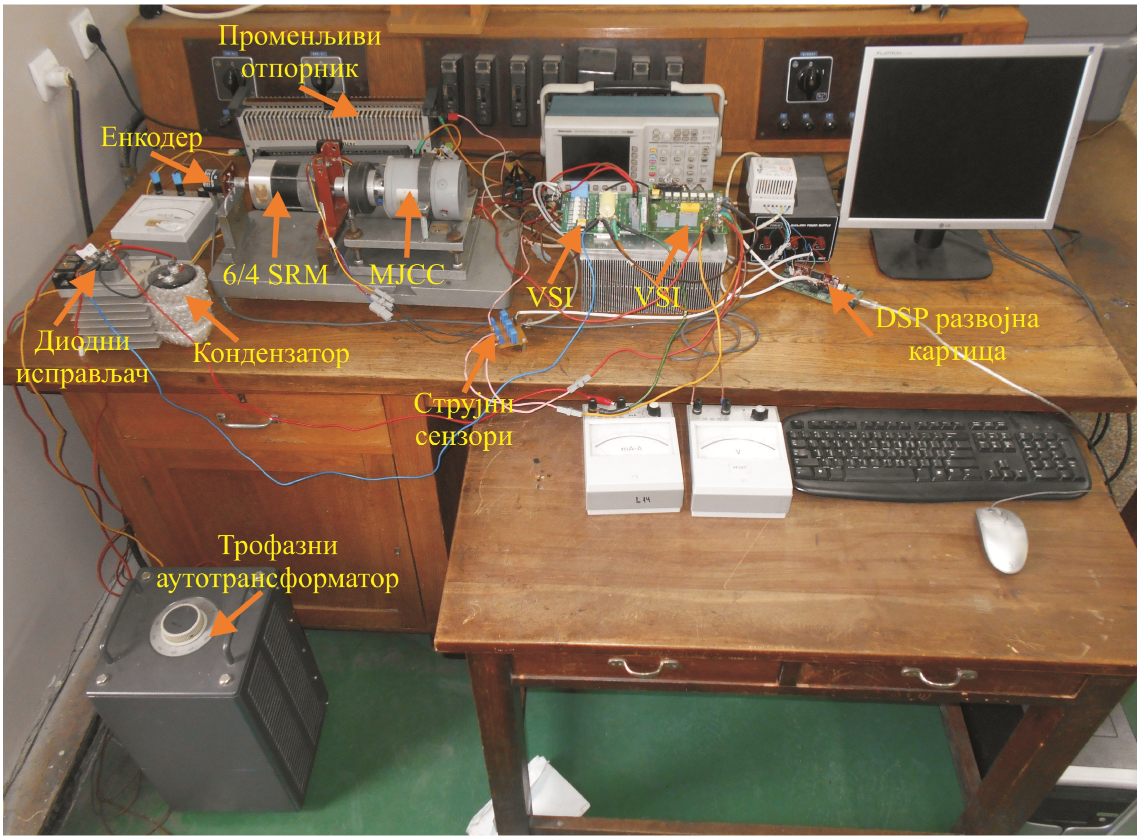


Слика 6.1 Блок шема експерименталне поставке погона са 6/4 SRM-ом.

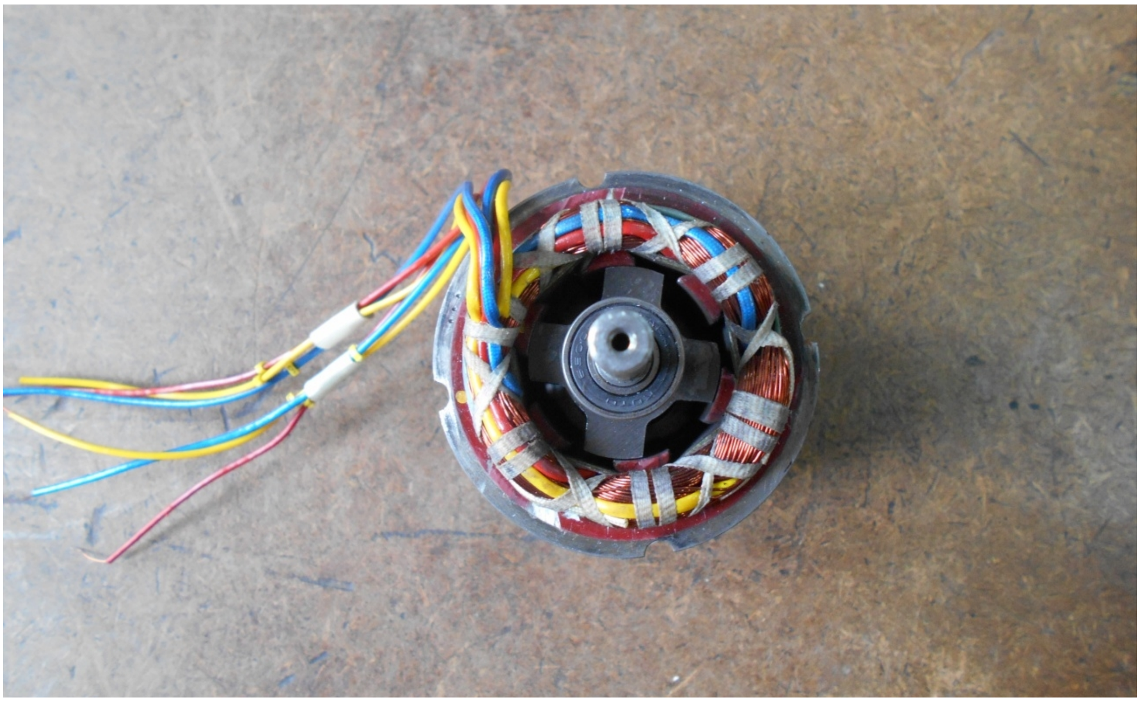
Мерење фазних струја и положаја ротора 6/4 SRM-а се врши помоћу струјних LEM сензора који раде на бази Холовог ефекта и инкременталног енкодера који је монтиран на вратилу мотора, респективно. Превођење мерених величина у дигитални облик се врши помоћу A/D конвертора и EQEP (*Enhanced Quadrature Encoder Pulse*) модула дигиталног сигнал процесора DSP TMS320F28335.

На основу добијених података о позицији и струји и одговарајућег алгоритма управљања, DSP генерише управљачке PWM сигнале који одређују стања IGBT-ова у оквиру наведених трофазних напонских инвертора. Програмирање DSP-а се врши из PC-а преко USB кабла, коришћењем *Matlab/Simulink Embeded Coding* платформе којом се генерише *source code* и *Code Composer*-а којим се генерисани програм спушта у меморију DSP-а.

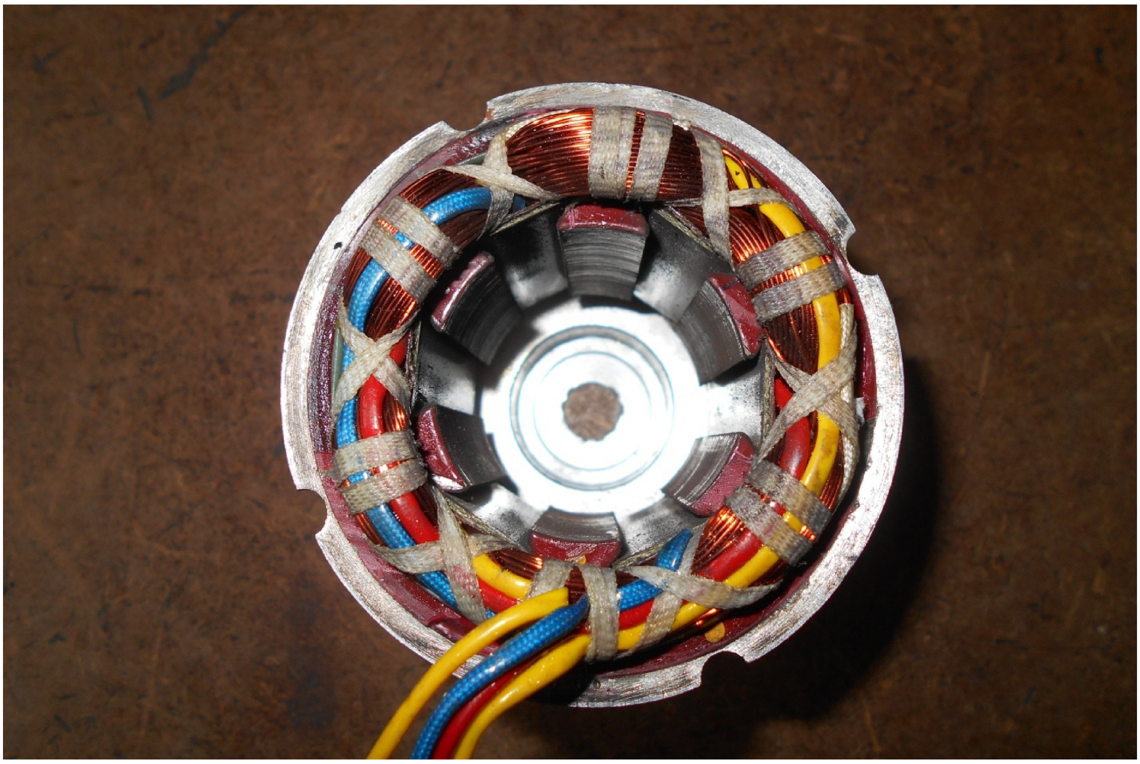
Фотографија целокупне експерименталне поставке приказана је на слици 6.2, док фотографије на сликама 6.3-6.9 имају за циљ да апострофирају статор и ротор посматраног 6/4 SRM-а, трофазне напонске инверторе који се користе у реализацији његовог напајања, развојну картицу *TI Peripheral Explorer* на којој се налази DSP, струјне сензоре и енкодер, респективно. При томе, од значаја је поновити да статору и ротору експерименталног мотора са слике 6.3 одговара попречни пресек 6/4 SRM-а који је претходно моделован новим аналитичким и FEM моделом сагласно одељцима 3.8 и 4.2.



Слика 6.2 Фотографија експерименталне поставке погона са 6/4 SRM-ом.

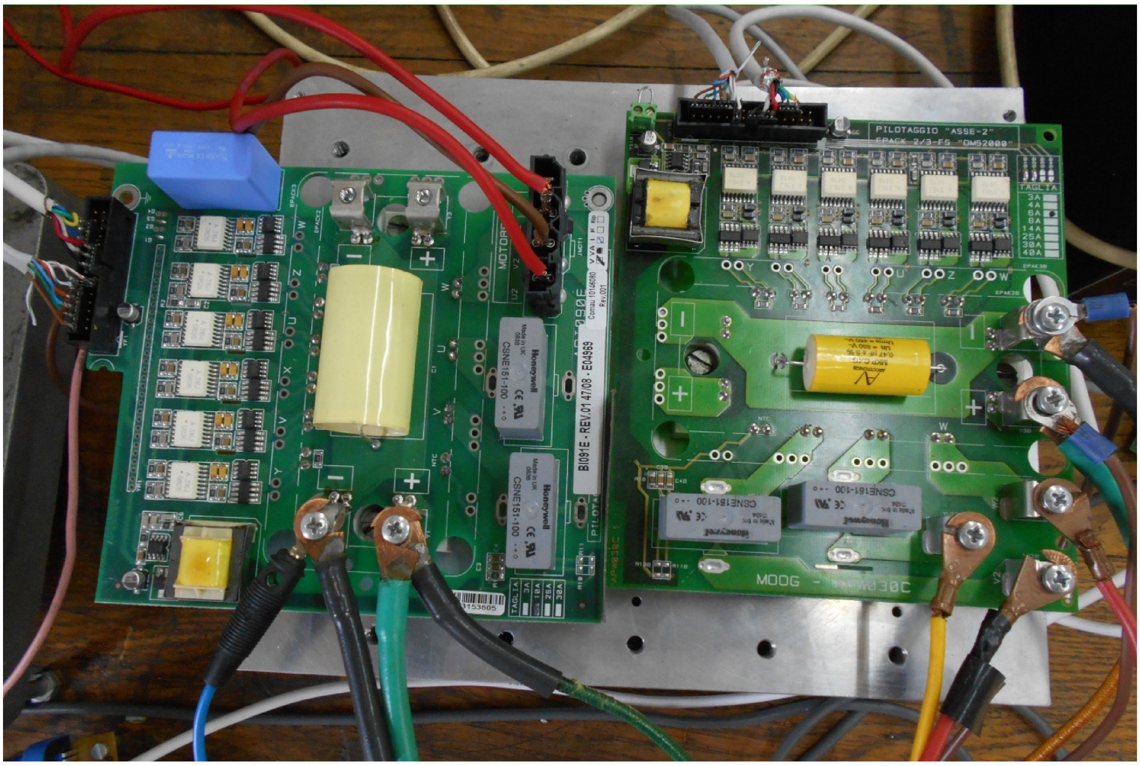


Слика 6.3 Фотографија експерименталног 6/4 SRM-а.

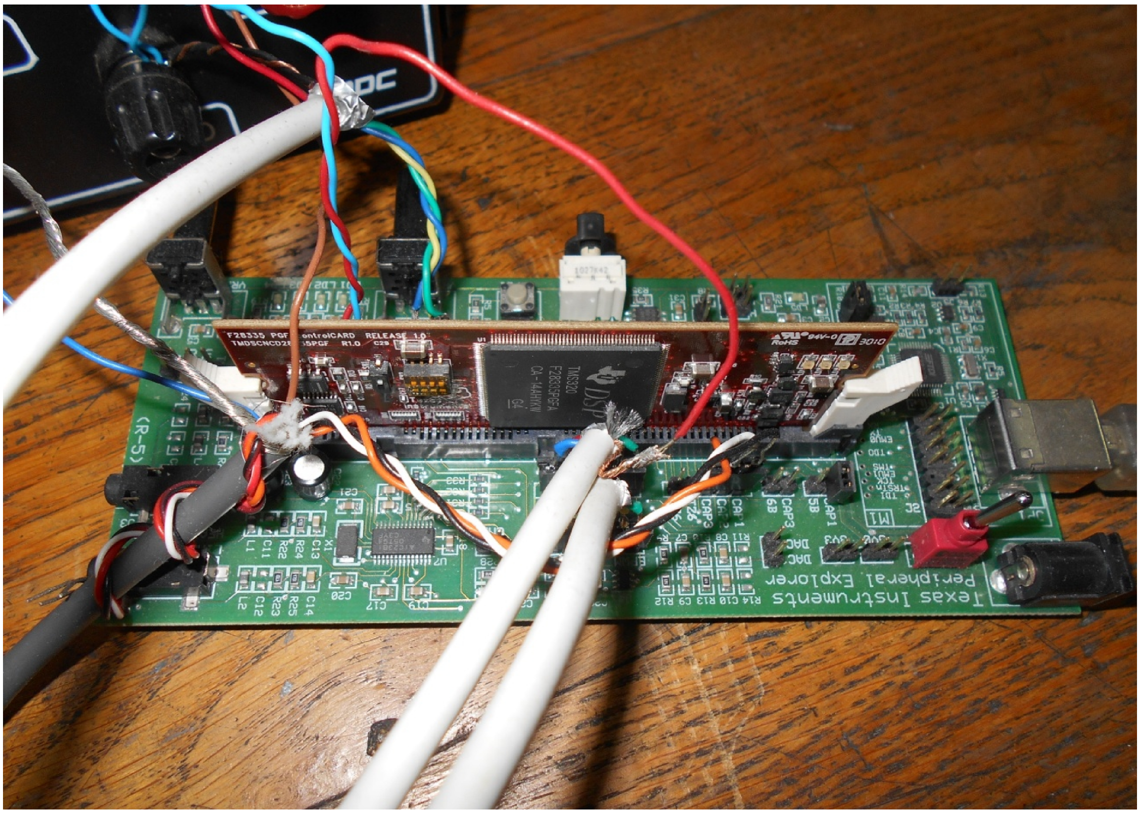


Слика 6.4 Фотографија статора експерименталног 6/4 SRM-а.

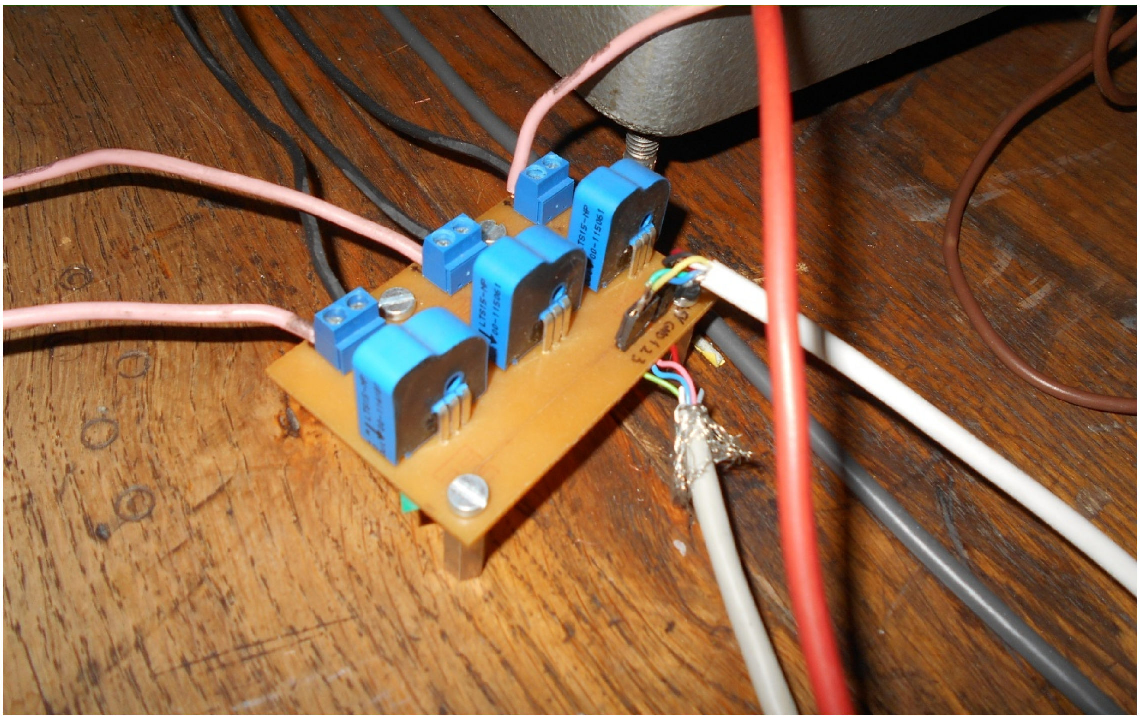
Слика 6.5 Фотографија ротора експерименталног 6/4 SRM-а.



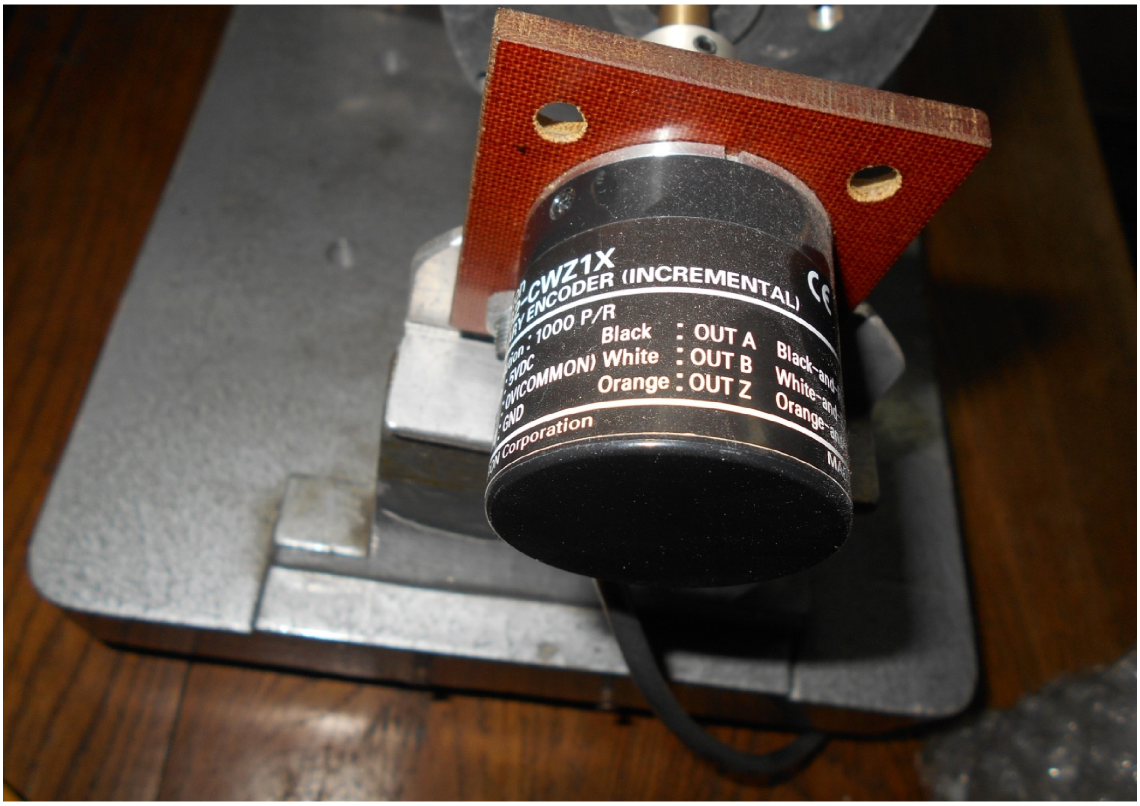
Слика 6.6 Фотографија два трофазна напонска извора.



Слика 6.7 Фотографија развојне картице TI Peripheral Explorer на којој се налази DSP.



Слика 6.8 Фотографија струјних LEM сензора.



Слика 6.9 Фотографија инкременталног енкодера.

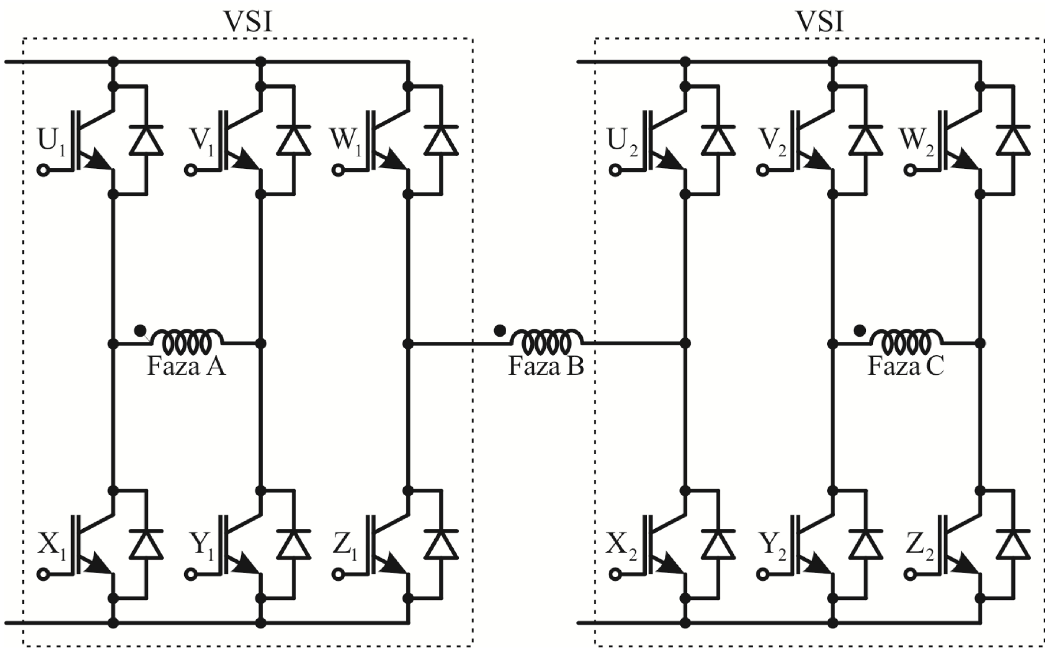
6.2 Управљачки алгоритам

За потребе експеримента имплементиран је једноставан контролни алгоритам који подразумева рад мотора у отвореној петљи, тако да је брзина мотора одређена карактеристикама оптерећења и условима напајања (напон напајања, референтна струја, угао укључења и искључења) који се задају ручно у самом програму. Регулација фазних струја се врши поређењем референтних и мерених вредности користећи хистерезисни регулатор на основу чега се сагласно угаоном положају ротора и угловима укључења и искључења генеришу PWM сигнали одговарајућих фаза мотора. Ако је мерена струја већа од референтне, тада се фазна струја ограничава смањењем средње вредности напона напајања при чему је прекидачка учестаност током хистерезисне регулације струје дефинисана ширином хитерезиса и фреквенцијом одабирања струје. У случају када мерена струја не превазилази референтну, тада хистерезисни регулатор није активан и ширина генерисаних PWM сигнала активних фаза једнака је углу вођења θ_D.

Пре него што почне извршавање управљачког алгоритма врши се процес инцијализације. Она има за циљ постављање ротора у познати положај који представља усаглашени положај роторског пола и статорског пола произвољно одабране фазе мотора. Након иницијализације позиције следи побуђивање фаза сагласно дефинисаној секвенци побуђивања и жељеном смеру обртања. Горе наведени алгоритам управљања се примењује за оба начина напајања 6/4 SRM-а.

6.2.1 Реализација управљачког алгоритма униполарног напајања трофазног 6/4 SRM-а

У циљу верификације резултата који су добијени новим аналитичким моделом неопходна је реализација униполарног напајања 6/4 SRM-а који је описан у одељку 2.6 узимајући у обзир контролни алгоритам представљен у одељку 6.2. Пошто су на располагању два VSI-а, АПИ конфигурисан помоћу њих приказан је на слици 6.10. Може се закључити да је на овај начин, сагласно режимима рада АПИ-а, 6 IGBT прекидача од њих 12 пасивно. Због тога је одлучено да су X1, V1, Z1, U2, Y2 и W2 прекидачи посматраних трофазних напонских извора који се не користе у процесу реализације униполарног



Слика 6.10 Реализација трофазног АПИ-а коришћењем два VSI-a.

напајања.

Имајући ово у виду имплементиран је одговарајући програмски код. Као што је већ речено, програмирање DSP-a се врши коришћењем *Matlab/Simulink Embeded Coding* платформе којом се генерише *source code* и *Code Composer*-a којим се генерисани програм спушта у меморију DSP-a.

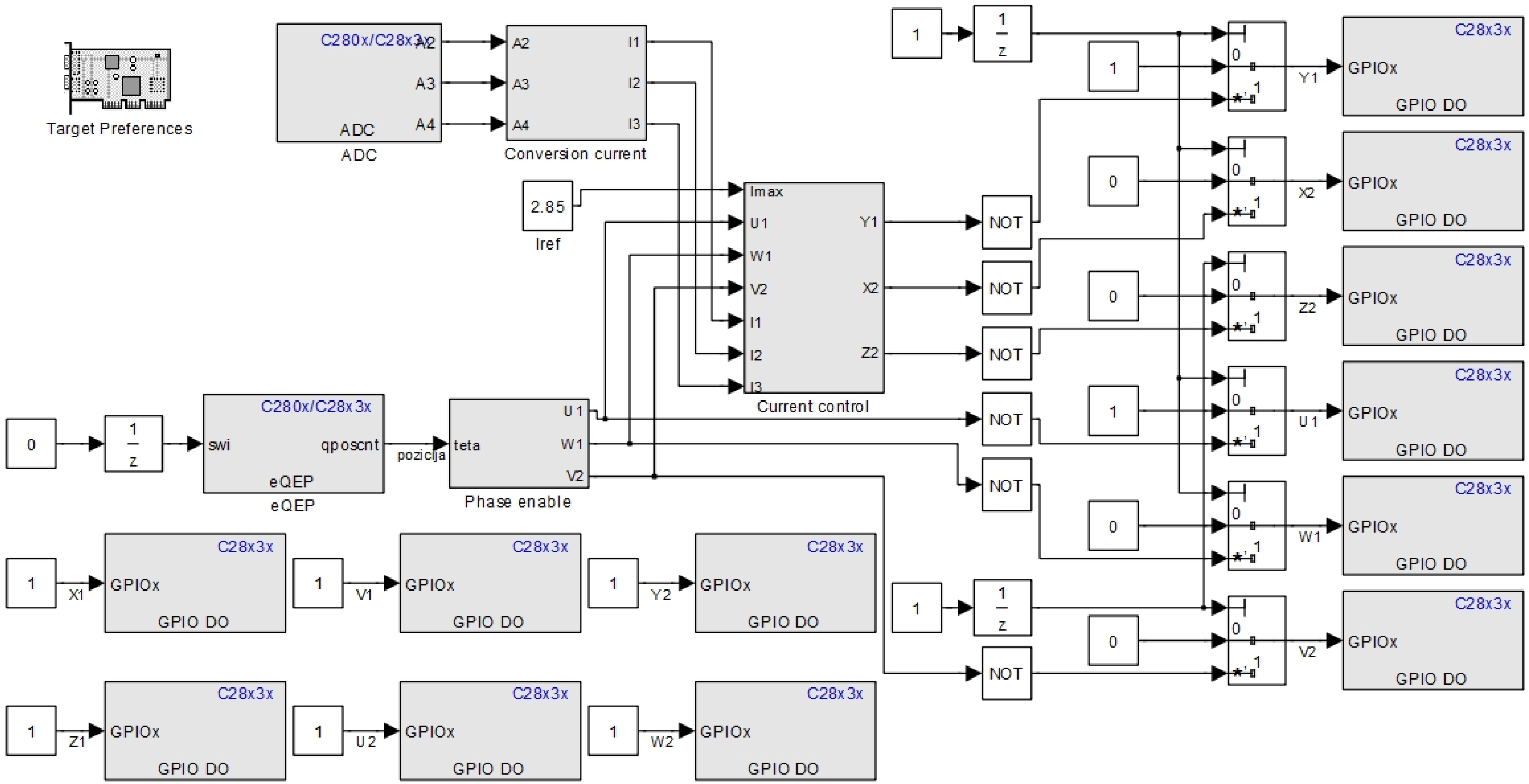
Реализација униполарног напајања 6/4 SRM-a у *Matlab/Simulink Embeded Coding* програмском окружењу приказана је на слици 6.11. На њој се може уочити неколико саставних делова помоћу којих су конфигурисани неопходни модули DSP-a и имплементирана управљачка логика.

ADC блок служи за конфигурисање модула A/D конверзије DSP-a. У њему је дефинисан број потребних улазних канала A/D конверзије као и време одабирања којим се мерени аналогни сигнали фазних струја претварају у дигиталне сигнале. Пошто је за реализацију дефинисаног алгоритма управљања неопходно мерење свих фазних струја процес A/D конверзије се врши помоћу три канала при чему је време одабирања 100 μs. Претварање дигитализованих фазних струја DSP-a у стварне вредности струја у амперима извршено је у блоку “Conversion current”.

eQEP блок служи за конфигурисање eQEP модула DSP-a. Његова улога је да на основу енкодерских импулса обезбеди информацију о позицији, брзини и смеру обртања ротора. У блоку “Phase enable” је дефинисана секвенца односно редослед побуђивања фаза у зависности од положаја ротора сагласно одељку 3.6.3. Регулација фазних струја је имплементирана у блоку “Current control”.

GPIO блокови служе за конфигурацију улазно/излазних пинова опште намене (GPIO пинови). Сви GPIO пинови који се користе у имплементацији алгоритма управљања су конфигурисани као дигитални излази. Као што је раније наглашено, шест дигиталних излаза је неактивно. Међутим, будући да је управљање прекидачима једне фазе VSI-а независно, због могућности њиховог истовременог вођења они су из разлога сигурности софтверски предефинисани као неактивни прекидачи довођењем у стање логичке јединице.

На основу формираног *Matlab/Simulink Embeded Coding* модела са слике 6.11 генерише се *source code* (фајл са екстензијом .c) који се помоћу *Code Composer*-а спушта у меморију DSP-а након чега је програм спреман за извршење. Покретање, паузирање и заустављање извршења програма у DSP се такође врши из *Code composer*-а као и праћење програмских варијабли од интереса.

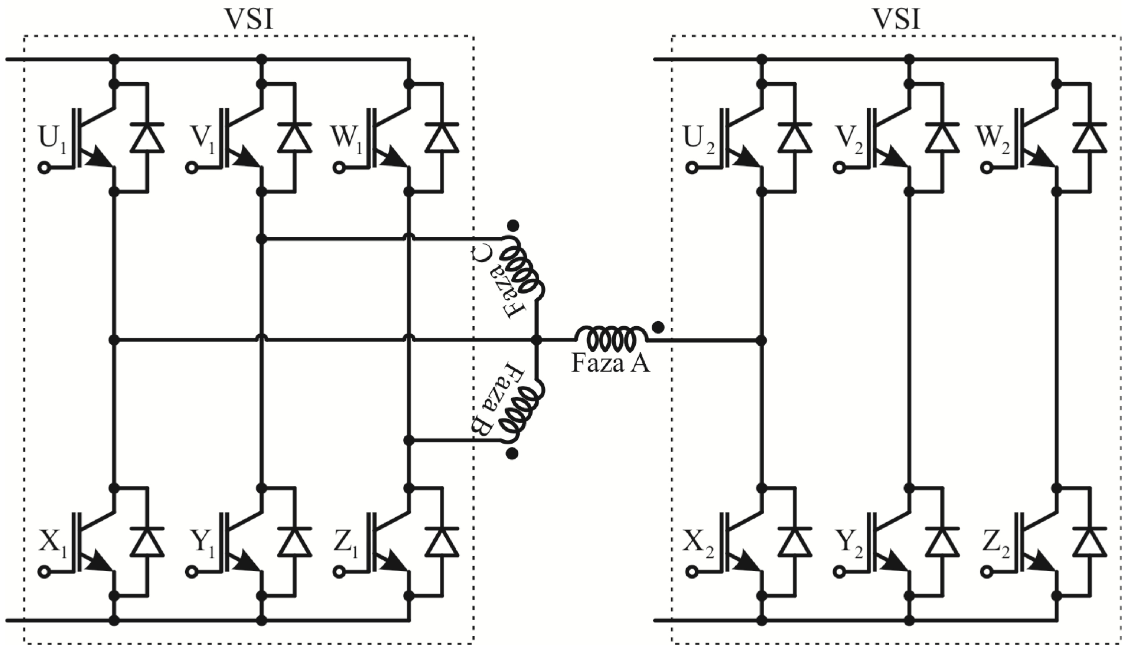


Слика 6.11 Реализација униполарног напајања 6/4 SRM-а у Matlab/Simulink Embeded Coding програмском окружењу.

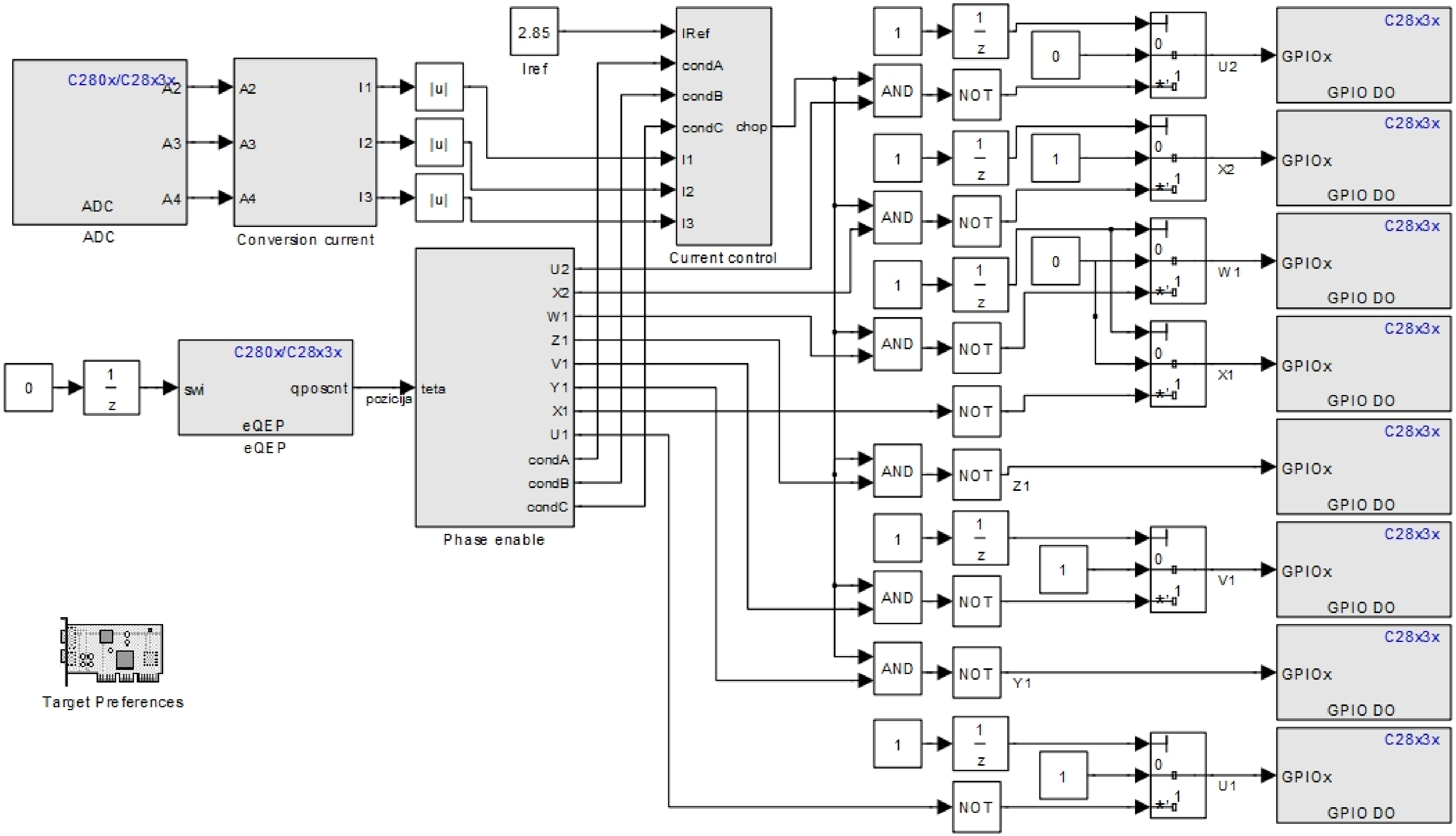
6.2.2 Реализација управљачког алгоритма биполарног напајања трофазног 6/4 SRM-а

Провера резултата који су добијени FEM моделом а односе се на биполарно напајање 6/4 SRM-а захтева реализацију алгоритма управљања који је описан у одељку 5.5 и контролног алгоритма из одељка 6.2. Конфигурација ТМИ-а добијена користећи два VSI-а приказана је на слици 6.12. Дакле, две инверторске фазе једног трофазног напонског инвертора уопште нису део концепта експерименталне реализације биполарног напајања.

Начин и методологија којом је реализовано униполарно напајање 6/4 SRM-а аналогно се примењује и за имплементацију биполарног напајања узимајући у обзир све његове специфичности као и захтеве које поставља контролни алгоритам. *Matlab/Simulink Embeded Coding* модел који се користи потребе експерименталне верификације резултата биполарног напајања је приказан на слици 6.13. Слично, као у случају униполарног напајања, конфигурисање модула DSP-а и управљачке логике биполарног напајања је извршену унутар дефинисаних блокова чији је опис и сврха дата у одељку 6.2.1



Слика 6.12 Реализација ТМИ-а коришћењем два VSI-а.



Слика 6.13 Реализација биполарног напајања 6/4 SRM-а у Matlab/Simulink Embeded Coding програмском окружењу.

При томе, треба нагласити да је управљачка логика биполарног напајања значајно сложенија у односу на униполарно из више разлога. То је пре свега због чињенице што се прекидачи помоћне фазе за контролу звездишта, U_1 и X_1, користе за управљање свих фаза мотора при чему је услов да не сме постојати могућност њиховог истовременог вођења. Са друге стране, за све прекидаче преосталих инверторских фаза било је неопходно дефинисати управљачку логику која узима обзир цикличну промену смера фазних струја сагласно одељку 5.5.1.

6.3 Експериментални резултати

Експериментални резултати обухватају две групе мерења. Прва група се односи на радне режиме којима се верификује тачност новог аналитичког модела. Друга група мерења има за циљ верификацију ефеката биполарног напајања који су претходно утврђени FEM анализом.

6.3.1 Експериментална верификација новог аналитичког модела

Експериментална верификација новог аналитичког модела се врши за четири радна режима која су дефинисана у табели 6.1. Ови радни режими су изабрани из два разлога. Први разлог је да се обухвати широк опсег брзина као и ниво преклапања струја суседних фаза мотора. Други разлог лежи у чињеници што избор ових радних режима пружа могућност верификације тачности модела M2 пошто су они најприближнији радним режимима из табела 3.4 и 3.13 који су били предмет детаљне анализе M2 и FEM модела.

У циљу коректног поређења, крајеви фазних намотаја мотора су везани за инверторске фазе сагласно сликама 3.9(а) и 6.10 тако да се постигне 6/4 SRM_T1 секвенца магнетског поларитета фаза. Дакле, у овом случају се има униполарно напајање 6/4 SRM-а код којег је једна комбинација фаза мотора различитог магнетског поларитета а преостале две истог. Услед недостатка сензора момента

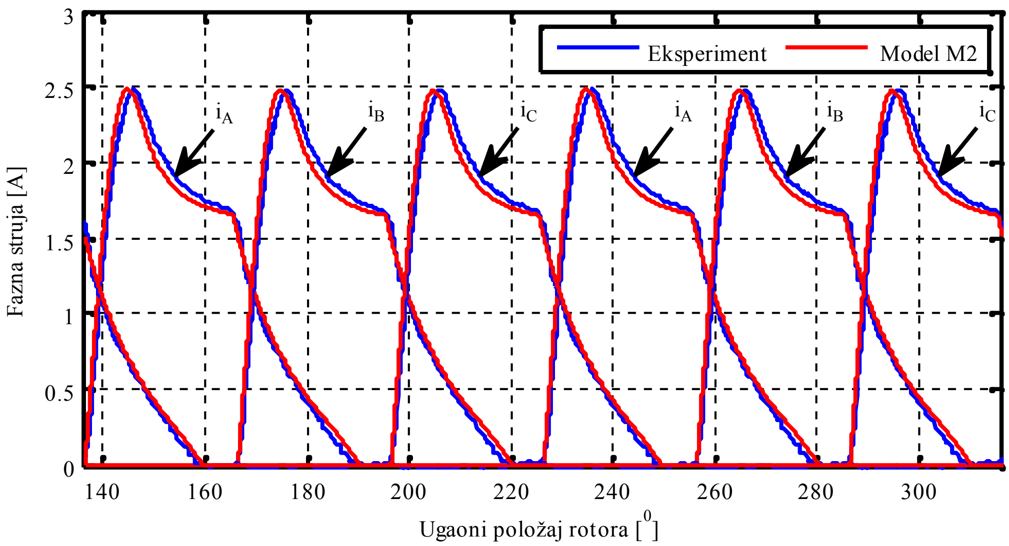
Табела 6.1 Радни режими 6/4 SRM-а за које се врши поређење симулационих и експерименталних резултата.

	ПРИМЕР 1	**ПРИМЕР 2**	**ПРИМЕР 3**	**ПРИМЕР 4**
V_{DC} **[V]**	80	80	80	80
θ_{ON} **[°]**	46.5	41.9	37.8	39
θ_{OFF} **[°]**	75.5	73.5	73.6	78.5
n_m **[ob/min]**	2040	3600	4250	3100

мерење је фокусирано на таласне облике фазних струја. За сваки од радних режима се пореде таласни облици фазних струја новог аналитичког модела и експеримента, као и одговарајуће ефективне вредности.

Таласни облици фазних струја радних режима из табеле 6.1 су приказани на сликама 6.14-6.17 док су одговарајуће ефективне вредности дате у табелама 6.2-6.5. На основу добијених резултата може се рећи да постоји веома добро слагање таласних облика новог аналитичког модела и експеримента.

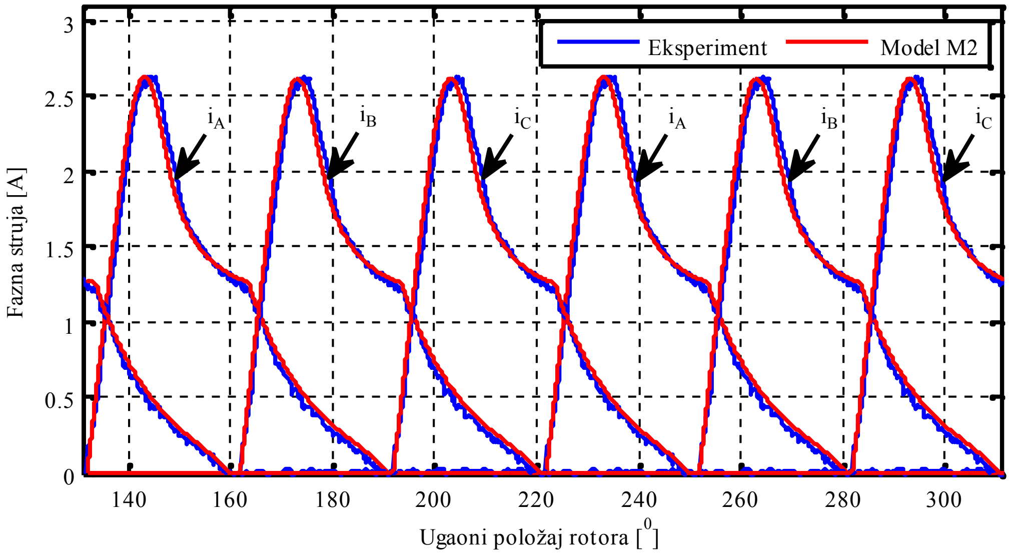
Одређена мања одступања од реалних таласних облика су последица пре свега што моделована геометрија магнетског кола статора у новом аналитичком моделу не узима у обзир специфичност облика статорског јарма и полова, сагласно одељку 4.2.1. Такође, треба имати у виду и чињеницу да индуктивност у неусаглашеном положају, као улазни параметар новог аналитичког модела односно њена тачност одређивања FEM моделом доприноси одступању од реалних вредности. Међутим, горе наведено има веома мали утицај на ефективне вредности фазних струја новог аналитичког модела тако да су оне веома блиске са реалним.



Слика 6.14 Поређење фазних струја 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 1 из табеле 6.1 добијених помоћу експеримента и M2 модела.

Табела 6.2 Ефективне вредности фазних струја 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 1 из табеле 6.1 добијене помоћу експеримента и M2 модела.

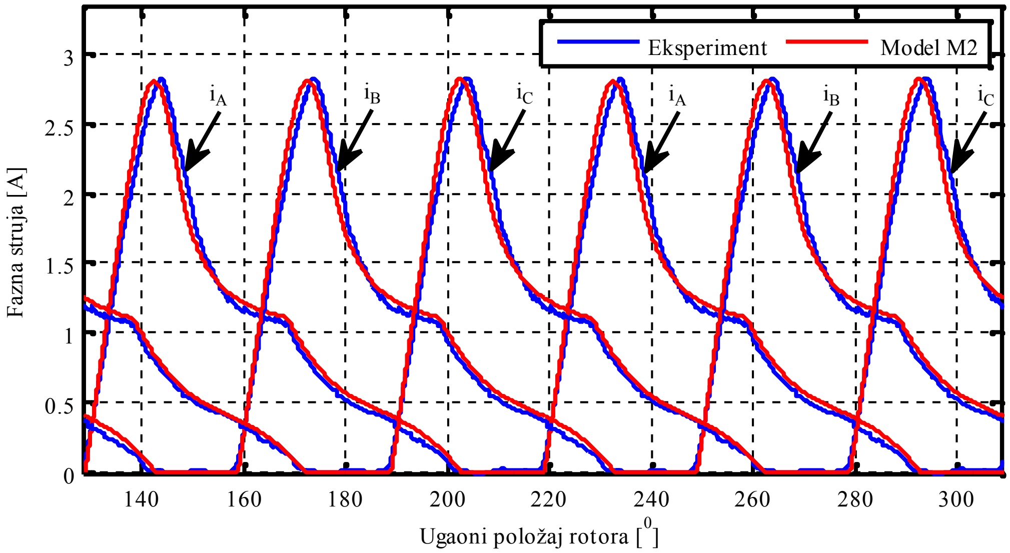
	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]
Модел M2	1.1410	1.1373	1.1356
Експеримент	1.1425	1.1389	1.1373



Слика 6.15 Поређење фазних струја 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 2 из табеле 6.1 добијених помоћу експеримента и М2 модела.

Табела 6.3 Ефективне вредности фазних струја 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 2 из табеле 6.1 добијене помоћу експеримента и М2 модела.

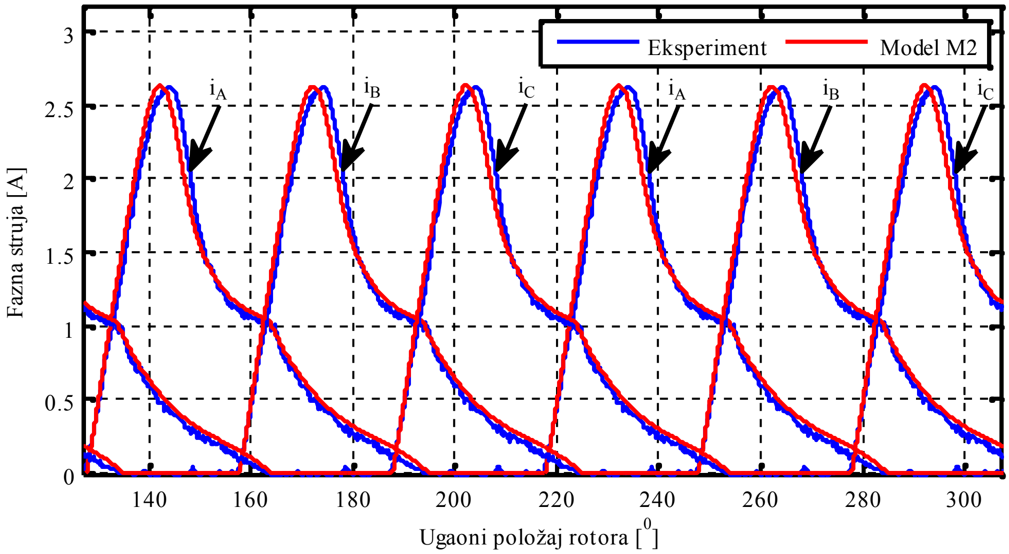
	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]
Модел М2	1.0907	1.0881	1.0866
Експеримент	1.0758	1.0730	1.0716



Слика 6.16 Поређење фазних струја 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 3 из табеле 6.1 добијених помоћу експеримента и М2 модела.

Табела 6.4 Ефективне вредности фазних струја 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 3 из табеле 6.1 добијене помоћу експеримента и М2 модела.

	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]
Модел М2	1.1955	1.1988	1.1998
Експеримент	1.1739	1.1756	1.1765



Слика 6.17 Поређење фазних струја 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 4 из табеле 6.1 добијених помоћу експеримента и М2 модела.

Табела 6.5 Ефективне вредности фазних струја 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 4 из табеле 6.1 добијене помоћу експеримента и М2 модела.

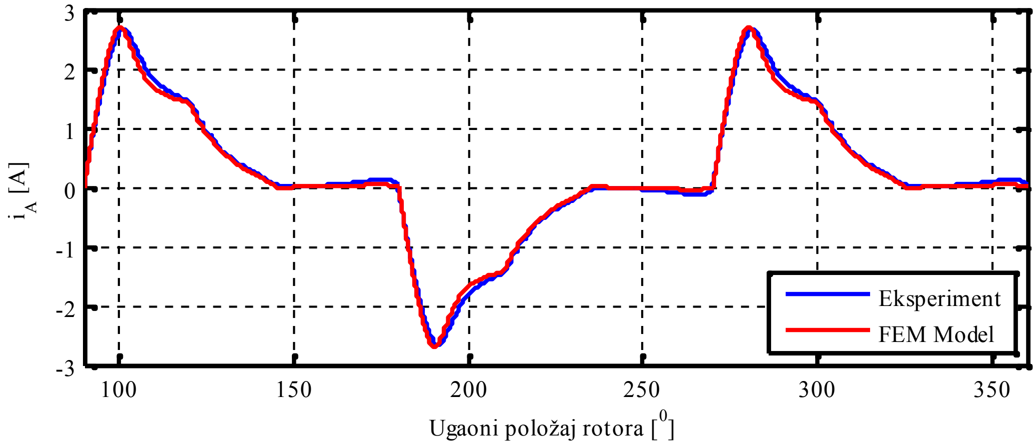
	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]
Модел М2	1.0871	1.0858	1.0866
Експеримент	1.0829	1.0795	1.0806

6.3.2 Експериментална верификација биполарног напајања 6/4 SRM-а

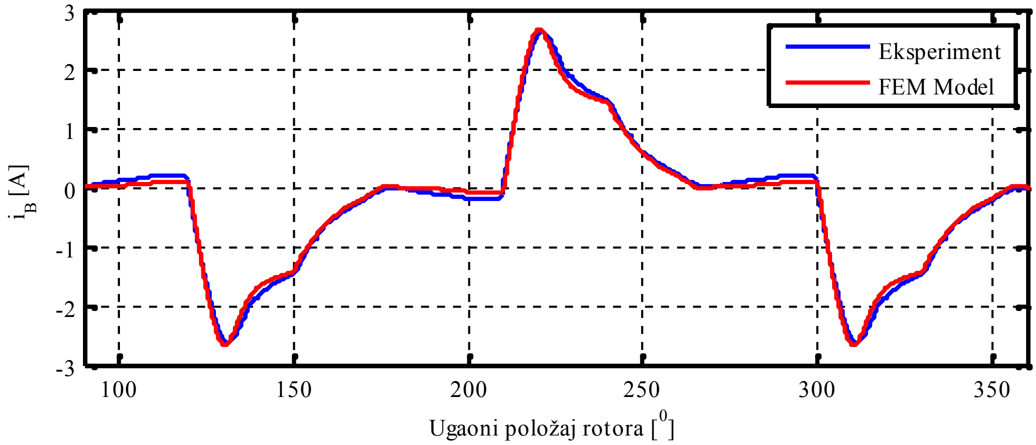
Експериментална верификација биполарног напајања 6/4 SRM-а се врши за три радна режима која су дефинисана у табели 6.6. Избор ових радних режима има за циљ да се верификују карактеристичне појаве које су последица инхерентних особина биполарног напајања. Треба напоменути да су ове појаве уско везане за радни режим мотора, односно ширину угла вођења θ_D од које зависи природа међусобне интеракције ТМИ-а и мотора сагласно одељку 5.5. У циљу јаснијег уочавања појава које су последица биполарног напајања, преклопљени су таласни облици струја FEM модела и експеримента за сваку фазу појединачно. То се види на сликама 6.18-6.20 које одговарају дефинисаним

Табела 6.6 Радни режими биполарно напајаног 6/4 SRM-а за које се врши поређење симулационих и експерименталних резултата.

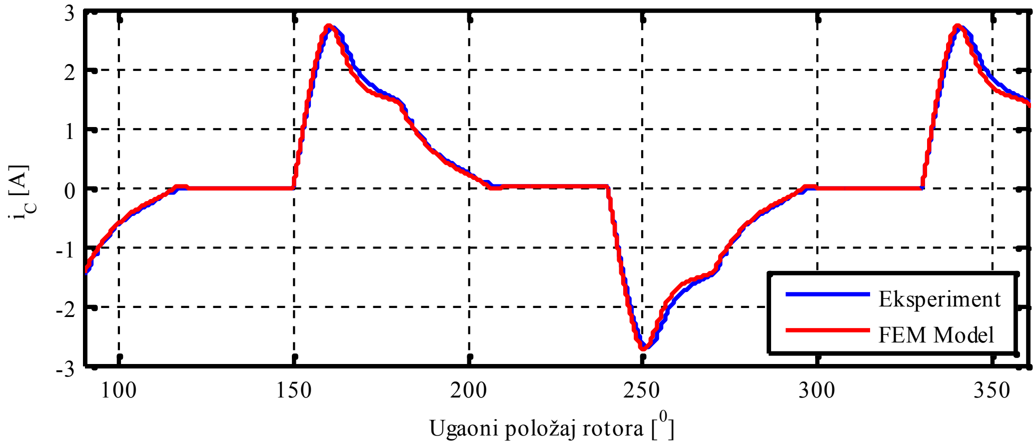
	ПРИМЕР 1	ПРИМЕР 2	ПРИМЕР 3
V_{DC} [V]	80	80	80
θ_{ON} [°]	44	44	46
θ_{OFF} [°]	74	73	71
n_m [ob/min]	2040	3600	4250



(a)



(б)

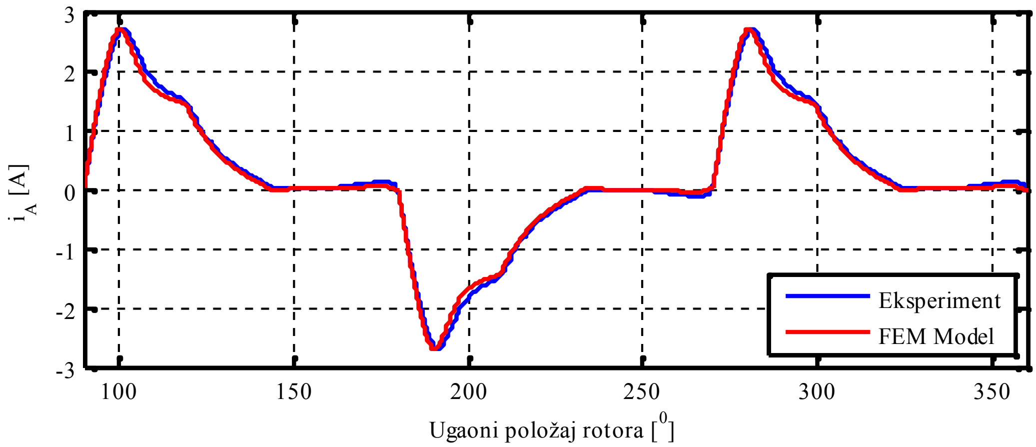


(в)

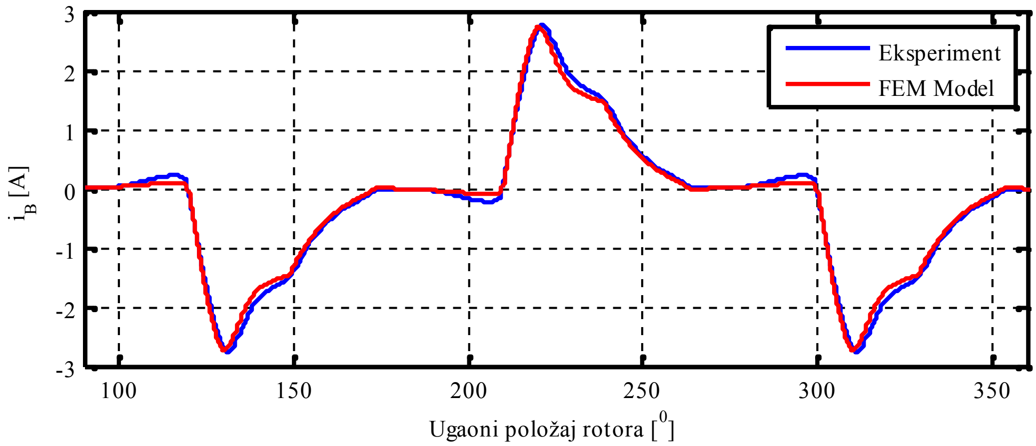
Слика 6.18 Поређење фазних струја биполарно напајаног 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 1 из табеле 6.6 добијених помоћу FEM модела и експеримента.

Табела 6.7 Ефективне вредности фазних струја биполарно напајаног 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 1 из табеле 6.6 добијене помоћу FEM модела и експеримента.

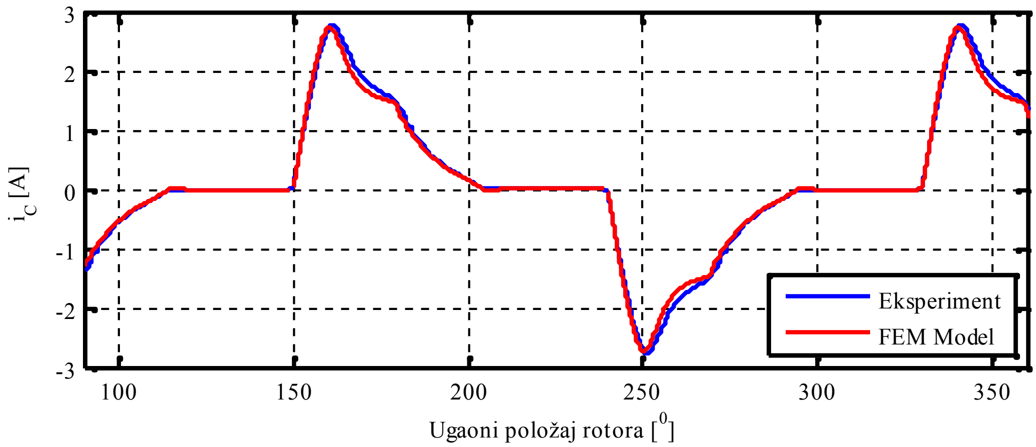
	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]
FEM модел	1.1309	1.1281	1.1497
Експеримент	1.1586	1.1573	1.1773



(a)



(б)

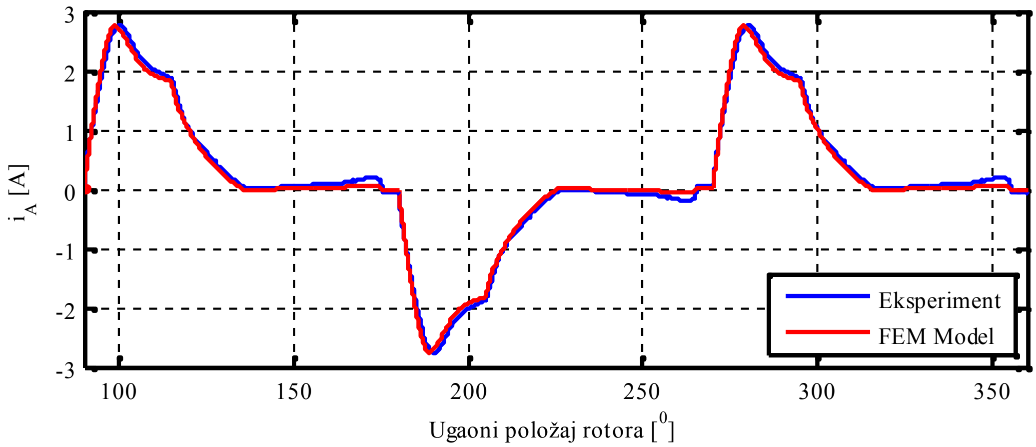


(в)

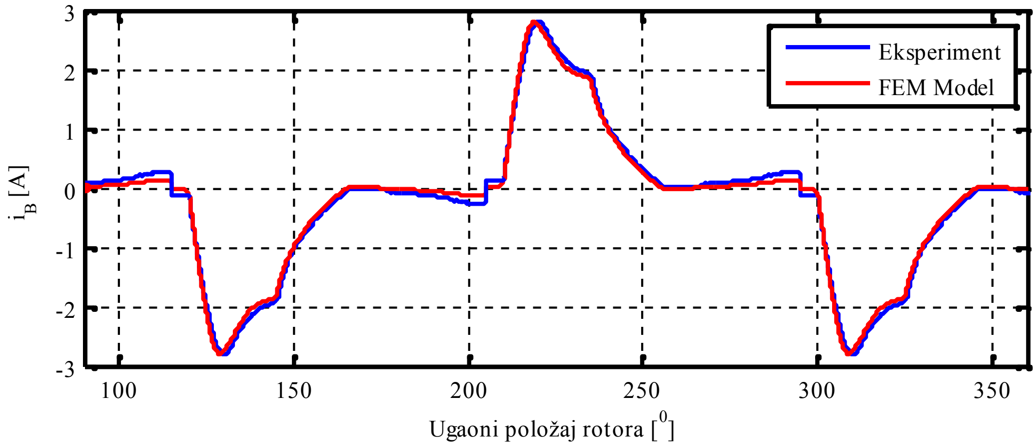
Слика 6.19 Поређење фазних струја биполарно напајаног 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 2 из табеле 6.6 добијених помоћу FEM модела и експеримента.

Табела 6.8 Ефективне вредности фазних струја биполарно напајаног 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 2 из табеле 6.6 добијене помоћу FEM модела и експеримента.

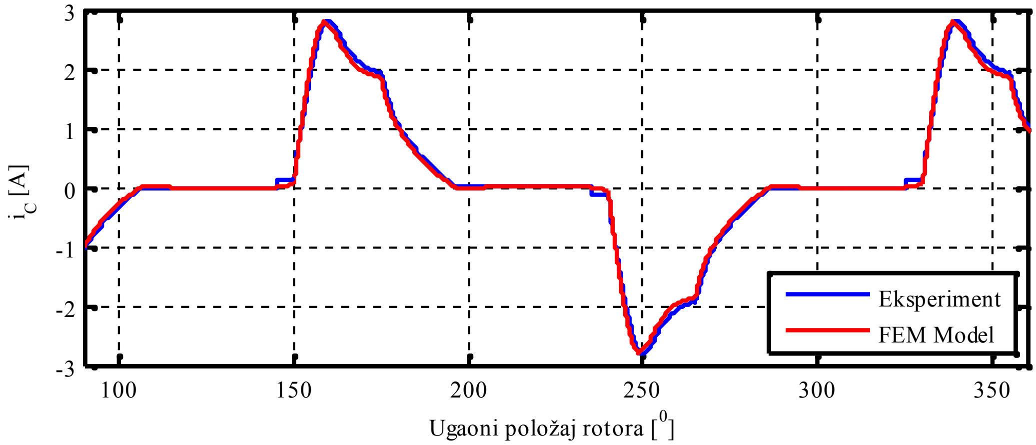
	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]
FEM модел	1.1257	1.1378	1.1395
Експеримент	1.1601	1.1810	1.1828



(a)



(б)



(в)

Слика 6.20 Поређење фазних струја биполарно напајаног 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 3 из табеле 6.6 добијених помоћу FEM модела и експеримента.

Табела 6.9 Ефективне вредности фазних струја биполарно напајаног 6/4 SRM-а ПРИМЕРА 3 из табеле 6.6 добијене помоћу FEM модела и експеримента.

	I_A [A]	I_B [A]	I_C [A]
FEM модел	1.1688	1.1878	1.1885
Експеримент	1.1952	1.2166	1.2188

радним режимима из табеле 6.6, респективно док је поређење ефективних вредности фазних струја дато у табелама 6.7-6.9, респективно. Квалитативне појаве које карактеришу биполарно напајање а утврђене су и анализиране коришћењем FEM модела у одељку 5.5.1 у потпуности се манифестују и у реалном систему. Одређена квантитативна одступања која се могу уочити последица су чињенице што моделоване диоде и транзистори у екстерном електричном колу за напајање мотора у FEM моделу не узимају у обзир све специфичности које карактеришу IGBT транзисторе и замајне диоде дефинисаних полумостних структура. Узимајући у обзир добијене резултате биполарно напајаног 6/4 SRM-а оправдано је очекивати да ће експериментални резултати биполарно напајаног 8/6 SRM-а бити сагласни са симулационим имајући у виду да су појаве које прате биполарно напајање обе конфигурације SRM-а сличне природе. То се пре свега односи на радне режиме 6/4 SRM-а када је угао вођења мањи од 30° што је образложено и показано у одељку 5.5.1.2 а верификовано кроз поређење симулационих и експерименталних резултата ПРИМЕРА 2 и 3 из табеле 6.6.

7 ЗАКЉУЧАК

Предмет научног истраживања у овој докторској дисертацији је предикција перформанси прекидачких релуктантних мотора која узима у обзир међусобну интеракцију фаза и анализа утицаја топологија енергетских претварача са минималним бројем полумостних структура на њихов рад.

На основу прегледа литературе установљено је да постоји потреба за развојем новог нелинеарног аналитичког модела који ће на тачан начин моделовати појаве услед међусобне интеракције фаза јер њено занемарење доводи до грешке у предикцији перформанси прекидачког релуктантног мотора. Главни разлог је чињеница што се већина постојећих модела у потпуности базира на методи коначних елемената или експерименталним резултатима. Због сложености и спорости ови модели нису подесни за динамичке симулације које су неопходне за потребе оптимизације геометрије мотора и контролних параметара у циљу постизања што бољих перформанси као што су максимални моменат, однос момент/струја, минимизација валовитости момента итд. Узимајући у обзир наведене проблеме, први циљ ове докторске дисертације је био развој новог нелинераног аналитичког модела који узима у обзир ефекте међусобне интеракције фаза а да при томе буде једноставан, брз и ефикасан, односно да је број улазних параметара модела који се одређују мерењем или коришћењем методе коначних елемената минималан.

Веома важан проблем који отежава ширу употребу прекидачких релуктантних мотора су постојеће топологије инвертора за њихово напајање. То се односи пре свега на напајање четворофазних прекидачких релуктантних мотора које се углавном врши из АПИ-а. Међутим, АПИ као референтни инвертор за напајање SRM-а због своје сложености и цене је управо један од главних разлога зашто ова врста машине и поред својих позитивних особина није заузела значајније место на тржишту уместо машина наизменичне струје. Покушај да се изврши синтеза претварача који задовољава захтеве који се постављају пред један претварач уз услов да се он базира на полумостним структурама довео је решења са сувише великим бројем ових структура. Имајући ово у виду, други циљ ове докторске дисертације је био синтеза нове топологије инвертора за напајање четворофазног SRM-а која задржава функционалне особине АПИ-а а да при томе број полумостних структура буде минималан.

Током научно истраживачког рада се установило да су ова два дефинисана циља докторске дисертације уско повезана. Њихов заједнички именилац је међусобна интеракција фаза чије моделовање омогућава тачнију предикцију перформанси SRM-а као и утврђивање утицаја дефинисаних секвенци магнетског поларитета фаза на исте. Са друге стране, међусобна интеракција фаза има директан утицај на рад нове топологије претварача па самим тим и на интеракцију претварача и мотора. Из овог разлога, значајан део ове докторске дисертације је посвећен утврђивању природе међусобне интеракције фаза и њеном утицају на перформансе мотора.

Ова анализа је омогућена захваљујући развоју новог аналитичког модела који је представљен у трећем поглављу. Почетну тачку његовог развоја представља модел који узима у обзир све инхерентне нелинеарности SRM-а али занемарује међусобну интеракцију фаза. Начин на који је формирана еквивалентна заменска шема и дефинисани услови који важе за фазне струје, флуксне обухвате и електромагнетски моменат пружили су могућност да се у великој мери утврди природа међусобне интеракције фаза.

Први аспект утицаја међусобне интеракције фаза се односио на грешку која се прави у предикцији карактеристика мотора ако се она занемари. Утврђивање те грешке се спровело тако што се вршила компаративна анализа резултата новог аналитичког модела M2 који узима у обзир и базног модела M1 који занемарује међусобну интеракцију фаза. Као резултат те компаративне анализе извукли су се одређени закључци. Поларитет међусобног флукса који може бити позитиван или негативан зависи од дефинисаног референтног смера проводника фазних намотаја и смера фазних струја у њима. Другим речима, поларитет међусобног флукса је негативан или позитиван у зависи од тога да ли магнетски поларитет посматраних фаза исти или различит, респективно. Постојање флуксног обухвата у фази када она није побуђена је управо резултат међусобне интеракције фаза. Са друге стране, у зависности од тога да ли је магнетски поларитет сукцесивних фаза мотора исти или различит резултујуће магнетско засићење у машини је различито. На овај начин, сложени резултујући ефекти међусобне интеракције фаза утичу на укупни флуксни обухват. Очигледно је да занемарење горе наведеног односно сматрајући да је међусобни флукс нула доводи до грешке у предикцији флуксног обухвата моделом М1.

Грешка у предикцији фазних струја моделом М1 је директна последица занемаривања међусобне интеракције фаза. У случају 6/4 SRM-а када је магнетски поларитет посматране фазе и фазе која јој претходи различит, струја посматране фазе модела М2 је већа од М1 док се у случају истог магнетског поларитета има мања вредност струје модела М2 у односу на М1. Са друге стране, у случају различитог магнетског поларитета посматране фазе и фазе која је следи, има се мања вредност струје посматране фазе модела М2 у односу на М1 него у случају када је он исти. Тада је струја модела М2 већа. Код 8/6 SRM-а фазна струја посматране фазе модела М2 је мања у односу на модел М1 када је магнетски поларитет фазе која претходи или следи посматрану фазу различит у односу на њу. Када је магнетски поларитет исти, струја посматране фазе модела М2 је већа него у М1. Горе наведени закључци су резултат систематичног истраживања које је захтевало детаљну анализу једначине напонске равнотеже узимајући у обзир чињеницу да су флуксни обухвати функције струја свих побуђених фаза и угаоног положаја ротора.

Веома битан закључак је изведен и за електромагнетски моменат. У случају истовременог вођења више фаза мотора резултујући моменат не представља просту суму момената свих фаза мотора када су оне појединачно побуђене а међусобна интеракција занемарена што је случај код модела М1. Разлог је постојање момента услед међусобне интеракције фаза који зависи од смера фазних струја и мере међусобне интеракције односно промене међусобне индуктивности. Показало се да у случају када је смер струја побуђених фаза исти а мера међусобне интеракције позитивна, резултујући моменат добијен моделом М2 има већу вредност у односу на модел М1. Када је она негативна, за исти смер струја, има се предикција момента супротна претходној. Самим тим, уочила се и веза између магнетског поларитета фаза и грешке у предикцији момента. Грешка у предикцији момента моделом М1 је већа када се има исти магнетски поларитет суседних фаза мотора при чему ниво грешке у предикцији струје и момента зависи од радног режима мотора односно тога да ли је интеракција између фаза мотора више или мање изражена.

Начин на који су изведени закључци о утицају међусобне интеракције фаза на тачност предикције карактеристика најчешћих конфигурација SRM-а примењен је и за одређивање утицаја магнетског поларитета суседних фаза мотора на њихове перформансе. Наиме, будући да магнетски поларитет суседних фаза мотора може бити исти или различит, у магнетском смислу се мотор може конфигурисати на више начина. Зато је од великог интереса било утврдити за коју од могућих секвенци магнетског поларитета фаза се постижу најбоље перформансе.

За дефинисане секвенце магнетског поларитета фаза обе конфигурације SRM-а извршена је детаљна компаративна анализа и образложење добијених резултата карактеристичних радних режима користећи нови аналитички модел. Након тога су одређене перформансе дефинисаних секвенци обе конфигурације SRM-а на широком опсегу брзина при чему је критеријум за њихово одређивање био постизање што већег момента тако да фазне струје буду у границама номиналних вредности. Контролни параметри који задовољавају задати критеријум оптимизације утврђени су њиховим симултаним варирањем. На основу добијених резултата закључило се да бенефит од међусобне интеракције фаза постоји само у случају када су суседне фазе мотора различитог магнетског поларитета. Другим речима, најбоље перформансе прекидачког релуктантног мотора се постижу са оном секвенцом која у себи садржи највећи могући број комбинација суседних фаза које су различитог магнетског поларитета. Код 8/6 SRM-а није могуће остварити све четири такве комбинације већ три, док је код 6/4 SRM-а могуће имати све три комбинације фаза различитог магнетског поларитета. Од интереса је нагласити да се целокупно истраживање у трећем поглављу спровело под претпоставком да је топологија инвертора за напајање SRM-а виртуализована, односно да су занемарене све могуће инхерентне особине које нека топологија инвертора може да има.

Да би се утврдила тачност, односно употребна вредност новог аналитичког модела као и закључци о утицају међусобне интеракције фаза на предикцију перформанси SRM-а, у четвртом поглављу се извршила његова верификација транзијентним FEM моделом. Верификација је обухватила све најзначајније резултате које су добијени новим аналитичким моделом у трећем поглављу. Квалитативно и квантитативно поређење резултата ова два модела показало је њихову веома велику блискост. На овај начин се показало да су ефекти међусобне интеракције фаза тачно моделовани. Највеће квантитативно одступање је уочено у таласном облику електромагнетског момента посматраног 6/4 SRM-a. Та значајнија грешка је последица чињенице што се магнетско коло статора овог мотора разликује од концепта статорског магнетског кола базног модела, док FEM модел узима у обзир све специфичности његове геометрије. Ови резултати су нагласили да облик статорског пола има значајан утицај на тренутну вредност електромагнетског момента. Међутим, то није имало значајнији утицај на средњу вредност момента јер су оне у поређењу са одговарајућим вредностима FEM модела доста блиске. Са друге стране, појаве у таласном облику момената услед међусобне интеракције фаза су у потпуности моделоване на тачан начин. Када је питању 8/6 SRM-a сви резултати новог аналитичког и FEM модела се одлично поклапају.

У оквиру овог поглавља је извршена и детаљна анализа утицаја резултујућег магнетског засићења на карактеристике мотора. Наиме, као што је већ речено, ниво утицаја међусобне интеракције фаза зависи од тога колико је она изражена. Пример веома изражене међусобне интеракције у трећем поглављу, који је верификован методом коначних елемената, показао је да њен утицај на карактеристике мотора може бити веома значајан. Да би се то у потпуности показало коришћен је магнетостатички FEM модел. Добијени резултати верификују закључак из трећег поглавља да су у случају истог магнетског поларитета ефекти међусобне интеракције фаза значајно изражени, да доводе до значајне грешке у предикцији струја и моменат као и да се у поређењу са случајем када је магнетски поларитет суседних фаза различит нарушавају перформансе мотора. На крају четвртог поглавља је извршена и анализа губитака у гвожђу са аспекта утицаја међусобне интеракције фаза на њих. Резултати анализе су показали да директан утицај на вредност ових губитака има магнетски поларитет фаза. При томе, већи губици се генеришу у случају када је он различит. Као последица тога, средња снага губитака у гвожђу SRM-a је већа у случају када је он у магнетском смислу конфигурисан са већим бројем комбинација фаза различитог магнетског поларитета.

Топологије енергетских претварача са биполарним напајањем и њихов утицај на рад прекидачких релуктантних мотора је анализиран у петом поглављу. Представљена је нова топологија енергетског претварача за напајање четворофазних SRM-а која је у потпуности базирана на полумостним структурама. Суштинска особина овог претварача се огледа у томе што он у потпуности задовољава услове које се постављају пред један претварач за напајање SRM-а. Другим речима он је у функционалном смислу сличан АПИ-у при чему садржи две полумостне структуре мање у односу на постојеће решење које се такође базира на полумостним структурама у циљу превазилажења мана које карактеришу АПИ. Са друге стране биполарно напајање инхерентно карактеришу појаве које нису могуће код униполарног напајања и као такве имају директан утицај на перформансе мотора. Ове појаве су у веома блиској вези са међусобном интеракцијом фаза мотора које је била предмет детаљног истраживања у трећем и четвртом поглављу. Наиме, индукована електромоторна сила у непобуђеној фази, која се јавља као последица међусобне интеракције фаза, и стање прекидача у инверторским фазама за контролу звездишта могу да проузрокују постојање струје у њој тако да су фазне струје биполарно напајаног 8/6 SRM-а у већој или мањој мери континуалне. Та континуалност за собом вуче две последице. Једна од њих је негативна, будући да континуалност струје увећава њену ефективну вредност. Међутим, друга је од суштинске важности за биполарно напајање, јер се њом унапређују перформансе 8/6 SRM-а у односу на униполарно напајање при истој магнетског секвенци фаза. Наиме, у тренутку када почиње магнетизација посматране фазе мотора поларитетом напона који одговара алгоритму управљања биполарног напајања, вредност фазне није једнака нули као у случају униполарног напајања. Њен знак, односно смер фазне струје је сагласан са смером струје те фазе који се има током њене магнетизације. На овај начин струја која се јавља у непобуђеној фази мотора, као последица инхерентних особина биполарног напајања, има позитиван утицај на њену вредност када наступи магнетизација. Другим речима, почетне вредности свих фазних струја у општем случају доприносе увећању тренутних вредности фазних струја при чему оне директно зависи од магнетског поларитета фаза. У случају када је магнетски поларитет посматране фазе различит у односу на магнетски поларитет суседних фаза мотора има се већа почетна вредност струје него када је он исти. Дакле, при истим условима напајања и магнетској секвенци фаза за коју се постижу најбоље перформансе мотора, због почетних вредности, у зони позитивне промене индуктивности тренутне вредности фазних струја биполарно напајаног 8/6 SRM-а су веће него у случају униполарног. Као последица тога, има се већа вредност генерисаног електромагнетског момента у случају биполарног напајања на целом опсегу експлоатационе карактеристике.

Овим се још једном наглашава позитивна страна различитог магнетског поларитета суседних фаза мотора која је утврђена у претходним поглављима. Међутим, када је у питању M_{em}/I_{eff} он је у одређеној, веома малој мери на страни униполарног напајања у зони великих брзина када негативне појаве које прате биполарно напајање компензују његове бенефите. То је пре свега последица чињенице што релативно мало увећање момента, услед позитивних особина биполарног напајања, прати већи пораст ефективних вредности фазних струја.

У оквиру овог поглавља је анализирано и биполарно напајање трофазног 6/4 SRM-а у циљу поређења његових перформанси са перформансама које су резултат униполарног напајања. Анализирана топологија претварача коју карактерише биполарно напајање је у потпуности базирана на полумостним структурама. Међутим, главна инхерентна особине ове топологије претварача значајно нарушава перформансе 6/4 SRM-а. Она је везана за ограничење максимално дозвољеног угла вођења. Због тога, у делу експлоатационе карактеристике 6/4 SRM-а, када наступи ово ограничење, јавља се значајан пад момента у односу на случај униполарног напајања. Са друге стране, у режимима рада ван овог ограничења перформансе су приближно исте захваљујући појавама које су сличне оним које карактеришу биполарно напајање 8/6 SRM-а. Тада је моменат у одређеној мери на страни биполарног напајања, али је однос M_{em}/I_{eff} на целом опсегу експлоатационе карактеристике на страни униполарног напајања.

Експериментална верификација симулационих резултата спроведена у шестом поглављу показала је да су таласни облици фазних струја добијени новим аналитичким моделом веома блиски реалним као и одговарајуће ефективне вредности. На овај начин се потврдила употребна вредност новог аналитичког модела која је претходно верификована FEM моделом. Са друге стране верификоване су и појаве које карактеришу биполарно напајање а последица су међусобне интеракције фаза и инхерентних особина топологија претварача базираних на полумостним структурама и смањеним бројем прекидача.

Узимајући у обзир наведене резултате научно-истраживачког рада, истичу се два главна научна доприноса докторске дисертације. Први се односи на развој новог нелинеарног аналитичког модела SRM-а који узима у обзир међусобну интеракцију фаза. Он се може користити у општем случају за моделовање, пројектовање и предикцију перформанси погона са конвенционалним конфигурацијама SRM-а. Предност новог нелинеарног аналитичког модела у односу на постојеће се огледа у његовој великој тачности али и једноставности односно брзини пошто је број улазних параметара модела који се одређују мерењем или коришћењем методе коначних елемената минималан. Други научни допринос је нова топологија енергетског претварача за напајање четворофазних прекидачких релуктантних мотора која је базирана на минималном броју полумостних структура. Њу карактеришу функционалне особине АПИ-а па је као таква у потпуности применљива за напајање ове конфигурације SRM-а. Поред тога, корелација међусобне интеракције фаза мотора и инхерентних особина нове топологије претварача, односно биполарно напајање, унапређује перформансе мотора у односу на конвенционално униполарно напајање мотора скоро на целом опсегу експлоатационе карактеристике. На овај начин се нова топологија претварача намеће као боље решење од постојећих и пружа могућност шире употребе прекидачких релуктантних мотора у областима где су њихове особине супериорније у односу на машине наизменичне струје.

Даљи рад у овој области ће бити усмерен ка развоју аналитичког модела који пружа могућност да се узму у обзир ефекти биполарног напајања, затим аналитичком моделовању SRM-а који се разликују од стандарних конфигурација али и развоју топологија енергетских претварача опште намене за напајање прекидачких релуктантних мотора.

8 ЛИТЕРАТУРА

[1] J. V. Byrne, “Characteristics of saturable stepper and reluctance motors in small electrical machines,” in *IEE Conf. Publ. no. 136*, 1976, pp. 93–96.

[2] H. Bausch and B. Rieke, “Performance of tyristor-fed electric car reluctance machines,” in *Proceedings of the international conference on electrical machines*, 1978, p. E4/2-1-E4/2-10.

[3] H. Bausch and B. Rieke, “Speed and torque control of thyristor-fed reluctance motors,” in *Proceedings of the international conference on electrical machines, Part I*, 1976, pp. 128-1-128–10.

[4] J. Čorda., “Switched reluctance machine as a variable-speed drive,” University of Leeds, 1979.

[5] J. Čorda and J. M. Stephenson, “An analytical estimation of the minimum and maximum inductances of a double-salient motor,” in *Proceedings of the international conference on stepping motors and systems*, 1979, pp. 50–59.

[6] J. M. Stephenson and J. Čorda, “Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors from nonlinear magnetisation data,” in *IEE Proc. , vol. 126, no. 5,* 1979, pp. 393–396.

[7] P. J. Lawrenson et al, “Variable-speed switched reluctance motors,” in *IEE Proc., vol. 127, pt. B, no. 4, July*, 1980, pp. 253–265.

[8] S.R. MacMinn and W.D. Jones, “A Very high speed Switched reluctance Starter generator for Aircraft Engine Applications,” in *IEEE Aerospace and Electronics Conference (NAECON) proc.*, 1989.

[9] C. A. Ferreira, S. R. Jones, W. S. Heglund and W. D. Jones, “Detailed design of a 30-kW switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 3, pp. 553–561, 1995.

[10] J. M. Miller, P. J. McCleer and J. H. Lang, “Starter-Alternator for Hybrid Electric Vehicle: Comparison of Induction and Variable Reluctance Machines and Drives,” in *Conference Record of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, 1998, pp. 513–523.

[11] L. Morel, H. Fayard, H. Vives Fos, A. Galindo G. Abba, “Study of ultra high speed switched reluctance motor drive,” in *in IEEE Industry Applications Conference*, 2000, pp. 87–92.

[12] K. M. Rahman, B. Fahimi, G. Suresh, A. V. Rajarathnam and M. Ehsani, “Advantages of Switched Reluctance Motor Applications to EV and HEV: Design and Control Issues,” *IEEE Trans. Ind Appl.*, vol. 36, no. 1, pp. 111–121, 2000.

[13] W. Wu, H. C. Lovatt, G. Prout and J. B. Dunlop, “Optimisation of Switched

Reluctance Motors for Hybrid Electric Vehicles," in *Proc. International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 2002, pp. 177–182.

[14] S. Wang, Q. Zhan, Z. Ma and L. Zhou, "Implementation of a 50-kW Four-Phase Switched Reluctance Motor Drive System for Hybrid Electric Vehicle," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 1, pp. 501–504, 2005.

[15] R. Hall, A.G. Jack, B.C Mecrow and A.J. Mitcham, "Design and initial testing of an Outer rotating segmented Rotor Switched Reluctance Machine for an Aero-Engine Shaft-line Embedded Stater/Generator," in *IEEE Electric Machines and Drives Int. Conf. on*, 2005.

[16] Schramm A. and Gerling D., "Research on the suitability of Switched Reluctance machines and Permanent Magnet machines for specific aerospace applications demanding fault tolerance," in *Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM*, 2006.

[17] A. Emadi, L. Young Joo and K. Rajashekara, "Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-in Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2237–2245, 2008.

[18] J. Kunz, S. Cheng, Y. Duan, J. Mayor, R. Harley and T. Habetler, "Design of a 750,000 rpm switched reluctance motor for micro machining," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 3986–3992.

[19] S. Smaka, Š. Mašić, M. Ćosović and I. Salihbegović, "Switched Reluctance Machines for Hybrid Electric Vehicles," in *International Conference on Electrical Machines, September 6-8, Rome*, 2010, pp. 1–6.

[20] M. Takeno, A. Chiba, N. Hoshi, S. Ogasawara and M. Takemoto, "Power and efficiency measurements and design improvement of a 50kW switched reluctance motor for Hybrid Electric Vehicles," in *Proc. IEEE Energy Conversion and Exposition, ECCE*, 2011, pp. 1495–1501.

[21] A. Chiba, Y. Takano, M. Takeno, T. Imakawa, N. Hoshi, M. Takemoto and S. Ogasawara, "Torque density and efficiency improvements of a switched reluctance motor without rare-earth material for hybrid vehicles," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1240–1246, 2011.

[22] K. Kiyota and A. Chiba, "Design of Switched Reluctance Motor Competitive to 60-kW IPMSM in Third-Generation Hybrid Electric Vehicle," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2303–2309, 2012.

[23] K. Urase, K. Kiyota, H. Sugimoto and A. Chiba, "Design of a Switched Reluctance Generator Competitive with the IPM Generator in Hybrid Electrical Vehicles," in *ICEMS*, 2013, pp. 1–6.

[24] A.M. Omekanda, "Switched reluctance machines for EV and HEV propulsion: State-of-the-art," in *IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis*, 2013, pp. 70–74.

[25] James Borg Bartolo, Marco Degano, Jordi Espina and Chris Gerada, “Design and Initial Testing of a High-Speed 45-kW Switched Reluctance Drive for Aerospace Application,” *IEEE Trans.. Ind. Electron.*, vol. 64, pp. 988–997, 2017.

[26] N. N. Fulton, “SR drives for battery electric traction- A comparative assessment,” in *IEE Colloq. Motors and Drives for Battery Powered Propulsion*, 1993, p. 4/1-4/7.

[27] T. Uematsu and R. S. Wallace, “Design of a 100 kw switched reluctance motor for electric vehicle propulsion,” in *Proc. 10th IEEE Applied Power Electronics Annu. Expo.*, 1995, pp. 411–415.

[28] I. Husain and M. S. Islam, “Design, modeling and simulation of an electric vehicle system,” in *J. Soc. Auto. Eng.,Mar*, 1999.

[29] M.-C. Tsai, C.-C. Hang and Z.-Y. Huang, “A new two-phase homopolar switched reluctance motor for electric vehicle applications,” *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 267, pp. 173–181, 2003.

[30] Shubham R Patel, Nikita Gandhi, Naga Chaithanya, B. N. Chaudhari and Akshay Nirgude, “Design and development of Switched Reluctance Motor for electric vehicle application,” in *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2016.

[31] S. Ayari, M. Besbes, M. Lecrivain and M. Gabsi, “Effects of the airgap eccentricity on the SRM vibrations,” in *Proc. IEEE Electric Machines and Drives Conf.*, 1999, pp. 138–140.

[32] M. Sanada, S. Morimoto, Y. Takeda and N. Matsui, “Novel rotor pole design of switched reluctance motors to reduce the acoustic noise,” in *Conf. Rec. IEEE Industrial Applications Conf.*, 2000, pp. 107–113.

[33] M. N. Anwar, I. Husain, S. Mir and T. Sebastin, “Experimental evaluation of acoustic-noise and mode frequencies with design variations of switched reluctance machines,” in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 2001, pp. 3–10.

[34] W. Cai, P. Pillay and A. Omekanda, “Analytical formulae for calculating SRM modal frequencies for reduced vibration and acoustic noise design,” in *Proc. IEEE IEMDC*, 2001, pp. 203–207.

[35] J. P. Hong, K. H. Ha and J. Lee, “Stator pole and yoke design for vibration reduction of switched reluctance motor,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2, pp. 929–932, 2002.

[36] W. Cai, P. Pillay, Z. Tang and A. M. Omekanda, “Low-vibration design of switched reluctance motors for automotive applications using modal analysis,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 971–977, 2003.

[37] N. Anwar, I. Husian, S. Mir and T. Sebastin, “Evaluation of acoustic noise and mode frequencies with design variations of switched reluctance machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 695–702, 2003.

[38] Z. Tang, P. Pillay, A. M. Omekanda, C. Li and C. Cetinkaya, “Measurement of young’s modulus for switched reluctance motor vibration determination,” in *Proc. IEEE Electric Machines and Drives Conf.*, 2003, pp. 1590–1595.

[39] F. Sahin, H. B. Ertan and K. Leblebicioglu, “Optimum geometry for torque ripple minimization of switched reluctance motors,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 1, pp. 30–38, 2000.

[40] J. W. Lee, H.S. Kim, B. II. Kwon and B. T. Kim “New Rotor Shape Design for Minimum Torque Ripple of SRM Using FEM,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 754–757, 2004.

[41] Y. K. Choi, H. S. Yoon and C.S. Koh, “Pole-Shape Optimization of a Switched Reluctance Motor for Torque Ripple Reduction,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 4, pp. 1797–1800, 2007.

[42] C. Pollok and C. Y. Wu, “Acoustic noise cancellation techniques for switched reluctance drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 477–484, 1997.

[43] M. Gabsi, F. Camus, T. Loyau and J. L. Barbry, “Noise reduction of switched reluctance machine,” in *Proc. IEEE Electric Machines and Drives Conf.*, 1999, pp. 263–265.

[44] R.S. Wallace and D.G. Taylor, “Low-torque-ripple switched reluctance motors for direct-drive robotics,” *IEEE Trans. Rob. Autom.*, vol. 7, no. 6, 1991.

[45] S. Schramm, B. W. Williams and T. C. Green, “Torque ripple reduction of switched reluctance motors by phase current optimal profiling,” in *Proc. IEEE PESC*, 1992, pp. 857–860.

[46] I. Husain and M. Ehsani, “Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, 1996.

[47] P. C. Kjaer, J. J. Gribble and T. J. E. Miller, “High-grade control of switched reluctance machines,” in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1996, pp. 92–100.

[48] K. Russa, I. Husain and M. E. Elbuluk, “Torque-ripple minimization in switched reluctance machines over a wide speed range,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1105–1112, 1998.

[49] L. Venkatesha and V. Ramanarayanan, “A comparative study of precomputed current methods for torque ripple minimization in switched reluctance motor,” in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 2000, pp. 119–125.

[50] I. Husain, “Minimization of Torque Ripple in SRM Drives,” *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 49, no. 1, 2002.

[51] K. M. Rahman and S. E. Schulz, “High-Performance Fully Digital Switched Reluctance Motor Controller for Vehicle Propulsion,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 1062–1071, 2002.

[52] R. Inderka and R.W. De Doncker, “DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1046–1051, 2003.

[53] N. T. Shaked and R. Rabinovici, “New procedures for minimizing the torque ripple in switched reluctance motors by optimizing the phase current profile,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 3, pp. 1184–1192, 2005.

[54] Z. L. Reay and D. S. Williams, “Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Motor Drives using B-Spline Neural Networks,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 6, 2006.

[55] S. I. Nabeta, I. E. Chabu, L. Lebensztajn, D. A. P. Correa, W. M. da Silva and K. Hameyer, “Mitigation of the torque ripple of a switched reluctance motor through a multiobjective optimization,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 6, pp. 1018–1021, 2008.

[56] Nguyen Bao-Huy and Ta Cao-Minh, “Finite element analysis, modeling and torque distribution control for switched reluctance motors with high non-linear inductance characteristics,” in *IEEE Electric Machines & Drives Conf. (IEMDC)*, 2011, pp. 693–698.

[57] V. P. Vujicic, “Minimization of torque ripple and copper losses in switched reluctance drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 388–399, 2012.

[58] H. J. Brauer, M. D. Hennen and R. W. De Doncker, “Control for Polyphase Switched Reluctance Machines to Minimize Torque Ripple and Decrease Ohmic Machine Losses,” *IEEE Trans.Power Electron.*, vol. 27, pp. 370–378, 2012.

[59] J. M. Stephenson and J. Corda, “Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors from nonlinear magnetization data,” in *Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 126, no. 5*, 1979, pp. 393–396.

[60] R. Arumugam, D. A. Lowther, R. Krishnan and and J.F. Lindsay, “Magnetic field analysis of a switched reluctance motor using a two dimensional finite element method,” *IEEE Trans. Magn*, vol. May-21, pp. 1883–1885, 1985.

[61] G. E. Dawson, A. R. Eastham and J. Mizia, “Switched reluctance motor torque characteristics: Finite element analysis and test results,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 3, pp. 532–537, 1987.

[62] M. Moallem and C. M. Ong, “Predicting the torque of a switched reluctance machine from its finite element field solution,” *Trans. Energy Convers.*, vol. 5, no. 4, pp. 733–739, 1990.

[63] T. S. Low, H. Lin and and S. X. Chen, “Analysis and comparison of switched reluctance motors with different physical sizes using a 2-D finite element method,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 6, pp. 3503–3505, 1995.

[64] Y. Tang and J. A. Kline, “Modeling and design optimization of switched

reluctance machine by boundary element analysis and simulation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 11, pp. 673–680, 1996.

[65] Y. Tang, "Characterization, numerical analysis, and design of switched reluctance motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, pp. 1544–1552, 1997.

[66] A. Benhama, A. C.Williamson and A. B. J. Reece, "SRM torque computation from 3D finite element field solutions," in *Proc. IEE Electric Machines and Drives Conf.*, 1997, pp. 59–63.

[67] S. Brisset and P. Brochet, "Optimization of switched reluctance motors using deterministic methods with static and dynamic finite element simulations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, no. 5, pp. 2853–2856, 1998.

[68] W. Wu, J. B. Dunlop, Stephen, J. Collocott and B. Kalan, "Design optimization of a switched reluctance motor by electromagnetic and thermal finite-element analysis," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 5, pp. 3334–3336, 2003.

[69] B. Parreira, S. Rafael, A. J. Pires and P. J. C. Branco, "Obtaining the magnetic characteristics of an 8/6 switched reluctance machine: From FEM analysis to the experimental tests," vol. 52, no. 6, pp. 1635–1643, 2005.

[70] J.-H. Choi, T. H. Kim, Y.-S. Kim, S.-B. Lim, S.-J. Lee, Y.-H. Kim and J. Lee, "The finite element analysis of switched reluctance motor considering asymmetrical bridge converter and dc link voltage ripple," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, pp. 1640–1643, 2005.

[71] A. Sjhahraoui, H. Zeroug and H. A. Toliyat, "Switched reluctance motor design using neural-network method with static finite-element simulation," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 12, pp. 4089–4095, 2007.

[72] K. Kiyota, T. Kakishima, H. Sugimoto and A. Chiba, "Comparison of the Test Result and 3D-FEM Analysis at the Knee Point of a 60 kW SRM for a HEV," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 5, pp. 2291–2294, 2013.

[73] M. Moallem and G. E. Dawson, "An improved magnetic equivalent circuit method for predicting characteristics of highly saturated electromagnetic devices," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, no. 5, pp. 3632–3635, 1998.

[74] S.-H. Mao, D. Dorrell and M.-C. Tsai, "Fast analytical determination of aligned and unaligned flux linkage in switched reluctance motors based on a magnetic circuit model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, 2009.

[75] D. Lin, P. Zhou, S. Stanton and Z. J. Cendes, "An analytical circuit model of switched reluctance motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 12, pp. 5368–5375, 2009.

[76] M. Franke, O. Punk, M. Brutscheck and U. Schmucker, "Magnetic equivalent circuit modeling of rolling rotor switched reluctance motors," in *Proc. 33rd Int. Spring Semin. Electron. Technol.*, 2010, pp. 320–325.

[77] Qiang Yu, Xuesong Wang and Yuhu Cheng, "Magnetic Modeling of Saliency

Effect for Saturated Electrical Machines With a New Calculation Method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no. 6, 2016.

[78] M. Ilic'-Spong, R. Marino, S. Peresada and D. Taylor, "Feedback linearizing control of switched reluctance motors," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. AC-32, no. 5, pp. 371–379, 1987.

[79] D. A. Torrey and J. H. Lang, "Modeling a nonlinear variable-reluctance motor drive," in *IEE Proceedings, pt. B, vol. 137, no. 5*, 1990, pp. 314–326.

[80] D. W. J. Pulle, "New data base for switched reluctance drive simulation," 1991.

[81] W. M. Chan and W. F. Weldon, "Development of a simple nonlinear switched reluctance motor model using measured flux linkage data and curve fit," 1997, pp. 318–325.

[82] X. D. Xue, K. W. E. Cheng and S. L. Ho, "A self-training numerical method to calculate the magnetic characteristics for switched reluctance motor drives," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 734–737, 2004.

[83] B. Loop, D. N. Essah and S. Sudhoff, "A basis function approach to the nonlinear average value modeling of switched reluctance machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 1, pp. 60–68, 2006.

[84] H. J.Chen, D.Q. Jiang, J. Yang and L. X. Shi, "A new analytical model for switched reluctance motors," *IEEE Trans.Magn.*, vol. 45, no. 8, pp. 3107–3113, 2009.

[85] V. Nasirian, S. Kaboli, A. Davoudi and S.Moayedi, "High-Fidelity Magnetic Characterization and Analytical Model Development for Switched Reluctance Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 4, pp. 1505–1515, 2013.

[86] T. J. E. Miller and M. McGilp, "Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design," in *IEE Proc., vol. 137, no. 6*, 1990, pp. 337–346.

[87] D. A. Torrey, X. M. Niu and E. J. Unkauf, "Analytical modeling of variable-reluctance machine magnetization characteristics," in *Proc. Inst. Electr. Eng.*, 1995, p. 142.

[88] Miller T.J.E, Glinka M., McGilp M., Cossar C., Gallegoes-Lopez G. and Ionel D., "Ultra-fast model of the switched reluctance motor," in *IEEE IAS Annual Meeting*, 1998.

[89] M. Stiebler and K. Liu, "An analytical model of switched reluctance machine," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1100–1107, 1999.

[90] V. Vujicic and S. N. Vukosavic, "A simple nonlinear model of the switched reluctance motor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 4, pp. 395–400, 2000.

[91] A. Radun, "Analytically computing the flux linked by a switched reluctance

motor phase when the stator and rotor poles overlap," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 4, pp. 1996–2003, 2000.

[92] C. Roux and M.M.Morcos, "On the use of a simplified model for switched reluctance motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 3, pp. 400–405, 2002.

[93] S. A. Hossain and I. Hussain, "A geometry based simplified analytical model of switched reluctance machines for real-time controller implementation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1384–1389, 2003.

[94] A. Khalil and I. Husain, "A Fourier series generalized geometry-based analytical model of switched reluctance machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 673–684, 2007.

[95] C. L. Xia, M. Xue and T. N. Shi, "A new rapid nonlinear simulation method for switched reluctance motors," *IEEE. Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 578–585, 2009.

[96] S. Song, M. Zhang and L. Ge, "A new fast method for obtaining flux-linkage characteristics of SRM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4105–4117, 2015.

[97] J. C. Moreira and T. A. Lipo, "Simulation of a four phase switched reluctance motor including the effects of mutual coupling," in *Elect. Mach. Power Syst., vol. 16*, 1989, pp. 281–289.

[98] R. M. Davis and I. H. Al-Bahadly, "Experimental evaluation of mutual inductance in a switched reluctance motor," in *4th IEEE Int. Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives*, 1991, pp. 243–248.

[99] P. Pillay, Y. Liu, W. Cai and T. Sebastian, "Multiphase operation of switched reluctance motor drives," in *Proc. 32nd IAS Annu. Meeting, vol. 1*, 1997, pp. 310–317.

[100] Qu, B., Song, J., Liang, T. and Zhang H., "Mutual coupling and its effect on torque waveform of even number phase switched reluctance motor," in *Electrical Machines and Systems, International Conference on*, 2008, pp. 3405–3410.

[101] A. M. Michaelides and C. Pollock, "Modeling and design of switched reluctance motors with two phases simultaneously excited," in *IEE Proc.—Electr. Power Appl.*, 1996, pp. 361–370.

[102] Debiprasad Panda and V. Ramanarayanan, "Mutual coupling and its effect on steady-state performance and position estimation of even and odd number phase switched reluctance motor drive," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, pp. 3445–3456, 2007.

[103] D. N. Essah and S. D. Sudhoff, "An improved analytical model for the switched reluctance motor," *IEEE Trans.on Energy Convers.*, vol. 18, no. 3, pp. 349–356, 2003.

[104] M. A. Preston and J. P. Lyons, “A switched reluctance motor model with mutual coupling and multi-phase excitation,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, no. 6, pp. 5243–5245, 1991.

[105] S. Cao and K. J. Tseng, “Evaluation of neighboring phase coupling effects of switched reluctance motor with dynamic modeling approach,” in *Proc. PIEMC 2000, vol. 2*, 2000, pp. 881–886.

[106] J. A. Walker, D. G. Dorrell and C. Cossar, “Effect of mutual coupling on torque production in switched reluctance motors,” *J. Appl. Phys.*, vol. 99, no. 8, 2006.

[107] P. P. de Paula, W. M. da Silva, J. R. Cardoso and S. I. Nabeta, “Assessment of the influences of the mutual inductances on switched reluctance machines performance,” in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC*, 2003, pp. 1732–1738.

[108] A. K. Jain and N. Mohan, “Dynamic modeling, experimental characterization, and verification for SRM operation with simultaneous two-phase excitation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1238–1249, 2006.

[109] R. Mikail, I. Husain and and M. Islam, “Finite element based analytical model for controller development of switched reluctance machines,” in *Proceedings of the Energy Conversion Congress and Exposition (ESSE 2013)*, 2013, pp. 920–925.

[110] S. Vukosavić and V. Stefanović, “SRM inverter topologies: a comparative evaluation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1034–1047, 1991.

[111] M. Barnes and C. Pollock, “Power electronic converters for switched reluctance drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 6, pp. 1100–1111, 1998.

[112] R. Krishnan, *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2001.

[113] R. M. Davis et al, “Inverter drive for switched reluctance motor: circuits and component ratings,” in *IEE Proc., vol. 128. pt. B, no. 2*, 1981, pp. 126–136.

[114] T. J. E. Miller, “Converter volt-ampere requirments of the switched rerluctance motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 21, no. 5, pp. 1136–1144, 1985.

[115] M. Ehsani, J.T. Bass, T.J.E. Miller and R.L. Steigerwald, “Development of a unipolar converter for switched reluctance motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 3, pp. 545–553, 1987.

[116] H. L. Huy, P. Varouge and B. Francoeur, “Unipolar converters for switched reluctance motors,” in *IEEE-IAS Annual Meeting*, 1989, pp. 551–560.

[117] R. Krishnan and P. Materu, “Analysis and design of a new converter topology for switched reluctance motor drives,” in *IEEE IAS Proc.*, 1989, pp. 1181–1185.

[118] C. Pollock and B. Williams, “A unipolar converter for a switched reluctance motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 2, pp. 222–228, 1990.

[119] C. Pollock and B.Williams, “Power converter circuits for switched reluctance motors with the minimum number of switches,” in *IEE Proceedings, Pt. B, vol. 137, no. 6,* 1990, pp. 373–384.

[120] S. Mir, I. Husain and M. E. Elbuluk, “Energy-efficient C-dump converters for switched reluctance motors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 5, pp. 912–921, 1997.

[121] Y. G. Dessouky, B. W. Williams and J. E. Fletcher, “A novel power converter with voltage boosting capacitors for a four-phase SRM drive,” *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 45, no. 5, pp. 806–814, 1998.

[122] Y. Tang, “Switched reluctance motor with fractionally pitched windings and bipolar currents,” in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting IAS*, 1998, pp. 351–358.

[123] A. C. Clothier and B. Mecrow, “Inverter topologies and current sensing methods for short pitched and fully pitched winding SR motors,” in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. APEC,* 1999, pp. 416–423.

[124] J. W. Ahn, S. G. Oh, J. W. Moon and Y. M. Hwang, “A Three-Phase Switched Reluctance Motor With Two-Phase Excitation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 5, pp. 1067–1075, 1999.

[125] J.-Y. Lee, B.-K. Lee, T. Sun, J.-P. Hong and W.-T. Lee, “Dynamic analysis of toroidal winding switched reluctance motor driven by 6-switch converter,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1275–1278, 2006.

[126] J. D. Widmer, B. C. Mecrow, C. M. Spargo, R. Martin and T. Celik, “Use of a 3 phase full bridge converter to drive a 6 phase switched reluctance machine,” in *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 2012, pp. 1–6.

[127] X. D. Xue, K. W. E. Cheng and Y. J. Bao, “Control and integrated half bridge to winding circuit development for switched reluctance motors,” *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 10, no. 1, pp. 109–116, 2014.

[128] W. Cai and F. Yi, “An integrated multiport power converter with small capacitance requirement for switched reluctance motor drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 3016–3026, 2016.

[129] Z. Grbo and S. Vukosavic, “Cost-optimized switched reluctance motor drive with bipolar currents,” *Electr. Eng.*, vol. 89, no. 3, pp. 183–191, 2007.

[130] M. Krishnamurthy, B. Fahimi and C. S. Edrington, “Comparison of various converter topologies for bipolar switched reluctance motor drives,” in *Proc. IEEE 36th Power Electron. Specialists Conf.*, 2005, pp. 1858–1864.

[131] T. J. E. Miller, *Switched Reluctance Motor and Their Control*. Hillsboro/London, OH: Magna Physics Publishing/Oxford, University Press, Hillsboro, 1993.

[132] V. Nasirian, A. Davoudi, S. Kaboli and C. S. Edrington, "Excitation shifting: A general low-cost solution for eliminating ultra-low-frequency torque ripple in switched reluctance machines," *IEEE Trans. Mag.*, vol. 49, no. 9, pp. 5135–5149, 2013.

[133] P. Pillay and W. Cai, "An investigation into vibration in switched reluctance motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 3, pp. 589–596, 1999.

[134] C. Mademlis and I. Kioskeridis, "Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 3, pp. 448–457, 2003.

[135] I. Kioskeridis and C. Mademlis, "Maximum efficiency in single pulse controlled switched reluctance motor drives," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, pp. 809–817, 2005.

[136] M. R. Harris and T. J. E. Miller, "Comparision of design and performance parameters in switched reluctance and induction motors," in *IEE Fourth Internat. Conference on Electrical Machines and Drives*, 1991, pp. 303–307.

[137] J. Faiz and J. W. Finch, "Aspects of design optimisation for switched reluctance motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 8, no. 4, pp. 704–713, 1993.

[138] C. Liuchen, "Design Procedures of a Switched Reluctance Motor for Automobile Applications," in *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 1996, pp. 947–950.

[139] M. F. Momen and I. Husain, "Design and Performance Analysis of a Switched Reluctance Motor for LowDuty Cycle Operation," *IEEE Trans .Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, 2003.

[140] R. Arumugam, D. A. Lowther, R. Krishnan and J.F. Lindsay, "Magnetic field analysis of a switched reluctance motor using a two dimensional finite element method," vol. May-21, pp. 1883–1885, 1985.

[141] D.W. J. Pulle, "New data base for switched reluctance drive simulation," in *IEEE Proceedings—B, vol. 138, no. 6*, 1991, pp. 331–337.

[142] W. M. Chan and W. F. Weldon, "Development of a simple nonlinear switched reluctance motor model using measured flux linkage data and curve fit," in *IEEE IAS Annual Meeting*, 1997.

[143] H. Chen, "Implementation of a three-phase switched reluctance generator system for wind power applications," in *14th Electromagnetic Launch Technology Symposium, June 2008*, pp. 1–6.

[144] N. L. Schimtz and D. W. Novotny, *Introductory Electromechanics*. New York: Ronald, 1965.

[145] Bianchi Nicola, *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*. Boca Roton : CRC Press, Taylor & Francis, 2005.

[146] Kay Hameyer and Ronnie Belmans, *Numerical Modelling and Design of Electrical machines and Devices*. Southampton, UK, WIT Press, 1999.

[147] P. Materu and R. Krishnan, “Estimation of switched reluctance motor losses,” in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1988, p. 79.

[148] Y. Hayashi and T. J. E. Miller, “A new approach to calculating core losses in the SRM,” in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1994, pp. 322–328.

[149] N. Bianchi, S. Bolognani and M. Zigliotto, “Prediction of iron losses in switched reluctance motors,” in *Proc. 7th Int. PEMC Conf.*, 1996.

[150] V. Raulin, A. Radun and I. Husain, “Modeling of losses in switched reluctance machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 6, pp. 1560–1569, 2004.

[151] B. Ganji, J. Faiz, K. Kasper, C. E. Carstensen and R. W. De Doncker, “Core loss model based on finite-element method for switched reluctance motors,” *IET Electr. Power Appl.*, vol. 4, no. 7, pp. 569–577, 2010.

[152] C. S. Edrington, D. C. Kaluvagunta, J. Joddar and B. Fahimi, “Investigation of electromagnetic force components in SRM under single and multiphase excitation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 4, pp. 978–988, 2005.

БИОГРАФИЈА АУТОРА

Драган Михић је рођен 20.11.1984. године у Мостару. Основну и средњу школу је завршио у Гацку. Електротехнички факултет у Београду уписао је 2003. године. Дипломирао је 2008. године на смеру Енергетски претварачи и погони са просечном оценом 8.6, одбраном дипломског рада на тему „Испитивање асинхроног мотора помоћу кочнице са магнетним прахом“. Дипломске академске студије другог степена (мастер студије) уписује 2008. године на Електротехничком факултету у Београду, смер Енергетски претварачи и погони, а завршава 2009. године са просечном оценом 9.83, одбраном мастер рада под називом „Анализа губитака снаге у синхроној машини са перманентним магнетима на ротору примењеној у систему за рекуперацију енергије кочења возила“. Исте године уписује докторске студије на Електротехничком факултету у Београду. Успешно је положио све испите предвиђене наставним планом и програмом докторских студија са просечном оценом 10. Септембра 2012. године прихваћена му је тема докторске дисертације под насловом „Прекидачки релуктантни мотори са биполарним струјама“.

Од 2008. године је запослен на катедри за Енергетске претвараче и погоне Електротехничког факултета у Београду као сарадник у настави. У звање асистента је изабран 2010. године. Учествује у извођењу рачунских и лабораторијских вежби из бројних стручних предмета из области електричних машина.

У досадашњем раду учествовао је у реализацији бројних домаћих и међународних научноистраживачких и стручних пројеката. Аутор је три рада у међународним часописима категорије M21, једног рада у међународном часопису категорије M23, четири рада у домаћим часописима, три рада на међународним и једанаест радова на домаћим конференцијама. Области интересовања кандидата су анализа и пројектовање електричних машина.

Ожењен је и отац једног детета.

Прилог 1.

Изјава о ауторству

Име и презиме аутора **Драган С. Михић**

Број индекса **2009/5041**

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Прекидачки релуктантни мотори са биполарним струјама

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

Потпис аутора

У Београду, 21.6.2017.

Михић Драган

Прилог 2.

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора **Драган С. Михић**

Број индекса **2009/5041**

Студијски програм **Електротехника и рачунарство**

Наслов рада **Прекидачки релуктантни мотори са биполарним струјама**

Ментор **Др Слободан Н. Вукосавић, редовни професор**

Потписани/а **Драган С. Михић**

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

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

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

Потпис аутора

У Београду, 21.6.2017.

Михић Драган

Прилог 3.

Изјава о коришћењу

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

Прекидачки релуктантни мотори са биполарним струјама

која је моје ауторско дело.

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

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

1. Ауторство (CC BY)

2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)

3. Ауторство – некомерцијално – без прерада (CC BY-NC-ND)

$\boxed{\text{4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)}}$

5. Ауторство – без прерада (CC BY-ND)

6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

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

Потпис аутора

У Београду, 21.6.2017.

Михајло Пешић

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 прерада**. 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 прерада**. 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.