

Утицај дискретних топологија енергетског претварача на перформансе четворофазног 8/6 прекидачког релуктантног мотора

Драган Михаић, Младен Терзић

Катедра за енергетске претвараче и погоне
Електротехнички факултет, Универзитет у Београду
Београд, Србија
dragan84m@etf.rs, terzic@etf.rs

Сажетак—У овом раду је извршена компаративна анализа перформанси четворофазног 8/6 прекидачког релуктантног мотора (ПРМ) напајаног из асиметричног полумостног инвертора (АПИ) и претварача са заједничким инверторским фазама (ПЗИФ). За почетак, ПЗИФ је описан, дефинисани су његови радни режими и указано је на постојање инхерентног радног режима који је последица начина везивања фазних намотаја и ефеката њихове магнетске интеракције. Након тога, да би се утврдио његов утицај на перформансе ПРМ, извршена је детаљна анализа. Будући да је интеракција мотора и претварача веома сложена, због постојања инхерентног радног режима, анализа је спроведена на основу одговарајућег транзијентног *FEM* (*Finite Element Method-FEM*) модела чија је синтеза извршена у софтверском пакету *Ansys Electronics Desktop*. Компаративна анализа одговарајућих таласних облика фазних струја и електромагнетског момента показала је да постојање инхерентног радног режима унапређује перформансе ПРМ. Поред тога, показано је да напајање ПРМ из ПЗИФ унапређује перформансе на готово целом опсегу експлоатационе карактеристике у поређењу са напајањем из АПИ.

Кључне речи—прекидачки релуктантни мотор (ПРМ); енергетски претварач; метода коначних елемената (*FEM*)

I. Увод

Прекидачки релуктантни мотори због својих истакнутих особина као што су једноставна и јефтина производња, механичка и термичка робусност, велика густина снаге, широк опсег брзина и поузданост, привлаче значајну пажњу и постају значајни конкуренти машинама наизменичне струје пре свега у електричним аутомобилима, ветрогенераторима, авио индустрији [1]-[4].

За разлику од машина једносмерне струје, асинхроних и синхроних машина, напајање и управљање прекидачким релуктантним моторима захтева наменски енергетски претварач и микропроцесорско управљање које ће, у зависности од положаја ротора, у статорским намотајима обезбедити импULSE струје жељеног облика [5]-[6]. Другим

речима, обликовање фазних струја у циљу постизања потребног момента захтева коришћење одговарајућег инвертора и алгорита управљања. Код ПРМ је веома изражена веза између 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 искористиле предности ПРМ уз прихватљиву цену претварача.

У зависности од тога да ли је реализација топологија претварача за напајање ПРМ извршена са дискретним компонентама или модулима у којима су те компоненте интегрисане, разликују се дискретни и модуларни типови претварача [7]-[15]. Будући да је производња самог мотора релативно једноставна, цена претварача представља значајан део укупне цене погона што директно утиче на ширу примену и тржишну заинтересованост за ПРМ. Избор топологије претварача за напајање ПРМ у великој мери зависи од апликације за коју се користи и одговарајућег алгорита управљања. Због тога, поред смањења трошкова производње, пред претварач се обично поставља и захтев за независним управљањем фаза мотора, затим импулсно ширинском модулацијом напона у циљу регулације фазних струја као и истовременим побуђивањем фаза у циљу унапређења перформанси погона ПРМ.

У овом раду је извршена компаративна анализа перформанси четворофазног 8/6 прекидачког релуктантног мотора (ПРМ) напајаног из две топологије претварача које су реализоване са дискретним компонентама: асиметричног полумостног инвертора (АПИ) и претварача са заједничким инверторским фазама (ПЗИФ). Иако се ове две топологије састоје од истог броја полупроводничких компоненти и не садрже пасивне компоненте, постоје фундаменталне разлике које доводе до разлика у перформансама 8/6 ПРМ.

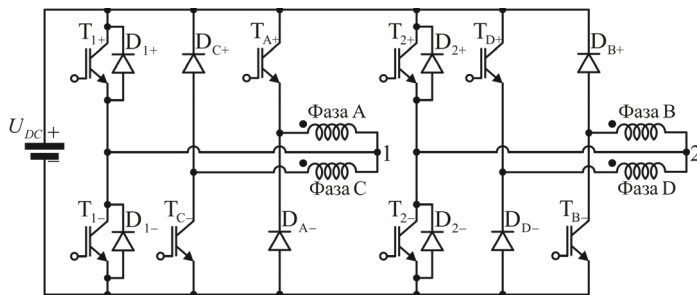
У II поглављу је описан ПЗИФ, дефинисани су његови радни режими и указано је на постојање инхерентног радног режима који је последица начина везивања фазних

намотаја и ефеката њихове магнетске интеракције. Анализа симулационих резултата који обухватају таласне облике фазних струја, индуковане електромоторне силе и електромагнетског момента је детаљано извршена у III поглављу. За добијање ових резултата коришћен је модел који се базира на методи коначних елемената (*Finite Element Method-FEM*) у софтверском пакету *Ansys Electronics Desktop*. Компаративна анализа експлоатационих карактеристика 8/6 ПРМ напајаног из разматраних топологија претварача је спроведена у поглављу IV. Закључак је дат у V поглављу

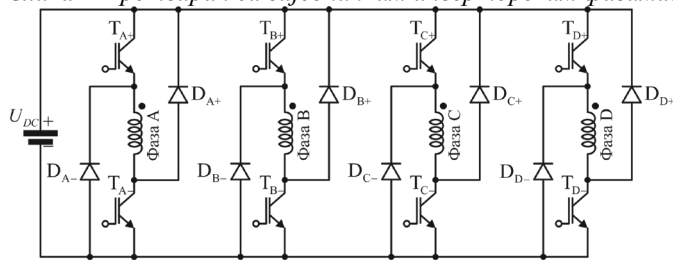
II. ПРЕТВАРАЧ СА ЗАЈЕДНИЧКИМ ИНВЕРТОРСКИМ ФАЗАМА

Претварач са заједничким инверторским фазама (ПЗИФ) за напајање четворофазног 8/6 ПРМ [15] приказан је на слици 1. Код њега се разликују главне и помоћне инверторске фазе. Главне инверторске фазе су везане за референтне крајеве фазних намотаја док су помоћне фазе везане за заједничке тачке парова ортогоналних фазних намотаја А-С (тачка 1) и В-D (тачка 2). Чињеница да по два ортогонална фазна намотаја деле исте, заједничке инверторске фазе, ова топологија претварача је названа ПЗИФ. Напон на крајевима фазних намотаја зависи од стања прекидача главних и помоћних инверторских фаза. Радни режими магнетизације и демагнетизације као и одржавања струје сваког фазног намотаја се врши на сличан начин као код АПИ приказаног на слици 2 који се сматра референтном топологијом за напајање ПРМ, [5]. Међутим, иако се ове две топологије састоје од истог броја полупроводничких компоненти и не садрже пасивне компоненте, постоје две фундаменталне разлике између њих. Прва од њих је што ПЗИФ напаја фазне намотаје струјама различитог смера (фазне намотаје А и В, односно С и D) при чему је струја позитивна када улази у референтну тачку намотаја и обратно.

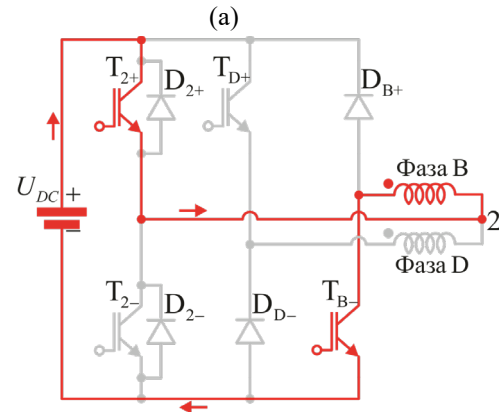
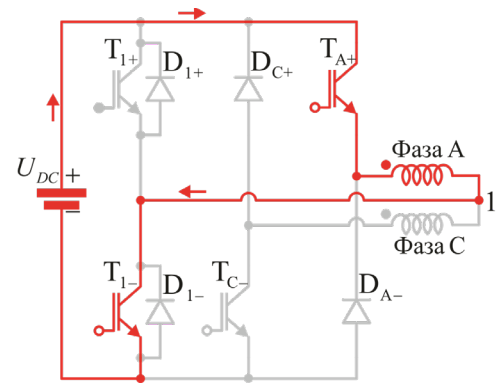
Друга је постојање инхерентног радног режима услед специфичног начина везивања фазних намотаја и ефеката



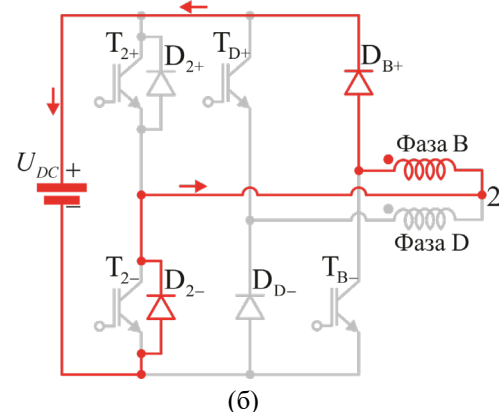
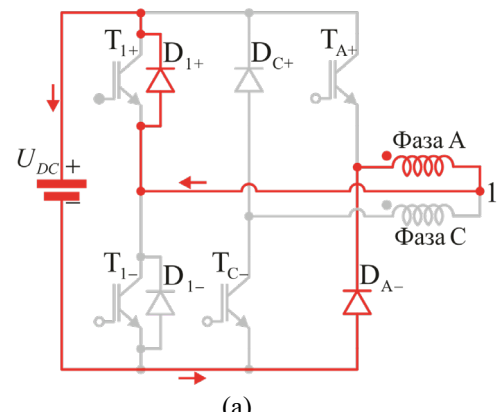
Слика 1 Претварач са заједничким инверторским фазама.



Слика 2 Асиметрични полумостни инвертор.



Слика 3 Магнетизација (а) фазе А и (б) фазе В мотора.



Слика 4 Демагнетизација (а) фазе А и (б) фазе В мотора.

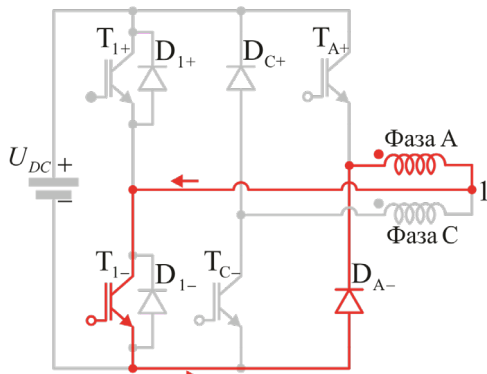
њихове магнетске интеракције који не постоји приликом напајања мотора из АПИ.

Магнетизација фазе А (С) се врши укључењем прекидача T_{A+} и T_{1-} (T_{C-} и T_{1+}), док се за фазу В (D) она постиже укључивањем прекидача T_{B-} и T_{2+} (T_{D+} и T_{2-}). У сврху илустрације, магнетизација фазе А и В је наглашена на слици 3.

Демагнетизација фазе А (С) почиње искључењем прекидача T_{A+} и T_{1-} (T_{C-} и T_{1+}) што проузрокује протицање струје кроз диоде D_{A-} и D_{1+} (D_{C+} и D_{1}). Са друге стране искључењем прекидача T_{B-} и T_{2+} (T_{D+} и T_{2-}) демагнетизација фазе В (D) се врши преко диода D_{B+} и D_{2-} (D_{D-} и D_{2+}). Слично као и за магнетизацију, илустрација демагнетизације фазе А и В дата је на слици 4.

Када је у питању режим одржавања струје, код ове топологије претварача постоји само меко чоповање. Ако се магнетизација вршила позитивним напонем што је случај код фазе А (D) искључењем T_{A+} (T_{D+}), фазна струја постоји у T_{1-} и D_{A-} (T_{2-} и D_{D-}). Аналогно, током магнетизације фазе В (С) негативним напонем, меко чоповање се постиже искључењем T_{B-} (T_{C-}), тако да струја постоји у T_{2+} и D_{B+} (T_{1+} и D_{C+}). Струјна контура која постоји током меког чоповања у случају магнетизације фазе А приказана је на слици 5.

ПЗИФ претварач омогућава истовремену магнетизацију суседних фаза мотора, магнетизацију посматране и демагнетизацију њој суседне фазе као и истовремену магнетизацију и демагнетизацију ортогоналних фаза користећи пун напон DC кола као што је то случај када се 8/6 ПРМ напаја из АПИ. Управљачки алгоритам ове топологије претварача који укључује стања прекидача током магнетизације једне или две суседне фазе као и одговарајући смер струје приказан је у Табели I. Одговарајуће диоде проводе током интервала истовремене магнетизације и демагнетизације суседних или ортогоналних фаза. Стање диода зависи од специфичности радне тачке. Пошто је демагнетизација било које фазе мотора независна од прекидачког стања у другим фазама, стање диода није потребно знати унапред па због тога и није приказано у Табели I. У случају када се достигне горња граница референтне струје, меко чоповање се постиже на начин који је претходно описан. Као резултат примене овог алгоритма управљања, карактер фазних



Слика 5 Режим одржавања струје фазе А мотора.

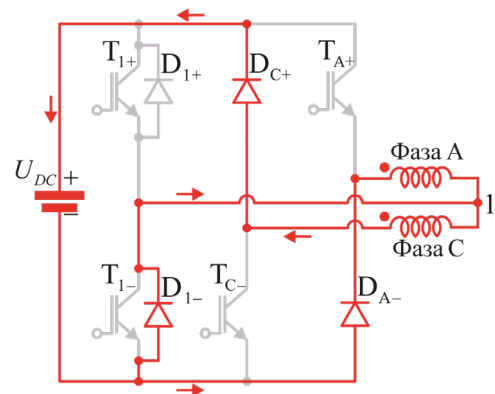
Табела I Алгоритам управљања ПЗИФ

Фаза мотора која се магнетише	Активни прекидачи	i_A	i_B	i_C	i_D
А	T_{1-} и T_{A+}	+			
А и В	T_{1-} и T_{A+} T_{2+} и T_{B-}	+	-		
В	T_{2+} и T_{B-}		-		
В и С	T_{2+} и T_{B-} T_{1+} и T_{C-}		-	-	
С	T_{1+} и T_{C-}			-	
С и D	T_{1+} и T_{C-} T_{2-} и T_{D+}			-	+
D	T_{2-} и T_{D+}				+
D и А	T_{2-} и T_{D+} T_{1-} и T_{A+}	+			+
А	T_{1-} и T_{A+}	+			

струја је униполаран што се има приликом напајања мотора из АПИ.

Пошто парови ортогоналних фазних намотаја деле исте помоћне инверторске фазе, ПЗИФ карактерише инхерентни радни режим. Он се јавља као последица директне поларизације повратних диода у главним инверторским фазама. Директна поларизација повратних диода је проузрокована индукованом електромотором силом фазног намотаја услед магнетске интеракције фаза мотора и стања полупроводничких компоненти помоћних инверторских фаза сагласно дефинисаном алгоритму управљања. Генерално говорећи, овај радни режим карактерише постојање фазне струје након завршетка демагнетизације намотаја. Такав радни режим приказан је на слици 6 при чему је фаза А узета као пример за његово детаљно објашњење.

Инхерентни радни режим ПЗИФ који је приказан на слици 6 јавља се са почетком демагнетизације фазе С која је ортогонална са фазом А. Ако је разлика између пада напона на повратној диоди D_{1-} и индуковане електромоторне силе фазе А услед интеракције фаза мотора већи од прага провођења диоде D_{A-} , тада ће се D_{A-} директно поларизовати и у намотају фазе А ће се појавити



Слика 6 Инхерентни радни режим ПЗИФ на примеру фазе А мотора.

Табела II Радна тачка за коју се разматра утицај ПЗИФ на рад 8/6 ПРМ

U_{DC} [V]	θ_{ON} [°]	θ_{OFF} [°]	n [ob/min]
220	26.7	50	2000

струја. Напон фазе А током овог радног режима је

$$u_A = u_{D1-} - u_{D4-} = R_A i_A + \frac{d\Psi_A}{dt}, \quad (1)$$

где су U_{D1-} и U_{A1-} падови напона на повратним диодама D_{1-} и D_{4-} , респективно, док су R_A , i_A , Ψ_A и t фазна отпорност, фазна струја, флуksни обухват и време, респективно.

Флуksни обухват Ψ_A је функција угаоног положаја ротора и струја свих фаза које постоје у посматраном радном режиму услед интеракције фаза мотора. Сагласно релацији 1, услов за поларизацију диоде D_{4-} је

$$u_{D4-} = u_{D1-} - (R_A i_A + \frac{d\Psi_A}{dt}) > U_{Dt}, \quad (2)$$

где је U_{Dt} напон прага провођења коришћене диоде.

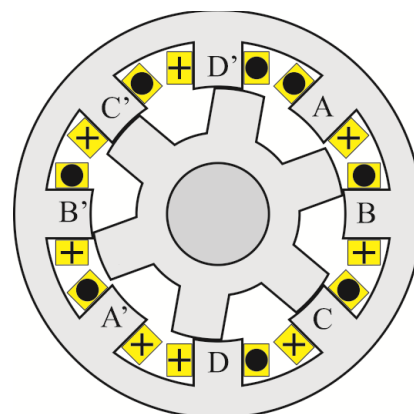
Разматрани инхерентни радни режим за друге фазе мотора је аналоган фази А с тим што у датим релацијама фигуришу ознаке одговарајућих фаза. Овај радни режим директно утиче на перформансе погона што ће се показати у наредном поглављу.

Пре тога, од веома велике важности је дефинисати секвенцу магнетског поларитета фаза посматраног 8/6 ПРМ јер, као што је већ речено, интеракција фаза мотора представља један од главних разлога појаве инхерентног радног режима овог претварача. За разматрани мотор са слике 7 чији су параметри дати у [15], дефинисани референтни смер фазних намотаја као и контролни алгоритам ПЗИФ претварача, магнетски поларитет фаза који одговара секвенци побуђивања фаза А–В–С–D–А'–В'–С'–D' је S–N–N–S–N–S–S–N. Од интереса је нагласити да на слици 7 знак "×" представља проводнике у којима постоји струја у смеру од посматрача, док ознака "●" представља проводнике у којима струја постоји у смеру ка посматрачу. Дефинисану магнетску секвенцу карактерише магнетска несиметрија фаза. Наиме, ако се посматрају фазе А, С и D, њихов магнетски поларитет као и фазе која их следи је различит (N-S или S-N). Са друге стране, у случају фазе В то не важи јер је њен магнетски поларитет као и фазе С која је следи исти (N-N). Горе наведена магнетска секвенца за разматрани 8/6 ПРМ напајан из АПИ се постиже одговарајућим везивањем крајева фазних намотаја.

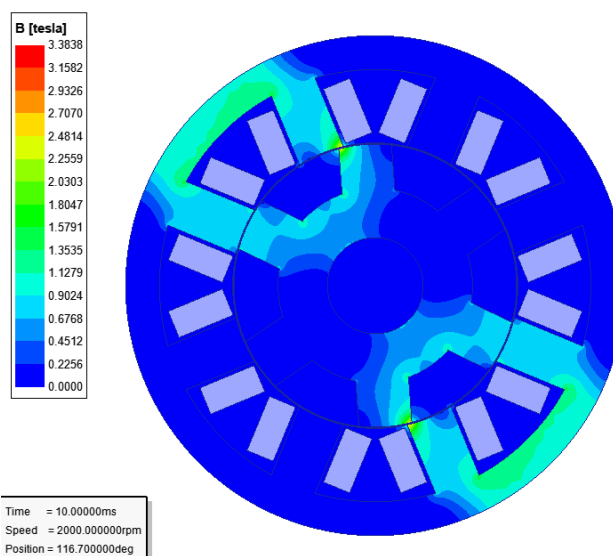
III. АНАЛИЗА ИНХЕРЕНТНОГ РАДНОГ РЕЖИМА И ЊЕГОВОГ УТИЦАЈА НА ДИНАМИЧКЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ 8/6 ПРМ

Да би се могла утврдити природа инхерентног радног режима развијен је одговарајући транзијентни модел у програмском пакету *Ansys Electronics Desktop*. Детаљни моделовања 8/6 ПРМ са слике 7 који укључују материјале, електрично и магнетско коло, граничне услове, мрежу коначних елемената дефинисани су сагласно [16]. Пример расподеле магнетске индукције у машини је приказан на слици 8.

За почетак, од интереса је упоредити таласне облике фазних струја и електромоторних сила када се посматрани 8/6 ПРМ напаја из ПЗИФ и АПИ. Изабрана радна тачка је



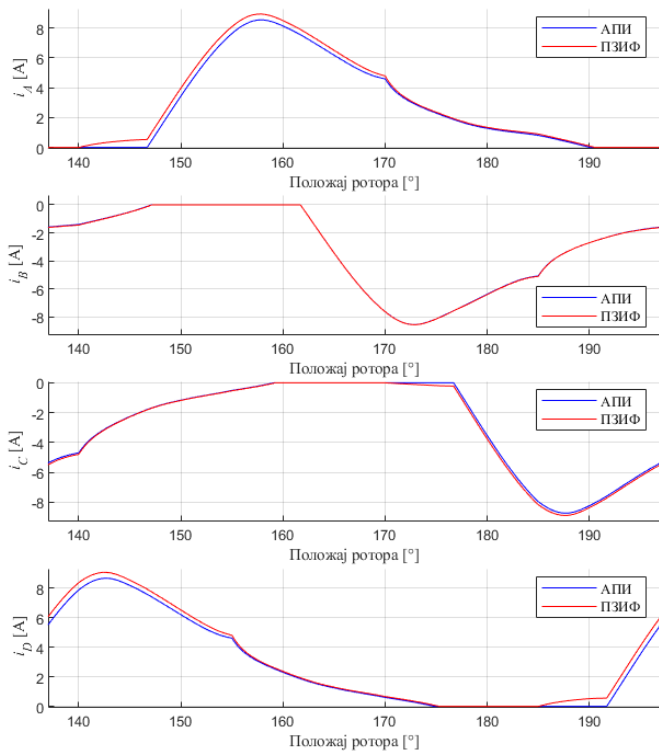
Слика 7 Попречни пресек 8/6 ПРМ [15].



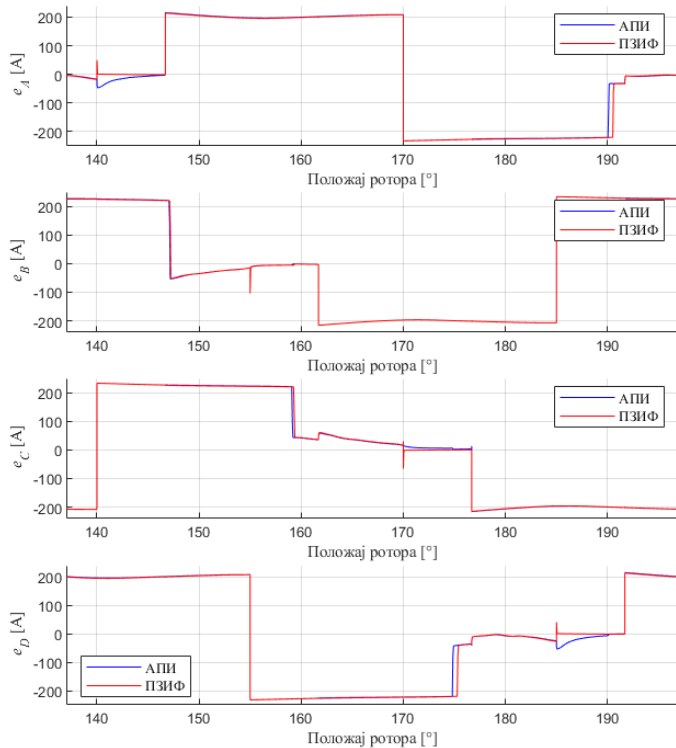
Слика 8 Расподела магнетске индукције у 8/6 ПРМ.

дефинисана у Табели II.

Одговарајући таласни облици фазних струја и електромоторних сила за радну тачку из Табеле II су приказани на сликама 9 и 10. Као што се може видети са слике 9, ПЗИФ утиче на таласне облике фазних струја i_A , i_C и i_D на исти начин. Наиме, од тренутка завршетка демагнетизације посматраног фазног намотаја па све до почетка демагнетизације њему ортогоналног фазног намотаја, струја посматране фазе мотора је једнака нули као у случају напајања из АПИ. Након тога, струја у посматраној фази мотора се појављује услед пада напона на повратној диоди главне инверторске фазе посматраног фазног намотаја (D_{A-} за фазу А, D_{C+} за фазу С и D_{D-} за фазу D) који је већи од прага провођења диоде. Овај напон, дефинисан релацијом 2, једнак је разлици пада напона на



Слика 9 Таласни облици струја фазних намотаја 8/6 ПРМ напајаног из АПИ и ПЗИФ за радну тачку из Табеле II.



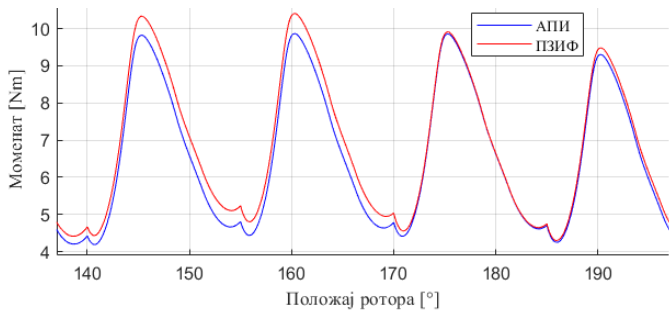
Слика 10 Таласни облици електромоторних сила фазних намотаја 8/6 ПРМ напајаног из АПИ и ПЗИФ за радну тачку из Табеле II.

одговарајућој повратној диоди помоћне инверторске фазе и индуковане електромоторне силе посматраног фазног намотаја која се јавља услед интеракције фаза мотора. Струја у посматраној фази мотора постоји током целог интервала који претходи њеној магнетизацији док смер одговара смеру који је дефинисан контролним алгоритмом што се и види на слици 9. Са друге стране, на слици 10 се могу уочити разлике између таласних облика електромоторних сила фазних намотаја када се мотор напаја из разматраних топологија претварача. Наиме, те разлике представљају управо интервале инхерентног радног режима ПЗИФ. Дакле, природа утицаја ПЗИФ на струје фаза мотора А, С и D, услед постојања инхерентног радног режима, је иста будући да се за ове фазе мотора утицај интеракције фазних намотаја у виду индуковане електромоторне силе манифестује на исти начин. Другим речима, резултујућа индукована електромоторна сила посматраних фазних намотаја и тренутно стање одговарајућих полупроводничких компоненти главних и помоћних инверторских фаза ПЗИФ доводе до појаве струје која постоји у тренутку почетка њихове магнетизације, за разлику од напајања мотора из АПИ када је почетна струја фазних намотаја увек једнака нули. На почетну вредност струје директан утицај има магнетски поларитет фазе мотора која претходи посматраној. У случају када је магнетски поларитет посматране фазе мотора и фазе која јој претходи исти, тада је почетна вредност струје мања него када је он различит. То се у дефинисаној магнетској секвенци односи на фазу С јер њој претходи фаза истог магнетског поларитета (N-N) за разлику од фаза А и В где је он различит (S-N; N-S).

Међутим, такође, сагласно слици 9, инхерентни радни режим овог претварача се не манифестује код струје фазног намотаја В. Разлог је што услови који доводе до појаве разматраног инхерентног радног режима нису испуњени. Наиме, као што је већ речено, у случају фазе мотора В, њен магнетски поларитет је исти као и поларитет фазе која јој претходи. Услед тога, индукована електромоторна сила фазе В је таква да директна поларизација диоде D_{V+} није могућа па самим тим ни појава струје i_B пре почетка њене магнетизације што се види на слици 10.

Утицај ПЗИФ на фазне струје 8/6 SRM се директно рефлектује на електромагнетски моменат који је приказан на слици 11. Пошто је током интервала магнетизације струја у три од четири фазе мотора већа, а једна приближно иста као у случају напајања из АПИ, резултантни електромагнетски моменат је већи у случају напајања из овог претварача.

Узимајућу у обзир ову анализу очигледно је да ПЗИФ има позитиван утицај на моменат што се јасно види из средње вредности M_{em} која је дата у табели III. Међутим, имајући у виду таласне облике фазних струја, као и табелу III, увећање средње вредности момената је праћено увећањем ефективних вредности струја оних фаза мотора које доприносе генерисању већег момената у односу на напајање из АПИ. Због тога је од интереса упоредити однос M_{em}/I_{eff} који је од велике важности за ефикасан процес



Слика 11 Преклопљени таласни облици електромагнетског момента 8/6 ПРМ напајаног из АПИ и ПЗИФ за радну тачку из Табеле II.

Табела III Поређење перформанси 8/6 ПРМ напајаног из АПИ и ПЗИФ

	АПИ	ПЗИФ
I_A [A]	4.0912	4.3246
I_B [A]	4.2005	4.2092
I_C [A]	4.1542	4.2484
I_D [A]	4.1327	4.3703
I_{eff} [A]	4.1448	4.2681
M_{em} [Nm]	6.5391	6.8218
M_{em}/I_{eff} [Nm/A]	1.5776	1.5983

електромеханичког претварања енергије, при чему је

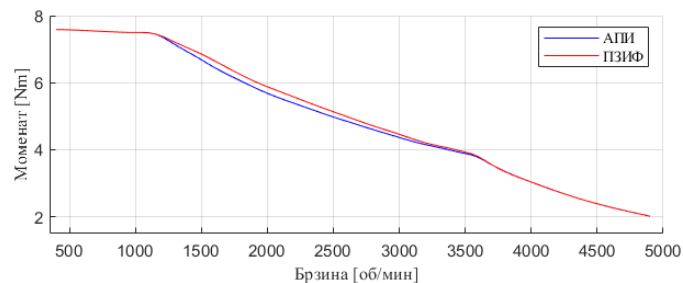
$$I_{eff} = \sqrt{(I_A^2 + I_B^2 + I_C^2 + I_D^2) / 4} \quad (1)$$

средња ефективна вредност фазних струја. Сагласно табели III, овај однос је већи у случају напајања из ПЗИФ, што значи да се дефинисани инхерентни радни режим манифестује израженијим порастом момента него ефективним вредностима фазних струја.

Утицај ПЗИФ на фазне струје, па самим тим и на моменат се смањује са повећањем угла вођења, јер се интервал између демагнетизације и магнетизације ортогоналних фазних намотаја смањује. Као последица тога, почетне вредности раније наведених фазних струја i_A , i_C и i_D у тренутку магнетизације су мање па је због тога и њихов утицај на моменат мање изражен. При томе, средња вредност момента као и однос M_{em}/I_{eff} су и даље на страни напајања 8/6 ПРМ из ПЗИФ. Горе наведено се односи на режиме великих брзина. Са друге стране, при малим брзинама које карактеришу мали углови вођења услови за настанак инхерентног радног режима не постоје па су перформансе 8/6 ПРМ напајаног и посматраних претварача исте. Да би се горе наведена разматрања потврдила неопходно је одредити одговарајуће механичке карактеристике на широком опсегу брзина.

IV. КОМПАРАТИВНА АНАЛИЗА ПЕРФОРМАНСИ 8/6 ПРМ НАПАЈАНОГ ИЗ ПЗИФ И АПИ

У наставку се врши анализа утицаја АПИ и ПЗИФ на рад и перформансе мотора. Критеријуми за поређење перформанси 8/6 ПРМ напајаног из наведених топологија претварача су експлоатационе карактеристике. Детаљна теоријска анализа експлоатационе карактеристике као и начин њеног одређивања је описан у [16]. Сагласно [16] за



Слика 12 Механичка карактеристика 8/6 ПРМ у случају напајања из АПИ и ПЗИФ.

сваку од брзина одређени су оптимални управљачки параметри, угао укључења θ_{ON} , угао искључења θ_{OFF} и референтна струја I_{ref} , који обезбеђују максималну средњу вредност електромагнетског момента при чему су ефективне вредности фазних струја у границама номиналне вредности. За разматрану машину, номинална струја је $I_n=4.2$ А, док је изабрани опсег брзина 400-4900 об/мин. За одређивање оптималних управљачких параметара коришћен је софтверски алат [17] који узима у обзир све значајне нелинеарности и ефекте интеракције фазних намотаја на врло прецизан начин.

Сасвим очекивано моменат 8/6 ПРМ напајаног из ПЗИФ је већи у односу на напајање из АПИ готово на целом опсегу механичке карактеристике. Изузетак је мали опсег брзина у зони константног момента када су перформансе практично исте јер се карактеристичан режим не јавља па самим тим ни бенефит који он проузрокује.

V. ЗАКЉУЧАК

У овом раду је извршена компаративна анализа перформанси четворофазног 8/6 прекидачког релуктантног мотора (ПРМ) напајаног из асиметричног полумостног инвертора (АПИ) и претварача са заједничким инверторским фазама (ПЗИФ). ПЗИФ је детаљно описан, дефинисани су његови радни режими и указано је на постојање инхерентног радног режима који је последица начина везивања фазних намотаја и ефеката њихове интеракције. Након тога, утврђен је његов утицај на перформансе 8/6 ПРМ користећи модел који се базира на методи коначних елемената чија је синтеза извршена у софтверском пакету *Ansys Electronics Desktop*. Компаративна анализа одговарајућих таласних облика фазних струја и електромагнетског момента показала је да постојање инхерентног радног режима унапређује перформансе ПРМ. Поред тога, показано је да напајање ПРМ из ПЗИФ унапређује перформансе на готово целом опсегу експлоатационе карактеристике у поређењу са напајањем из АПИ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Z. Yang, F. Shang, I. P. Brown, and M. Krishnamurthy, "Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for EV and HEV applications," *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, vol. 1, no. 3, pp. 245-254, Oct. 2015.

- [2] R. Cardenas *et al.*, "Control of switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 781-791, Dec. 2005.
- [3] A. Chiba *et al.*, "Development of a rare-earth-free SR motor with high torque density for hybrid vehicles," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 1, pp. 175-182, March 2015.
- [4] V. Valdivia *et al.*, "Behavioral modeling of a switched reluctance generator for aircraft power systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 2690-2699, June 2014.
- [5] Krishnan R, "Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications", CRC Press, Boca Raton, 2001.
- [6] S. Vukosavic and V. R. Stefanovic, "SRM inverter topologies: a comparative evaluation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1034-1047, Nov.-Dec. 1991.
- [7] M. Barnes and C. Pollock, "Power electronic converters for switched reluctance drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1100-1111, Nov. 1998.
- [8] S. Sindhuja and D. Susitra, "Design of a novel high grade converter for switched reluctance motor drive using component sharing," 2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability, Nagercoil, India, 2013, pp. 1174-1178.
- [9] Q. Sun, J. Wu, C. Gan, Y. Hu, N. Jin and J. Guo, "A New Phase Current Reconstruction Scheme for Four-Phase SRM Drives Using Improved Converter Topology Without Voltage Penalty," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 133-144, Jan. 2018.
- [10] A. Khalil *et al.*, "A hybrid sensorless SRM drive with eight- and six-switch converter topologies," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1647-1655, Nov.-Dec. 2005.
- [11] Jin-Woo Ahn, Seok-Gyu Oh, Jae-Won Moon and Young-Moon Hwang, "A three-phase switched reluctance motor with two-phase excitation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, pp. 1067-1075, Sept.-Oct. 1999, doi: 10.1109/28.793367.
- [12] Y. -C. Kim, Y. -H. Yoon, B. -K. Lee, J. Hur and C. -Y. Won, "A new cost effective SRM drive using commercial 6-switch IGBT modules," 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, Korea (South), 2006, pp. 1-7.
- [13] S. Song, Z. Xia, Z. Zhang and W. Liu, "Control Performance Analysis and Improvement of a Modular Power Converter for Three-Phase SRM With Y-Connected Windings and Neutral Line," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6020-6030, Oct. 2016.
- [14] Grbo Z., Vukosavic S., "Cost-optimized switched reluctance motor drive with bipolar currents," *Electr Eng* 89, 183-191, 2007.
- [15] Mihic, D.S., Terzic, M.V., Brkovic, B.M. *et al.* "A novel modular power converter for SRM drive," *Electr Eng* 102, 921-937, 2020.
- [16] Mihić, Dragan S., Bogdan M. Brkovic, and Mladen V. Terzic. 2024. "Asymmetrical Four-Phase 8/6 Switched Reluctance Motor for a Wide Constant Power Region," *Machines* 12, no. 7: 454, 2024.
- [17] D. S. Mihic, M. V. Terzic and S. N. Vukosavic, "A New Nonlinear Analytical Model of the SRM With Included Multiphase Coupling," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 4, pp. 1322-1334, Dec. 2017.

ABSTRACT

This paper presents a comparative analysis of the performance of a four-phase 8/6 switched reluctance motor (SRM) powered by an asymmetric half-bridge inverter (AHBI) and a converter with a common inverter phase (CIP). First, the CIP is described, its operating modes are defined, and the existence of an inherent operating mode is highlighted, which results from the way the phase windings are connected and the effects of phase interactions. Subsequently, to determine its impact on the performance of the SRM, a detailed analysis was conducted. Given the complexity of the interaction between the motor and the converter due to the existence of the inherent operating mode, the analysis was performed based on an appropriate Finite Element Method (FEM) model, synthesized using the Ansys Electronics Desktop software package. The comparative analysis of the corresponding phase current waveforms and electromagnetic torque showed that the presence of the inherent operating mode improves the performance of the SRM. Additionally, it was demonstrated that supplying the SRM from the CIP enhances its performance across almost the entire exploitation characteristic range compared to supplying it from the AHBI.

Keywords-Switched reluctance motor (SRM), Power converter, Finite element method (FEM)

THE IMPACT OF DISCRETE TOPOLOGIES OF POWER CONVERTER ON THE PERFORMANCE OF A FOUR-PHASE 8/6 SWITCHED RELUCTANCE MOTOR.

Dragan Mihić, Mladen Terzić