

DOI: [10.46793/CIGRE37.B4.09](https://doi.org/10.46793/CIGRE37.B4.09)**B4.09****ОПТИМАЛНИ ДИЗАЈН МАГНЕТСКОГ КОЛА СПРЕГНУТИХ ПРИГУШНИЦА ЗА
ВИШЕФАЗНЕ DC/DC ПРЕТВАРАЧЕ****OPTIMAL COUPLED INDUCTOR MAGNETIC CORE DESIGN FOR INTERLEAVED
DC/DC POWER CONVERTERS****Marko Lazarević, Nikola Mirković, Aleksandar Milić***

Кратак садржај: Вишефазни DC/DC претварачи се често користе у применама великих снага због своје способности да смање таласност струје, побољшају ефикасност, као и транзијентни одзив претварача. Интеграција спрегнутих пригушница побољшава перформансе додатним смањивањем таласности струје, смањењем губитака у језгру и минимизирањем величине пригушнице, чиме се значајно повећава укупна густина снаге. Овај рад представља методологију пројектовања спрегнутих пригушница за вишефазне претвараче користећи симулације методом коначних елемената и узимајући у обзир кључне параметре дизајна као што су међусобна индуктивност, одабир материјала језгра, zasiћење језгра и расподела губитака. Сprovedена је свеобухватна анализа како би се одредила оптимална геометрија, конфигурација намотаја, положај ваздушног зазора, величина магнетног језгра, као и жељени транзијентни одзив. Анализа и дизајн магнетских и електричних кола је спроведен путем симулационих модела спрегнутих пригушница номиналне снаге 4 kW начињених у програмским алатима заснованим на методи коначних елемената. Резултати потврђују тачност развијених аналитичких модела и показују значајна побољшања у перформансама претварача у поређењу са конвенционалним дискретним индуктивним филтрима.

Кључне речи: *спрегнута пригушница, вишефазни претварач, DC/DC конверзија снаге, смањење таласности струје, оптимизација губитака у језгру*

Abstract: Interleaved DC/DC converters are widely used in high-power applications due to their ability to reduce current ripple, improve efficiency, and enhance transient response. The integration of coupled inductors further enhances performance by increasing ripple cancellation, reducing core losses, and minimizing inductor size, thus greatly increasing overall power density. This paper presents a design methodology for coupled inductors in interleaved converters using Finite Element Analysis (FEA) simulations and considering key design parameters such as mutual inductance, core material selection, core saturation and loss distribution. A comprehensive analysis is done in order to determine the optimal geometry,

* Marko Lazarević, Elektrotehnički fakultet u Beogradu, laz.marko2001@gmail.com

Nikola Mirković, Elektrotehnički institut Nikola Tesla, nikola.mirkovic@ieent.org

Aleksandar Milić, Elektrotehnički fakultet, Univerziteta u Beogradu, milic.aleksandar@etf.rs

winding configuration, air gap placement and magnetic core size based on desired inductance and transient response. Analysis and design for the 4 kW inductor is performed using a coupled inductor simulation model using finite element analysis software. Simulation results validate analytical models and show significant improvements in comparison to conventional discrete inductors.

Key words: *coupled inductor, interleaved converter, DC/DC power conversion, ripple reduction, core loss optimization*

1 УВОД

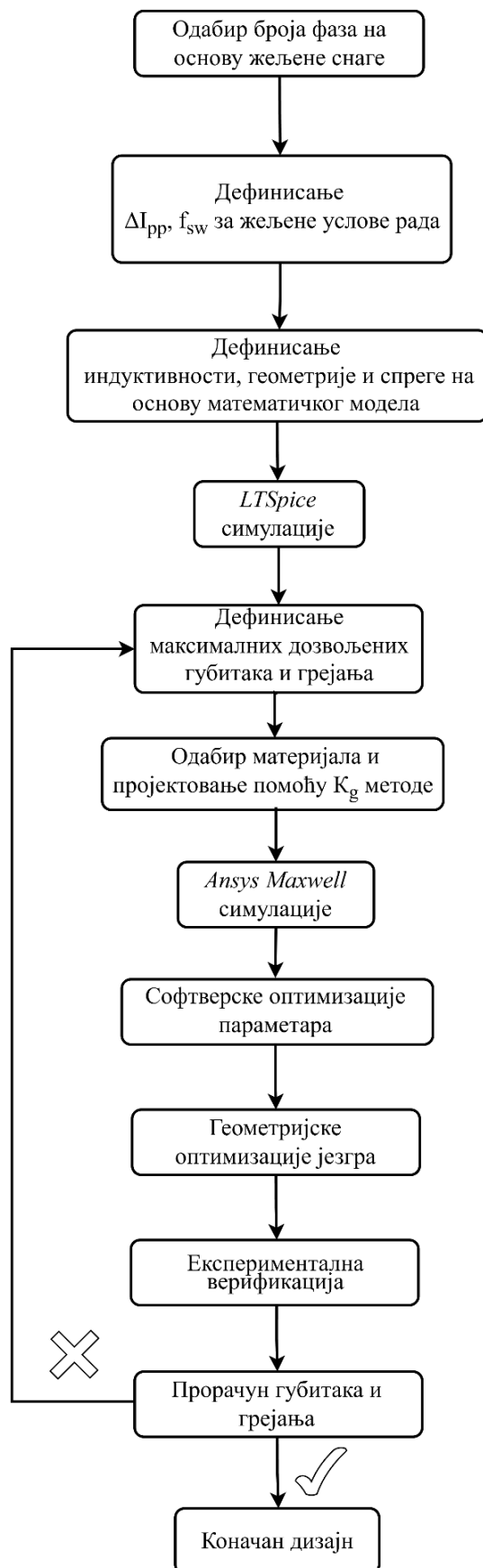
Развој полупроводничке технологије и све строжији захтеви у погледу густине снаге за уређаје енергетске електронике намећу нове изазове у пракси. Захтеви у погледу волумена енергетског претварача и смањења утrophка материјала често доводе до увећања радних прекидачких учестаности [1]. Последишно, запремина реактивних компоненти, које представљају највећи део оваквих уређаја се смањује [1]. Поред повећања учестаности, постоји више начина за повећање густине снаге. Главни од њих је коришћење већег броја фаза, односно паралелно везивање оваквих уређаја, како би се повећала номинална снага и напрезања полупроводника ограничила на напоне и струје које тренутно подржавају решења на тржишту [2]. Допринос смањењу запремине може проистећи и паметним коришћењем магнетског материјала од ког су сачињени енергетски филтри у претварачима. Наиме, могуће их је магнетски спрегнути и адекватном спрегом омогућити значајно смањење њихове запремине, те увећати густину снаге уређаја. Поред мање запремине, спрежање омогућава и смањење валовитости струје, што позитивно утиче на енергетску ефикасност уређаја, као и побољшање транзијентног одзива [3].

У овом раду представљена је методологија пројектовања спрегнутих пригушница за вишефазне претвараче користећи развијене аналитичке и симулационе моделе засноване на методи коначних елемената. Методологија се заснива на кључним параметрима у дизајну магнетских кола као што су међусобна индуктивност, одабир материјала магнетског кола, засићење магнетског кола и просторна расподела губитака. У трећем Поглављу представљен је математички модел спрегнутих пригушница, неопходан за потребе симулације електричног кола у неком од софтвера попут софтвера *LTSpice*. У четвртм Поглављу, дефинисан је аналитички модел пригушнице који даје почетне вредности индуктивности за даље оптимизације у софтверу. На крају, у петом Поглављу, оптимизације су вршене употребом софтвера *Ansys Maxwell* и добијене су коначни параметри анализиране спрегнуте пригушнице.

2 АЛГОРИТАМ ЗА ПРОЈЕКТОВАЊЕ СПРЕГНУТИХ ПРИГУШНИЦА

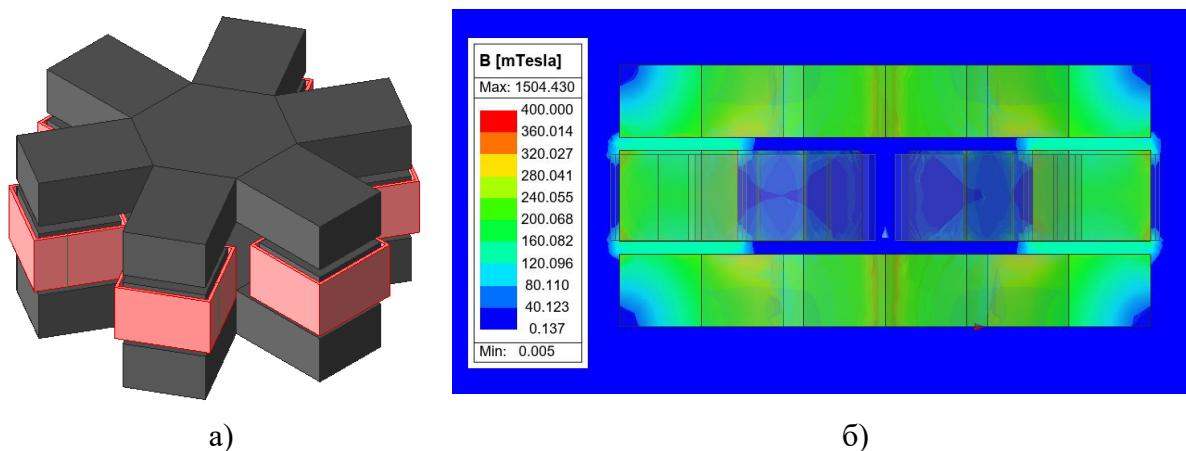
У овом Потпоглављу биће дат методолошки преглед свих корака за пројектовање објашњених у раду. Резултат представља алгоритам, који се може пратити како би се одредили почетни параметри, који се коначно оптимизују употребом софтвера.

На Слици 2.1 приказан је алгоритам за пројектовање спрегнуте пригушнице са произвољним бројем фаза. У наредним поглављима објашњени су појединачни делови алгоритма који за циљ имају пројектовање пригушнице на основу максималне дозвољене снаге губитака .



Слика 2.1 Алгоритам пројектовања спрегнуте пригушнице.

Пример шестофазне пригушнице пројектоване употребом предложеног алгоритма дат је на Слици 2.2. Расподела вектора магнетске индукције у магнетском колу добијена је помоћу софтвера *Ansys Maxwell*.



Слика 2.2 Шестофазна пригушница а) 3D модел, б) расподела флукса у језгру.

На основу предложеног алгоритма могуће је у извршити пројектовање спрегнуте пригушнице произвољне топологије. Приступ остаје исти у случају произвољног броја фаза. Акценат је на употреби софтвера, будући да основни аналитички модел није увек задовољавајућ. Са повећањем ваздушног зазора долази до све већих одступања модела од стварног понашања. Из тог разлога је употреба софтвера неопходна, како би се осигурала минимална одступања. Предност оваквог приступа је прецизно подешавање параметара пригушнице, постизање магнетске симетрије по фазама, увећање густине снаге и енергетске ефикасности претварача док су већа цена производње језгра и ограничења у погледу механичке асемблже.

За потребе појашњења алгоритма у наставку рада, биће пројектована пригушница за потребе четворофазног спуштача напона снаге 4 kW, учестаности прекидања од 150 kHz који ради на граници прекидног режима за потребе меког комутовања. У Табели 2.1 дата су ограничења попут жељене индуктивности, максималних димензија језгра, као и вршне вредности очекиване струје које би одговарале нисконапонској примени. Ова ограничења добијена су симулацијом претварача у софтверу *LTSpice* и представљају почетне параметре за даље пројектовање.

Табела 2.1 Улазни параметри за пројектовање спрегнуте пригушнице

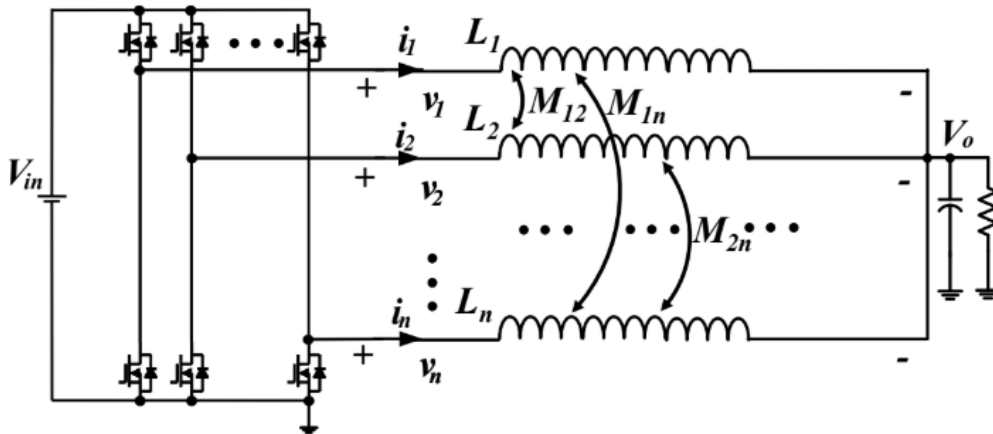
Ограничења	Вредност
B_{max}	200 mT
I_{max}	65A
f_{sw}	150 kHz
h_{max}	30 mm
D_{zice}	2.5 mm

3 МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛ СПРЕГНУТИХ ПРИГУШНИЦА

У овом Потпоглављу дат је математички модел за описивање индуктивности спрегнутих пригушница. Математички модел омогућава анализу произвољне структуре спренутих пригушница у погледу спреге, број фаза и сл. Као резултат, биће дефинисане транзијентна и индуктивност устаљеног стања, које диктирају транзијентни одзив претварача, као и валовитост струје пригушнице.

Из модела могу се изразити параметри потребни за формирање симулационог модела у софтверском алату *LTSpice*. У општем случају, за вишефазни (n -фазни) претварач спуштач напона са n спрегнутих пригушница приказан на Слици 3.1, могуће је написати симетричну матрицу индуктивности која повезује напоне и струје свих пригушница као

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ \dots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & \dots & M_{1n} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & M_{2(n-1)} & M_{2n} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & M_{3(n-1)} & M_{3n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1} & M_{n2} & \dots & M_{n(n-1)} & L_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \\ \dots \\ \frac{di_n}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$



Слика 3.1 Претварач спуштач напона са n -фаза и са спрегнутим пригушницама [3].

L_x у матрици индуктивности представља сопствену индуктивност посматране фазе x , док је са M_{xy} означена међусобна индуктивност између две произвољне фазе x и y . Полазећи од матрице индуктивности, могу се одредити аналитички изрази за одређивање индуктивности n -фазног филтра који описују понашање филтра током прелазних процеса, али и у устаљеном стању [3]. Ови изрази у функцији броја фаза n и у зависности од вредности и опсега индекса модулације D дати су у Табели 3.1.

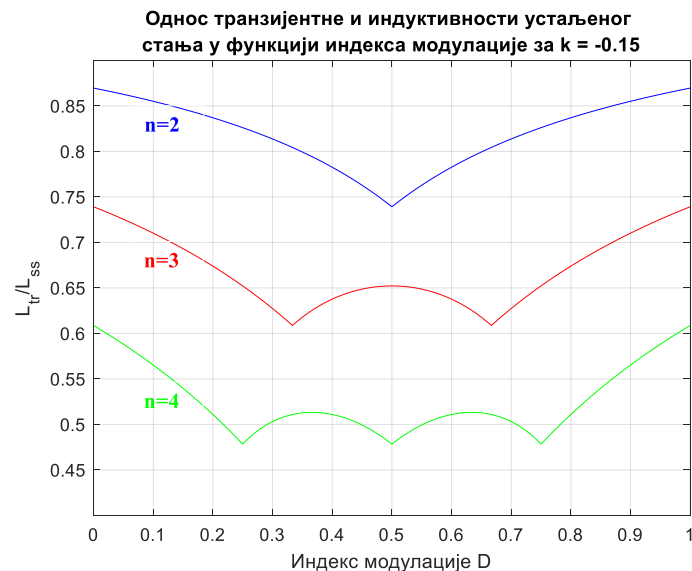
Еквивалентна индуктивност устаљеног стања представља индуктивност која диктира вредност валовитости струје по фази ΔI_{pp} . У Табели 3.1 означена је са L_{ss} и може се приметити да у зависности од вредности и опсега индекса модулације D мења своју вредност, где M представља међусобну индуктивност између две произвољне фазе, а L представља сопствену индуктивност фазе. Приликом пројектовања, битно је уважити ову чињеницу, будући да када нема спреге, понашање пригушнице је једнозначно одређено њеном сопственом индуктивношћу. Транзијентна индуктивност L_{tr} одређује на који начин се мења излазна струја ΔI када дође до пертурбације индекса модулације.

Односно, ова индуктивност описује динамичко понашање претварача и синтезу регулатора. За разлику од еквивалентне индуктивности устаљеног стања, транзијентна индуктивност не мења своју вредност у функцији D и константна је у свим радним опсезима претварача.

Табела 3.1 Изрази за транзијентну и еквивалентну индуктивност устаљеног стања за случај n -фазног чопера спуштача напона са спрегнутим пригушницама [3].

ОПСЕГ	L_{ss}	L_{tr}
$0 \leq D < \frac{1}{n}$	$\frac{(L - M)(L + (n - 1)M)}{L + \left[(n - 2) + \frac{(n - 1)D}{D'}\right]M}$	$L + (n - 1)M$
...	...	...
$\frac{i}{n} \leq D < \frac{i + 1}{n}$	$\frac{(L - M)(L + (n - 1)M)}{L + \left[(n - 2i - 2) + \frac{i(i + 1)}{nD} + \frac{nD(n - 2i - 1) + i(i + 1)}{nD'}\right]M}$	$L + (n - 1)M$
...	...	...
$\frac{n - 1}{n} \leq D < 1$	$\frac{(L - M)(L + (n - 1)M)}{L + \left[(n - 2) + \frac{(n - 1)D'}{D}\right]M}$	$L + (n - 1)M$

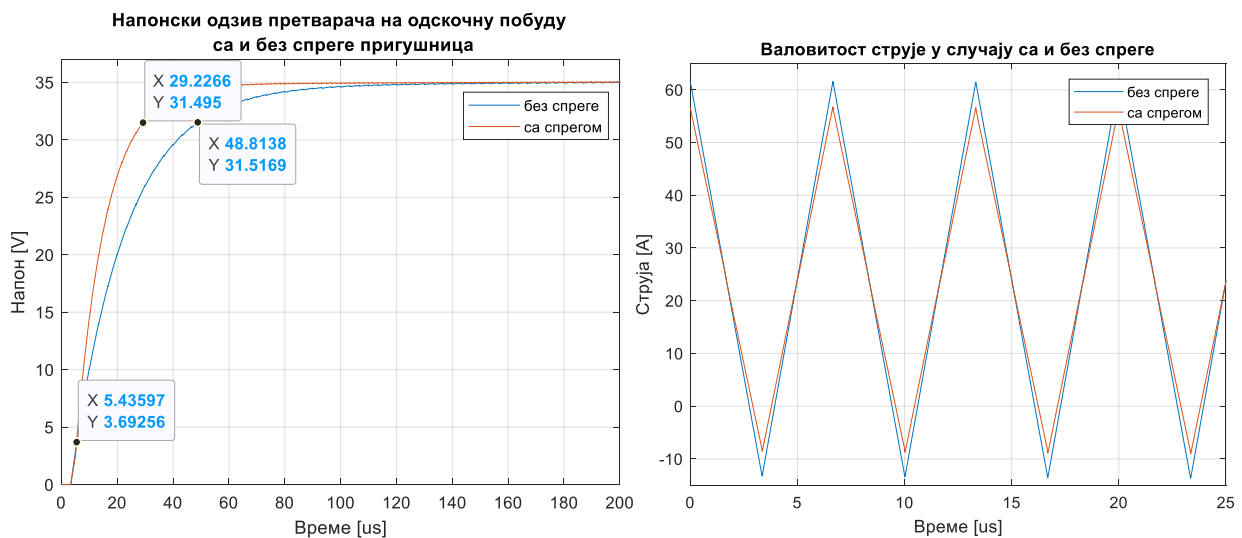
Дељењем израза за израчунавање транзијентне и еквивалентне индуктивности устаљеног стања, могуће је добити функцију која дефинише промену валовитости струје при различитим вредностима индекса модулације, Слика 3.2.



Слика 3.2 Однос транзијентне и еквивалентне индуктивности устаљеног стања за различит број фаза при коефицијенту спреге $k = -0.15$

Полазећи од израза датих у Табели 3.1. формиран је симулациони модел четворофазног претварача спуштача напона у програмском пакету *LTspice*. Симулациони модел је

испитан у отвореној спрези са дискретним и спрегнутим пригушницама по фази како би се анализирао утицај обе индуктивности на рад претварача током прелазних процеса и у устаљеном стању. На Слици 3.3. резултати приказани плавим кривама представљају понашање претварача са дискретним пригушницама, док резултати приказани црвеним кривама представљају понашање претварача са спрегнутим пригушницама. На Слици 2.1.4 а) приказано је поређење транзијентног напонског одзива претварача, док је на Слици 2.1.4 б) приказана валовитост струје у устаљеном стању у случајевима са и без спреге. Симулиран је четворофазни претварач са вредностима сопствених индуктивности од $L_s = 1.7\mu H$ и у случају спрегнутих пригушница са свим једнаким коефицијентима спреге између фаза $k = -0.15$. Може се приметити да већи број фаза позитивно утиче на смањење валовитости струје, као и на њену униформнију вредност при различитим вредностима индекса модулације. Разлог смањењу валовитости је чињеница да се променом индекса модулације мења еквивалентна индуктивност устаљеног стања, док транзијентна остаје константна.



Слика 3.3 Резултати анализе симулационог модела: а) Транзијентни одзив излазног напона, б) Валовитост струје једне фазе четворофазног претварача спуштача напона са и без спрегнутих пригушница при $D = 0.5$

Може се приметити да спрезање доводи до драстично бржег одзива напона око $25\mu s$ у случају са спрегом наспрам око $45\mu s$ у случају без спреге. Поред бржег одзива, постоји приметно смањење валовитости струје ΔI_{pp} са $75A$ на $65A$, што потврђује предности овакве спреге у поређењу са распрегнутим фазама.

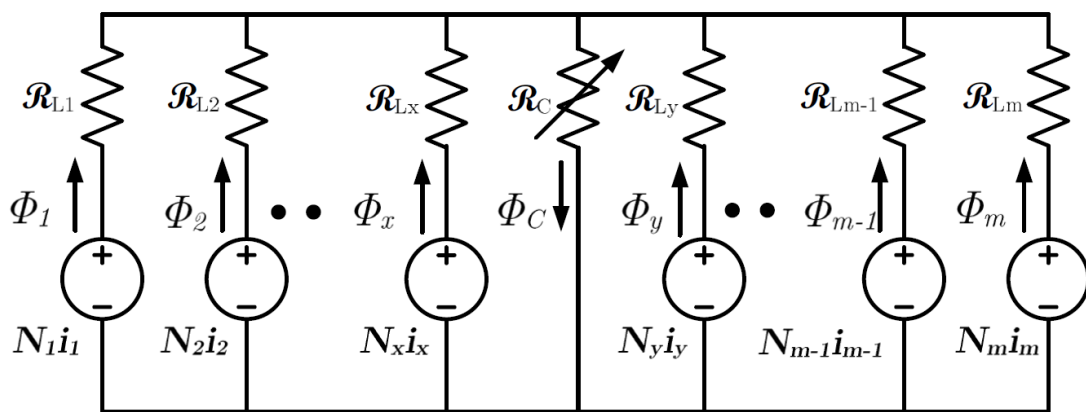
4 АНАЛИТИЧКО МОДЕЛИРАЊЕ МАГНЕТСКОГ КОЛА

Програмски пакети засновани на методи коначних елемената (енг. *Finite element analysis - FEA*) попут *Ansys Maxwell* софтвера омогућавају моделирање и пројектовање

магнетских компоненти попут пригушница и трансформатора. За употребу оваквих софтвера пожељно је имати аналитички модел који описује везу између параметара од значаја као и њихове почетне вредности за потребе пројектовања. У случају спрегнутих пригушница, за параметре од интереса могу се усвојити индуктивности и димензије. Даље се полазећи од усвојених почетних вредности може приступити процесу пројектовања, када се кроз *FEA* алате могу уважити и нелинеарни феномени попут засићења и ивичних ефеката које је тешко описати линеарним моделима. У овом Поглављу биће дато објашњење општег линеарног аналитичког модела магнетског кола коришћеног за потребе одређивања почетних параметара за потребе пројектовања спрегнутих пригушница. Уз то, биће дати аналитички изрази за прорачун губитака у магнетском колу, као и у бакарном проводнику пригушнице, на основу којих ће K_g методом бити вршено пројектовање пригушнице параметара датих у Поглављу 2.

4.1 Линеарни релуктансни модел спрегнуте пригушнице

У овом раду се аналитички модел заснива на моделирању магнетских кола електричним еквивалентом. Релуктансе, магнетске отпорности, постају електрични еквиваленти, док се магнетомоторне силе побуде моделирају напонским генераторима са побудама једнаким броју ампер-навојака. Слика 4.1 приказује заменску шему којом се магнетско коло са $m+1$ стубова (m спрегнутих пригушница/фаза и једним стубом за усмеравање расипног флуksа) може представити као електрично коло. Ово значајно упрошћава анализу и омогућавају аналитички прорачун флуксева у магнетском колу и даље димензија језгра које одређује вредности релуктанси. Овај модел се заснива на неколико апроксимација и то да се претпоставља хомогена расподела флуksа по попречном пресеку стубова, занемарују се ивични ефекти и закривљење линија флуksа на местима где у језгру постоји зазор и претпоставља се да је магнетски материјал у потпуности линеаран. Наведена занемарања могу довести до значајних одступања у пракси, па је представљени модел прихватљив за добијање почетних параметара док се наведени феноменти морају уважити даље у фази пројектовања кроз *FEA* софтверске алате.



Слика 4.1 Електрични еквивалент магнетског кола са m спрегнутих пригушница [5]

4.2 Аналитички прорачун губитака у пригушници

Најчешће коришћена метода пројектовања пригушница је такозвана K_g метода [4]. Она подразумева пројектовање пригушнице према губицима у бакру, уз дефинисање максималне дозвољене амплитуде магнетске индукције у језгру. Метода се заснива на релацијама

$$B_{max} = \frac{\mu_0 \mu_r N I_{max}}{l_{mag} + \mu_r l_{gap}} \quad (4.2.1)$$

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A_e}{l_{mag} + \mu_r l_{gap}} \quad (4.2.2)$$

до којих се долази полазећи од модела приказаног на Слика 4.1. и које представљају основу за прорачун параметара пригушница. На основу жељених вредности индуктивности и zasiћења магнетског кола, могуће је израчунати параметре A_e и l_{gap} , који представљају попречни пресек језгра и дужину ваздушног зазора. Ове величине највећим делом диктирају димензије и параметре пригушнице и представљају добар почетак за симулационе оптимизације.

Како би се укупни губици оптимизовали према губицима у бакру, неопходно је дефинисати максималну вредност укупних губитака и на основу ње прорачунати вредност максималних дозвољених губитака у бакру. Препорука је тежити равномерној расподели губитака у бакру у језгру, те ће тај приступ и овде бити примењен. У општем случају, губици у бакру једне фазе могу се израчунати према релацији (4.2.3), где N представља број навојака, A_e представља квадратни попречни пресек једног магнетског стуба пригушнице и D_{zice} представља пречник жице коришћен за намотавање пригушнице.

$$P_{Cu} = \frac{1}{\sigma_{Cu}} \frac{16N \sqrt{A_e}}{D_{zice}^2 \pi} I_{rms}^2 \quad (4.2.3)$$

Релација представља губитке у бакарној жици уз претпоставку да до изражаја не долазе површински ефекат (енгл. - *skin effect*) и ефекат близине (енгл. *proximity effect*). У пракси то наравно није случај и ови ефекти могу довести до значајног повећања губитака. Како би се ово спречило, користи се лицнаста жица, која омогућава боље искоришћење проводника и сузбијање ових ефеката. Површински ефекат и ефекат близине се могу аналитички уважити на основу [6] и у даљем тексту ће бити претпостављено да је број лицни жице довољно велик, да за учестаности прекидања од интереса пораст губитака износи мање од 3%, те се могу занемарити. Губици у магнетском материјалу, могу се израчунати употребом Штајнмецове једначине [7] (4.2.4)

$$P_{Fe} = k f_{sw}^a B_{ampl}^b V, \quad (4.2.4)$$

где k , a и b представљају Штајнмецове коефицијенте који се одређују на основу криве губитака из техничке спецификације магнетског материјала. Будући да је струја пригушнице сложено периодична, може се апроксимирати троугаоном поворком импулса у случају потпуно негативне спреге и на основу Фуријеовог низа разложити на простопериодичне величине. Након тога, за првих n хармоника могуће је срачунати губитке и на основу њихове суме добити укупне запреминске губитке у језгру. Запремина

језгра V може се изразити преко линеарних димензија језгра и попречног пресека његових стубова, као и броја фаза. За дискретан број навојака $N \geq 1$, уз помоћ једначина (4.2.1)-(4.2.4) и дефинисане максималне амплитуде струје, могу се израчунати вредности губитака у бакарном проводнику и феромагнетском језгру. Максималан број навојака дефинисан је навојним прозором.

5 ПРОЈЕКТОВАЊЕ СПРЕГНУТИХ ПРИГУШНИЦА ЗАСНОВАНО НА ОПТИМИЗАЦИЈИ УКУПНИХ ГУБИТАКА

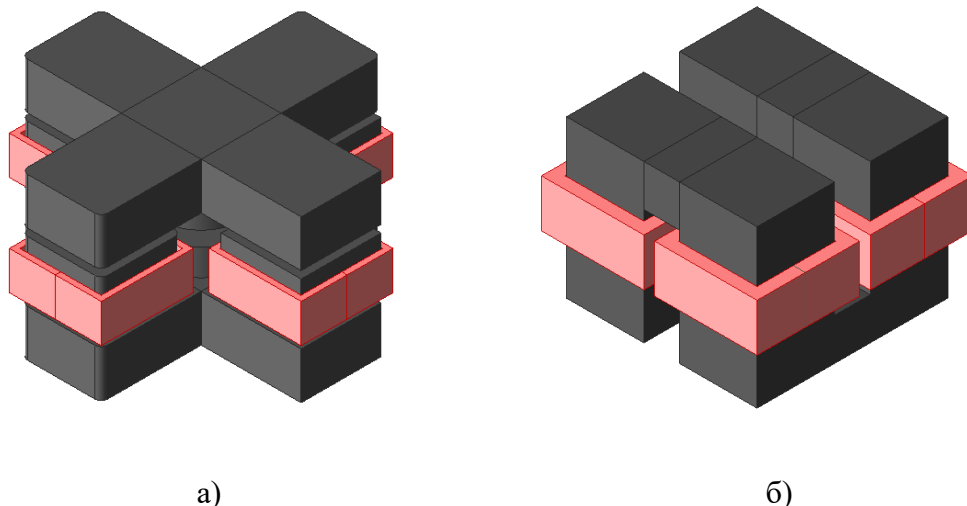
Линеарни аналитички модели су најчешће погодни за брзу процену димензија магнетских компоненти и грубе прорачуне када други алати нису доступни. Ипак, када је реч о пројектовању ових компоненти, овај приступ није задовољавајућ. Услед већ поменутих нелинеарних појава, неопходно је прецизније моделирање. У пракси се најчешће користе *FEA* софтвери који методом коначних елемената пружају поуздано симулацију понашања магнетских кола чак и код најсложенијих геометрија, где је аналитичко решење веома сложено и непрактично. У овом раду је пројектовање спроведено помоћу *Ansys Maxwell* софтвера који омогућава 3D моделирање магнетских појава, те представља моћан алат приликом решавања оваквих проблема.

У овом Поглављу биће приказан поступак моделовања пригушнице са четири спрегнуте фазе. Као резултат биће дати оптимална геометрија, димензије целог језгра, магнетски материјал, као и оптимална спрега, у циљу што бољег искоришћења материјала. Пројектовање пригушнице биће вршено на основу аналитичког модела дефинисаног у претходном Поглављу, док ће геометријске оптимизације језгра, као и оптимизације губитака бити вршене помоћу софтвера *Ansys Maxwell*. На крају биће дато поређење по запремини и губицама у случају спрегнутих и дискретних излазних филтара.

5.1 Одабир оптималне геометрије и спреге намотаја

Приликом извођења математичког модела у Поглављу 3, уведена је претпоставка да су међусобне индуктивности међу фазама једнаке. Ово је урађено како би се добили једноставнији аналитички изрази, али и зато што је то тежња у пракси. Симетричност са собом повлачи једнаку расподелу струје по фазама, што доводи до равномерне расподеле губитака на транзисторима. Магнетска симетричност изискује просторну симетричност, што није увек једноставно постићи. За више од два намотаја, често је неопходно пројектовати језгро са осом симетрије око z -осе, што изискује производњу нестандардног облика језгра – Слика 5.1.

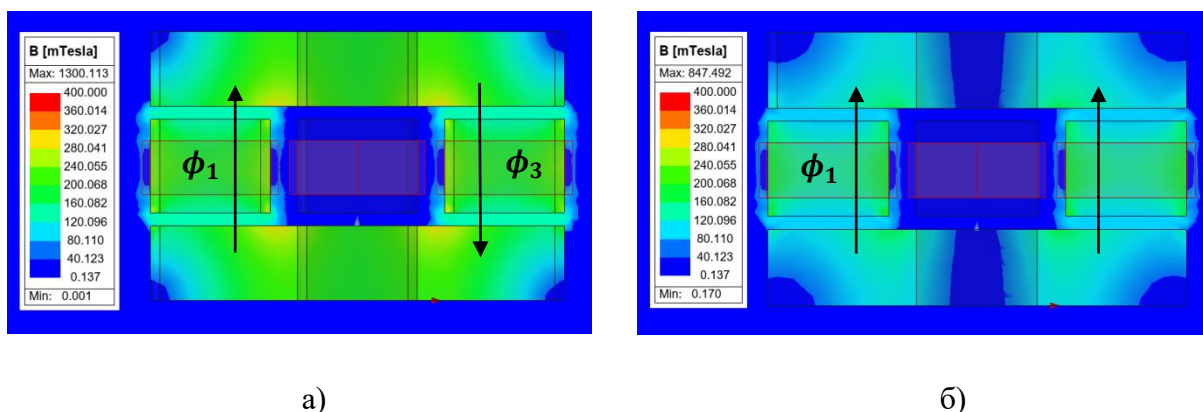
Када је реч о спрези намотаја, у општем случају намотаји не морају сви имати коефицијент спреге истог знака. То може бити корисно у одређеним случајевима како би се постигло поништавање флуксева у језгру. Ипак, за овде разматране геометрије различит знак спреге уводи нежељене више хармонике, те ће се овде избећи. Пригушница са Сlike 5.1 а) омогућава постизање спреге негативног знака међу свим намотајима, док због геометрије намотаји на Слици 5.1 б) само могу бити спрегнути тако да је међу њима спрега позитивна.



Слика 5.1 Врсте симетричног магнетског кола: а) слаба спрега, б) јака спрега

Будући да је једна од предности негативне спреге бржи транзијентни одзив, на основу релације за L_{tr} (Табела 3.1), следи закључак да уколико је жеља очувати ову предност, неопходно је користити геометрију са Сlike 5.1 а). Из тог разлога ће она надале бити разматрана. Такође, сходно одабиру радне прекидачке учестаности претварача, у наставку разматраће се материјал 3F3 који је погодан за опсег учестаности до 400 kHz и који обезбеђује линеарно понашање до вредности магнетске индукције од 300 mT.

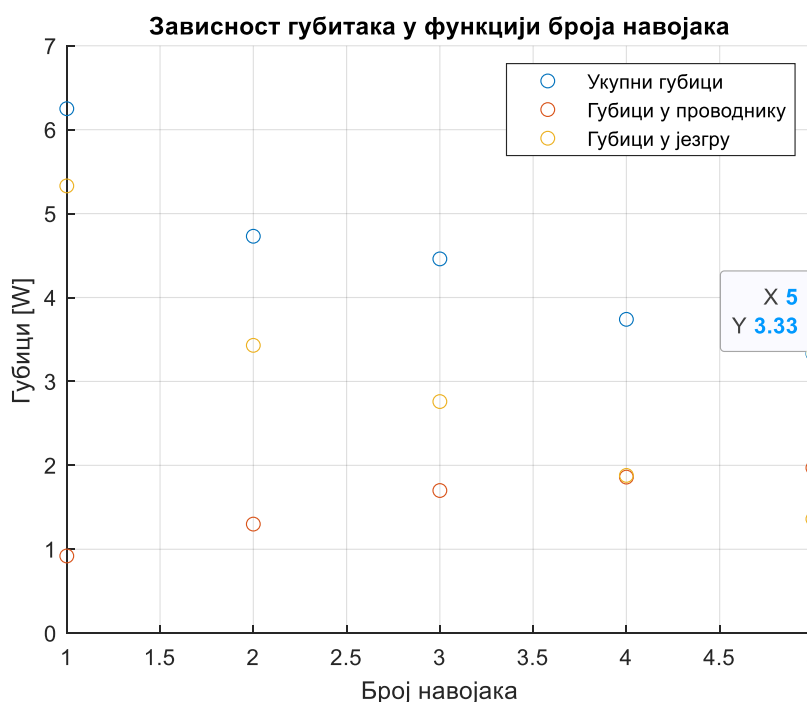
Слика 5.2 приказује расподелу флуksа у језгру са Сlike 5.1 а) за случај позитивне и негативне спреге приказане четворофазне пригушнице. Флуksеви ϕ_1 и ϕ_3 су фазно померени за 180° . Ово чини да се у случају негативне спреге ова два флуksа не поништавају, док у случају позитивне спреге долази до поништавања ових флуksева у централном делу језгра. Са становишта искоришћења језгра, повољнији је случај под б). Ипак, он онемогућава негативну спрегу међу фазама, те је из раније поменутих разлога овде непожељан. Случај под а) је са становишта искоришћења језгра сличан случају распрегнутих пригушница, будући да су „потенцијали“ централних делова горње и доње плоче једнаки. Ово омогућава независно пројектовање магнетских стубова кола за случај четворофазне пригушнице.



Слика 5.2 Расподела флуksа у језгру у случају: а) негативне спреге, б) позитивне спреге међу навојцима две фазе

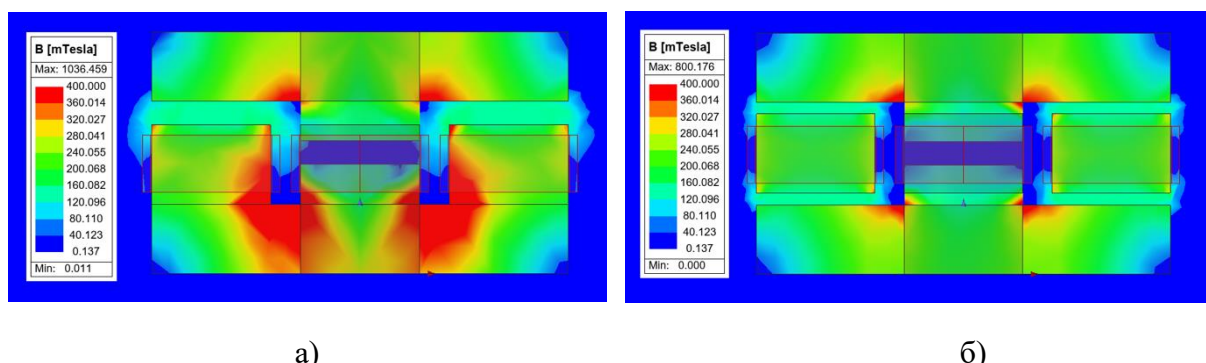
5.2 Оптимизације магнетског кола употребом *Ansys Maxwell* софтвера

На основу дефинисаних ограничења (Табела 2.1) и прорачуна употребом математичког модела итеративним поступком и коришћењем софтвера *Ansys Maxwell*, могуће је добити график укупних губитака у језгру у функцији броја навојака, као на Слици 5.2.1. Са Сlike се може уочити да се најмањи укупни губици имају за $N = 5$ навојака. Уколико је жеља имати минималне губитке, у посматраном случају, оптимална пригушница би имала 5 навојака по фази. Ипак, у пракси се често тежи једнакој расподелом губитака у проводнику и у језгру, што се у овом случају има за $N = 4$ навојка. Параметри пројектоване пригушнице дати су у Табели 5.2.1. и укупни губици приказани на графику губитака за тачку $N = 5$.



Слика 5.2.1 Зависност губитака пригушнице у функцији броја навојака

Употреба софтвера омогућава анализу појаве засићења језгра у свим његовим деловима. На основу 3D расподеле флуksа, могуће је пројектовати језгро тако да магнетска индукција у свим деловима буде унутар дозвољених граница. Уз то, могућ је и прорачун Штајнмецових коефицијената на основу параметара материјала, који су неопходни за прорачун губитака у језгру. Услед непоништавања флуksа, проблем засићења може бити знатно изражен, што показује Слика 5.2.2 а), на којој се примећују велике области у којима је језгро засићено. Њихово отклањање је могуће након мањих измена геометрије/расподеле намотаја, у овом случају дељењем ваздушног зазора, као на Слици 5.2.2 б). Може приметити да је постављање зазора дупло мањих димензија изнад и испод фазног намотаја готово у потпуности отклонило проблем засићења језгра. Применом описаног алгоритма, добијају се параметри пригушнице на основу ограничења дефинисаних у Поглављу 2. Коначне вредности дате су у Табели 5.2.1.



Слика 5.2.2 Засићење језгра са а) нерасподељених зазором, б) расподељених зазором

Табела 5.2.1. Параметри пројектоване пригушнице

Параметри	Вредност
A_e	169 cm^3
l_{gap}	3.2 mm
L	$1.66 \mu\text{H}$
h_{mag}	29.8 mm
N	5
Материјал језгра	3F3

На Слици 5.2.3 приказана је грешка аналитичког линеарног релуктансног модела у односу на симулационе резултате из софтвера *Ansys Maxwell*. Постоји јасно изражена зависност по којој се са повећањем зазора увећава и релативна грешка. Као што је раније напоменуто, разлог овоме је велика промена релуктансе зазора са његовим повећањем, коју линеарни модел не узима у обзир.

Занимљиво је упоредити запремину једне спрегнуте четворофазне пригушнице и запремину четири дискретне пригушнице. Спрезање доводи до смањења укупне запремине магнетског материјала и његово боље искоришћење. На Слици 4.2.3 приказане су разматрана четворофазна пригушница и једна дискретна, која је ради лакшег поређења исте геометрије као једна фаза спрегнуте пригушнице. Уз то, магнетска индукција у оба језгра је једнака и износи $B_{max} = 200 \text{ mT}$ и индуктивност по фази износи $L = 1.66 \mu\text{H}$.

Прорачуном се може установити да је спрезањем могуће смањити укупну запремину све четири пригушнице за 21.2%, те будући да је $B_{max} = \text{const.}$ и једнако у оба случаја, смањити и губитке за исти проценат.

малог зазора, али драстично губи тачност са његовим повећањем. Прецизнијим моделирањем ивичних ефеката могуће је унапредити модел и добити боље поклапање са симулационим резултатима. Из тог разлога, у даљем истраживању акценат ће бити на унапређењу и прецизнијем моделирању наведених појава, како би резултати аналитичког прорачуна брже довели до жељених резултата.

У раду је показано да је представљена методологија обезбеђује прецизно подешавање параметара пригушнице за потребе рада током прелазних процеса и у устаљеном стању, постизање магнетске симетрије по фазама, увећање ефикасности и густине снаге енергетског претварача. Као резултат, испројектована је четворофазна пригушница за потребе претварача спуштача напона снаге 4 kW, густине снаге приближно 180 W/cm³, омогућујући значајно смањење запремине оваквог уређаја у поређењу са дискретним пригушницама на тржишту.

7 ЛИТЕРАТУРА

- [1] B. Riegler and A. Mütze, "Volume Comparison of Passive Components for Hard-Switching Current- and Voltage-Source-Inverters," *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Vancouver, BC, Canada, 2021, pp. 1902-1909, doi: 10.1109/ECCE47101.2021.9595392.
- [2] S. Yadav, K. Namrata, N. Kumar and A. Samadhiya, "Multiphase Buck Converters for Power Delivery Using Neural Network Control Scheme," *2022 4th International Conference on Energy, Power and Environment (ICEPE)*, Shillong, India, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICEPE55035.2022.9798089.
- [3] Yan Dong, "Investigation of Multiphase Coupled-Inductor Buck Converters in Point-of-Load Applications", Doctoral dissertation in Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2009
- [4] Robert W. Erickson and Dragan Maksimović, "Fundamentals of Power Electronics" Second Edition, 2004, University of Colorado Boulder, Colorado
- [5] M. Chen and C. R. Sullivan, "Unified Models for Coupled Inductors Applied to Multiphase PWM Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 12, pp. 14155-14174, Dec. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3088083.
- [6] R. P. Wojda and M. K. Kazimierczuk, "Winding Resistance and Power Loss of Inductors With Litz and Solid-Round Wires," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp. 3548-3557, July-Aug. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2821647.
- [7] J. Reinert, A. Brockmeyer and R. W. A. A. De Doncker, "Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 4, pp. 1055-1061, July-Aug. 2001, doi: 10.1109/28.936396.