

Универзитет у Београду
Електротехнички факултет



Дипломски рад

**Пројектовање високофреквентног
трансформатора уз минимизацију
укупних губитака**

Студент:

Јована Плавшић, 2016/0315

Ментор:

проф. др Слободан Н. Вукосавић

Београд, септембар 2021.

Захвалница

Хвала мојој породици на безусловној подршци.

Посебну захвалност аутор дугује Катарини Обрадовић и асистенту на Катедри за претвараче и погоне Александру Милићу који су заједно са аутором радили на дизајну реактивних елемената у оквиру тима *H-Bridges* који се такмичи на *IEEE IFEC* такмичењу у области енергетске електронике. Поред њих, захвалност дугује и Лазару, Емилији, Филипу, Катарини, Мили, Марти, Стефани, Илији, Ксенији, Јелени и Исидори који заједно чине тим.

Садржај

1. Увод	4
2. Имплементација високофреквентног трансформатора у енергетској електроници	5
2.1 DC/DC претварач као део соларног инвертора	5
2.2 Резонантни LLC претварач.....	5
3. Пројектовање трансформатора	8
3.1 Дефинисање улазних параметара дизајна	8
3.2 Приказ алгоритма за пројектовање	8
3.3 Одабир учестаности прекидања и феритних материјала.....	10
3.4 Одабир магнетског кола	13
3.5 Пројектовање намотаја.....	16
3.6 Главне корекције и коначни резултати.....	19
3.7 Анализа трансформатора методом коначних елемената	21
4. Експериментални резултати	23
5. Закључак	25
6. Литература	26

1. Увод

Захтеви тржишта тренутно намећу развој енергетских претварача које одликује висока комутациона учестаност у циљу постизања високе енергетске ефикасности и густине снаге. Дистрибуирана производња електричне енергије из обновљивих извора енергије, са посебним фокусом на производњу из фотонапонских система, нагласила је проблем сигурности крајњег корисника. За потребе одвајања поља панела од соларног инвертора и мреже, развијају се топологије које су карактерисане галванском изолацијом, односно употребом високофреквентног трансформатора у топологији. Дизајн трансформатора обухвата пре свега пројектовање његових основних конструкционих делова: магнетског кола, намотаја примара и секундара, али даље и система за уземљење, екранизацију, хлађење и тако даље. Развојем технологије израде магнетских материјала и проводника које чине намотаје трансформатора, као и анализама нових геометријских облика језгра, омогућен је прогрес ефикасности ове реактивне компоненте у трајном раду. Компактност у оквиру дизајна претварача још један је од добрих карактеристика високофреквентног дизајна. Развој полупроводничких технологија донело је могућност превазилажења дотадашње фреквенцијске баријере у погледу рада претварача. Овим је омогућен дизајн трансформатора мањих димензија и велике густине снаге.

Постоји неколико приступа дизајнирању високофреквентног трансформатора приликом чега се као основни критеријум могу узети губици, димензије, маса или цена [1]. Без обзира на изабран параметар минимизације, битно је да трансформатор не уђе у зону засићења и да повећање температуре у њему буде у границама при којима је он у могућности да неометано врши конверзију електричне енергије.

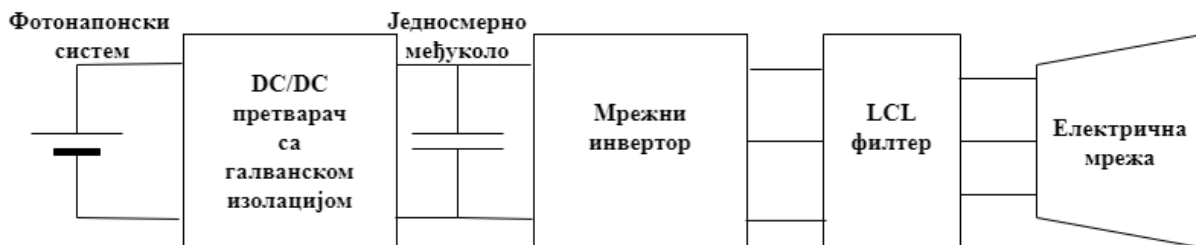
У овом раду приказана је метода за пројектовање високофреквентног трансформатора имплементираног у једнофазном *LLC* претварачу снаге 1000 W. Прво је разматрана његова улога у соларном инвертору, даље је дат алгоритам за пројектовање. У наставку су приложени резултати добијени коришћењем софтверског алата на бази коначних елемената *FEMM 4.2*, као и експериментални резултати добијени тестирањем прототипа. Приликом анализе, разматрана је блиска веза одабира материјала и радне прекидачке учестаности. Избор магнетског кола и проводника, као и прорачун укупних губитака објашњен је у трећем поглављу. Прототип који је израђен у Лабораторији за дигитално управљање претварачима и погонима приказан је у четвртом поглављу са експерименталним резултатима.

2. Имплементација високофреквентног трансформатора у енергетској електроници

2.1 DC/DC претварач у соларном инвертору

Како би све популарније фотонапонске системе повезали на електроенергетску мрежу наизменичног напона, потребно је користити соларне инверторе који представљају енергетске DC/AC претвараче [2]. Са циљем обезбеђивања одговарајућег степена безбедности корисника соларних система, мора се обезбедити галванска изолација у оквиру ових уређаја. Галванска изолација је физичко одвајање улаза претварача од излаза, како би пренос квара био спречен и тиме угрожавање крајњих потрошача. Развојем технологије високофреквентних материјала магнетских језгара и лицнасте жице, могуће је имплементирати високофреквентни трансформатор унутар претварача и тиме смањити димензије читавог система конверзије соларне енергије у електричну, са обезбеђеним степеном заштите. Због тога, соларни инвертор се реализује у два степена који садрже претварач са галванском изолацијом који остварује рад панела у тачки максималне снаге и трофазни мрежни инвертор.

Први степен је реализован у облику DC/DC претварача који има улазни мосни инвертор, резонантно коло са високофреквентним трансформатором иза кога се налази диодни мост и DC линк као једносмерно међуколо. Први степен има за циљ да поље панела у сваком радном режим ради у тачки максималне снаге (*Maximum Power Point Tracking – MPPT, енг.*) [3]. Други степен реализован је као трофазни инвертор са LCL филтром на мрежи, на који се прикључују потрошачи. Шема описаног кола приказана је на Слици 1.



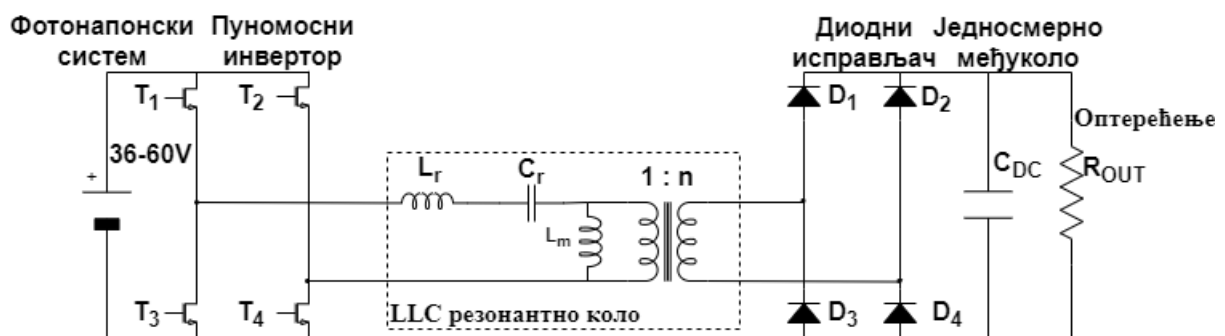
Слика 1 Принципна шема соларног инвертора

2.2. Резонантни LLC претварач

Како би DC/DC претварач био што ефикаснији пожељна је употреба резонантних топологија претварача које у себи интегришу трансформатор. Тада струје у колу узимају синусоидални таласни облик и могуће је имплементирати меко комутовање по напону (*Zero Voltage Switching, ZVS, енг.*) и струји (*Zero Current Switching, ZCS, енг.*). У оваквим радним режима, до комутације прекидача снаге долази у тренуцима када струје или напони пролазе кроз нулу што у великој мери утиче на повећање

ефикасности претварача.

Начин на који то постижемо је успостављањем жељене резонантне појаве у зависности по конфигурације резонантног кола. У зависности од жељених перформанси система, могуће је користити низ различитих резонантних топологија. За потребе мрежних инвертора, за које је потпуно очекиван рад са нисним оптерећењем или рад у празном ходу, пожељно је користити у индустрији заступљену *LLC* резонанту топологију. Додавањем реактивних елемената пре трансформатора формирамо резонантни *LLC* претварач [4] [5]. Његови главни елементи јесу редна пригушница L_r , редни кондензатор C_r и индуктивност магнећења трансформатора L_m приказани на Слици 2. Правилним одабиром и дизајном сваког елемената резонантног кола постижемо да између њих долази до осцилација енергије и успостављања резонанције на жељеној фреквенцији. У зависности од очекиваних радних режима, параметри резонантног трансформатора ће у већој или мањој мери утицати на физику процеса. Успостављањем простопериодичног облика струје је могућа реализација меког комутовања, односно *ZVS* и *ZCS* и прекидачки губици су минимизовани.



Слика 2. Резонантни *LLC* претварач са високофреквентним трансформатором

Изабрана резонантна топологија у случају када прекидачка учестаност одговара резонантној учестаности има напонско појачање једнако јединици. За разлику од *CLLC* резонантног кола који је бидирекциони, *LLC* коло има унидирекциони ток снаге. Такође, за разлику од *LCC* топологије, *LLC* топологија је показала добре перформансе при ниским оптерећењима што је посебно погодно у примени соларних инвертора у домаћинствима где је потрошња променљивог капацитета и догађа се да потрошња и производња нису уједначени [6]. Поред овога, постоје и други облици резонантног претварача, али они садрже четири или више реактивних елемената, што би знатно повећало димензије и комплексност претварача, а самим тим и смањило густину снаге и поузданост.

Да би се приступило пројектовању трансформатора, најпре је неопходно дефинисати жељене параметре заменске шеме помоћу аналитичких прорачуна и коришћењем софтверских алата. При детаљнијој анализи *LLC* резонантне топологије за усвојене вредности фактора добротe, који представља параметар који показује како се електрично коло понаша при различитим оптерећењима, као и односа индуктивности магнећења и редне индуктивности пригушнице, закључено је да индуктивност магнећења не утиче у великој мери на појаву резонанције и фреквенцијску

карактеристику при различитим оптерећењима.

Изабрана вредност капацитивности кондензатора у топологији износи $1.2 \mu\text{F}$, а изабран кондензатор *C4BSPBX4120ZB0J* произвођача *KEMET* може издржати напоне преко 60 V и очекиване ефективне вредности струје на жељеној комутационој учестаности. Како резонантна фреквенција износи 200 kHz , добија се вредност индуктивности редне резонантне пригушнице од $0.528 \mu\text{H}$. Показало се да при односу редне и паралелне индуктивности од 100 и фактору доброте Q од 0.4 (који је усвојен на бази усвојених очекиваних радних режима), напонско појачање је довољно стабилно за широк опсег радних учестаности око резонантне. С обзиром да вредност индуктивности магнећења трансформатора треба да је бар 100 пута већа од вредности редне пригушнице како трансформатор не би утицао на основну редну резонантну појаву, вредност од $50 \mu\text{H}$ за индуктивност магнећења је оквирна и зависи од пројектовања трансформатора, чији ће процес бити представљен даље у раду.

3. Пројектовање трансформатора

3.1. Дефинисање улазних параметара дизајна

Као први корак у дизајну високофреквентног трансформатора, који ће радити у оквиру претварачког кола описаног у поглављу 2, потребно је дефинисати улазне параметре који су одређени на нивоу дизајна претварача или самом поставком експерименталних услова. Осим тога, често су и економски и тржишни аспекти ограничавајући фактор. Под овим се мисли да иако постоји ефикасније решење са техничке стране оно се не може увек узети у обзир знајући да погодне делове или опрему за тестирање у том случају није могуће набавити.

Сходно наведеној апликацији, за потребе дизајна и пројектовања високофреквентног трансформатора усвојени су подаци представљени у табели 1.

ТАБЕЛА I
УЛАЗНИ ПАРАМЕТРИ ЗА ДИЗАЈН ВИСОКОФРЕКВЕНТНОГ ТРАНСФОРМАТОРА СНАГЕ 1000 W

Параметар	Вредност
<i>Duty cycle</i> [%]	50
Облик језгра	<i>E</i>
Номинална снага [W]	1000
Преносни однос	11
Примарни номинални напон [V]	48
Максимални улазни напон [V]	60
Примарна номинална струја [A]	21
Максимална примарна струја [A]	28

3.2. Приказ алгоритма за пројектовање

На Слици 3. је представљен графички приказ алгоритма пројектовања високофреквентног трансформатора. Улазни параметри и захтеви представљени су раније у Табели 1. Вредности густине снаге и густине струје узете су као познате почетне вредности, које се касније у експерименталним резултатима неће показати као потпуно тачне.

Одабир прекидачке учестаности и материјала су уско повезани уз додатна ограничења претварача у који се трансформатор имплементира. У односу на усвојене губитке у феритним језгрима, који се прорачунавају на основу усвојених запреминских губитака и димензионих фактора језгра, бира се неколико језгара чија паралелна анализа мора бити употпуњена. Може се десити да иако се нека језгра на почетку показује као лош избор, након више итерација поредбене анализе, буде закључено да су они бољи избор за дефинисане улазне параметре. Након избора више језгара који би могли одговорати, прорачунавају се сваки од битних параметара језгра како би се

одредили магнетски губици трансформатора.

Уколико је могуће да намотаји стану у прозор језгра, прелази се на детаљнију анализу намотаја, конфигурацију навојака у намотају и прорачун кондукционих губитака у бакарним проводницима. По [7] показано је да је трансформатор најефикаснији уколико су губици у језгру и баку приближних вредности. Када су одређена језгра и намотаји који одговарају овом захтеву, потребно је да се прорачунају укупни губици у трансформатору, након чега се детаљније анализирају сви електрични параметри заменске шеме трансформатора, као што су активна отпорност, расипна индуктивност и индуктивност магнећења. Као финални корак је намотавање проводника око пластичног постоља у који се убацују два E језгра како би се формирао трансформатор у циљу формирања прототипа. У наставку ће се сваки од корака нешто детаљније образложити.



Слика 3. Алгоритам за дизајн високофреквентног трансформатора

3.3. Одабир учестаности прекидања и феритних материјала

Развој магнетских материјала подстакнут је развојем електротехнике и индустрије. Главна одлика магнетских материјала јесте њихова магнетска пермеабилност која одређује меру магнетизације приликом изложености материјала магнетском пољу. Најраспрострањенији материјал који поседује магнетска својства јесте гвожђе. У 19. веку долази до шире употребе ламинираног гвожђа, док у 20. веку имамо експанзију његовог коришћења, као и унапређење особина материјала додавањем примеса дијапазоном хемијских елемената и стварањем његових легура.

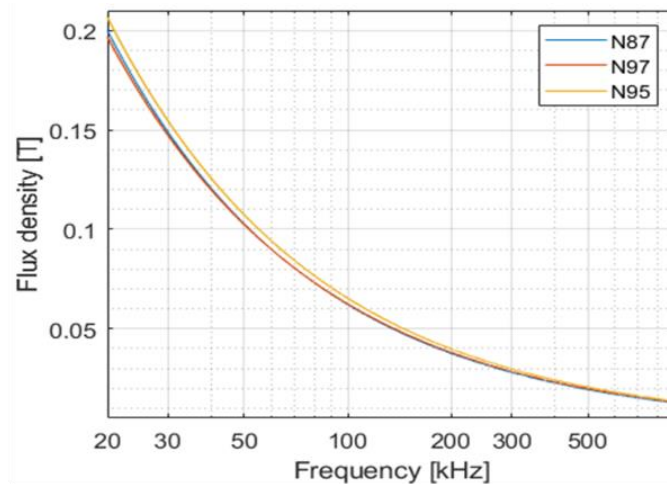
Материјали који се користе у изради трансформатора могу се поделити у две групе. Првој групи припадају феромагнетски материјали које су сачињени од легура гвожђа са примесамa силицијума, хрома, никла и кобалта. У другој групи налазе се феромагнетски материјали чију конзистенцију чине оксиди гвожђа, са примесамa мангана, цинка и кобалта, чији развој почиње већ крајем 40-их година 20. века у Холандији. Битна разлика ове две групе је отпорност материјала и вредност магнетске индукције засићења. Две основне фамилије феритних материјала су манган-цинк и никл-цинк. Ове две врсте су комплементарне и одговарајућим избором, употреба меких феримагнета може покрити широк опсег радних фреквенција претварача, са почетком од фреквенција реда неколико kHz па све до десетина MHz. Друга група има далеко већу отпорност, а материјали имају мању границу засићења. Манган цинк је шире распрострањена група материјала у односу на никл-цинк и користи се за фреквенције испод 2 MHz [8]. Због високе резистивности, никл-цинк феритни материјали се користе при радним фреквенцијама од преко 2 MHz и све до неколико стотина мегахерца.

Разматране манган-цинк феритне материјале карактерише веома висока пермеабилност, висока магнетска отпорност која је битна за примену у високофреквентним колима и мали запремински губици снаге. Појава вихорних струја повећава губитке у језгру и то са квадратним односом. Обрнута пропорционалност резистивности језгра је та која доприноси да се коришћењем ферита запремински губици сведу на минимум.

Сваки од произвођача материјала магнетских језгара предлаже фреквенцијски опсег рада реактивних елемената за који су запремински губици најмањи. Такође, дефинишу и радне температуре при којима се постиже најбоља ефикасност. Због тога је избор материјала уско везан за дефинисање фреквенције рада трансформатора. Поред тога, у обзир треба узети и чињеницу у каквом колу ће овај реактивни елемент бити имплементиран, па се мора се проћи кроз више итерација избора како материјала, као и фреквенције.

Фреквенцијски распон узет за разматрање је 100 kHz до 500 kHz. Сугестије доступног произвођача на тржишту TDK укључују материјале N87, N88, N95, N96 и N97. Како је један од услова дизајна и то да облик језгра буде E, а такав облик није доступан у материјалима N88 и N96, они нису узимани у обзир приликом анализе. Произвођач у оквиру својих материјала није доставио податке о зависности фреквенције од магнетске индукције, па је ова карактеристика естимирана на основу документације достављене од стране произвођача. Као почетна претпоставка, за

вредност запреминских губитака узета је 0.1 W/cm^3 . Показано је да су за сва три преостала материјала, разлике у B - f карактеристици занемарљиве и приказане су на Слици 4.



Слика 4. Криве зависности фреквенције од магнетске индукције за различите материјале истог произвођача

Даље су губици у језгру процењени преко израза у наставку:

$$P_{\gamma} = K_{Fe} \cdot f^{\alpha} \cdot B^{\beta} \quad (1)$$

где су константе K_{Fe} , α и β Штајмнецови коефицијенти који описују својства материјала [9]. Класичне вредности коефицијента α , који описује степену зависност запреминских губитака у језгру од фреквенције, за ферите износи између 1.2 до 2. Коефицијент β даје информацију о степену магнетске индукције која има утицај на исте губитке, а карактеристичне вредности које се узимају су од 2.3 до 3 за несинусоидалне облике напона чији *duty cycle* износи 50% што је улазни параметар дизајна. Све три константе су дате од стране произвођача или се могу прорачунати уз помоћ доступних података. Коефицијенти флукутирају променом температуре и приказани су у табели 2. за материјале N97, N85 и N95. Сви подаци су приказани за температуру од 100°C која представља критичну температуру читавог DC/DC претварача.

ТАБЕЛА II

КАРАКТЕРИСТИКЕ ФЕРИТНИХ МАТЕРИЈАЛА АНАЛИЗИРАНИХ ПРИ РАДУ НА 100°C И ФРЕКВЕНЦИЈИ ОД 200kHz

Параметар	Симбол	N97	N87	N95
Магнетска индукција	B [T]	0.085	0.080	0.084
Димензиони параметара	$S_w S_c$ [cm ⁴]	3.128	3.166	2.994
Константа материјала језгра	K_{Fe}	3.81	3.50	3.36
Штајмницов коефицијент	α	1.778	1.839	1.855
Штајмницов коефицијент	β	2.495	2.533	2.595
Магнетска индукција засићења	B_{sat} [T]	0.41	0.39	0.41

За детаљнију поредбену анализу материјала N97, N85 и N95 при температури од 100°C, крeћемо од формуле за снагу трансформатора [10]:

$$P_{out} = 0.04105 \cdot f \cdot B_{max} \cdot S_w \cdot S_c \cdot J \quad (2)$$

где је f [Hz] фреквенција трансформатора, S_w [m²] површина прозора трансформатора, S_c [m²] попречни пресек језгра, B_{max} [T] вредност магнетске индукције при којој долази до засићења магнетског материјала, а J [A/cm²] густина струје у намотају трансформатора.

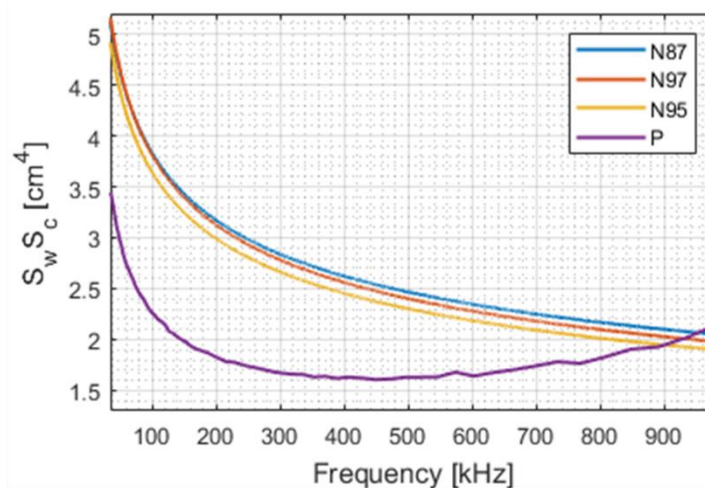
Коефицијент 0.0415 узима у обзир изабрану мосну топологију, а почетне вредности ефикасности и фактора испуне узете су као 80% и 0.6, респективно [11]. Стварна ефикасност неће бити оволико ниска, али је узета као почетна вредност. Усвојена вредност густине струје је 395 A/cm² [12]. Снага је дефинисана из почетних услова и износи 1 kW.

Повећање фреквенције утиче на смањење димензија језгра. Међутим ово повећање не може да буде екстензивно, јер је сваки материјал направљен да ефикасно ради у одређеном опсегу фреквенција. Након изласка из тог опсега, температура језгра се повећава и ефикасност драстично опада. Дакле, како бисмо постигли задату гуштину снаге од 0.1 W/cm² за веће фреквенције, потребно је повећати и димензије језгра.

На Слици 5. приказана је зависност димензионог параметра $S_w S_c$ од фреквенције која је конструисана из формуле (1). Јасно је показано да се димензије језгра смањују са повећањем фреквенције. Такође, битно је нагласити како се димензије неће

смањивати прогресивно до нуле, већ ће након неке фреквенције крива димензионог фактора почети да расте. Како због недовољно информација од стране произвођача то није могуће представити за три материјала која се већ пореде, овај феномен приказан је додавањем нове криве материјала другог произвођача. Додата крива је конструисана захваљујући графицима у спецификацијама произвођача који није доступан на домаћем тржишту, а који експлицитно приказује $B-f$ криву материјала. Димензије језгра P материјала треба знатно повећати након 500 kHz, што се не може уочити на графицима за материјале $N97$, $N85$ и $N95$ због тога што је њихова $B-f$ карактеристика изведена из (1).

Битно је нагласити да је одабрана фреквенција детаљно анализирана на нивоу читавог претварача. Изабрана је у складу са могућностима прекидачких елемената, њихових комутационих губитака, али и у складу са горе разматраним избором материјала трансформатора. Сумирањем свих потребних информација, закључено је да радна фреквенције претварача треба да буде 200 kHz. Иако је материјал $N95$ у првој итерацији показао најбоља својства, доступност на тржишту свих језгара E облика, као и димензиона ограничења језгара овог материјала представљају ограничавајући фактор прављења прототипа овог претварача. Због значаја ове дискусије, она ће бити настављена и даље у раду.

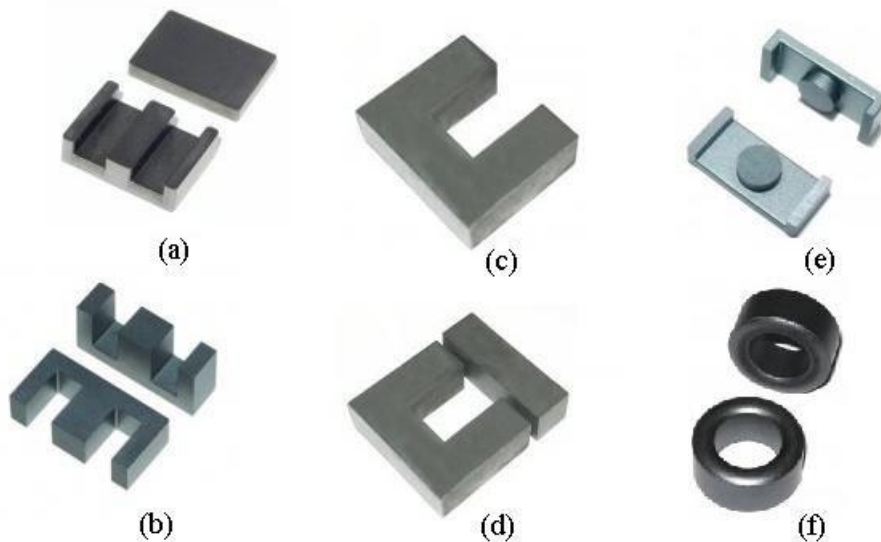


Слика 5. Криве зависности димензионог фактора језгра од фреквенције за материјале два различита произвођача

3.4. Одабир магнетског кола

Сваки од посматраних материјала јесте ламиниран. Ово значи да је језгро сачињено од велике количине танких лимова, који су међусобно изоловани танким слојем изолационог материјала који смањује утицај индукованих вихорних струја које се јављају у материјалу услед променљивог флуksа и високе фреквенције на којој ради. Вихорне струје су ограничене магнетском отпорности језгра и постоје два типа: интраламнарне и интерламинарне вихорне струје. Интраламниране вихорне струје се односе на индуковање вихорних струја у појединачним лимовима, где ширина и

дужина лима и појединачна магнетска отпорност играју главну улогу. Код интерламинарних вихорних струја се анализира међусобни утицај посложених, изолованих лимова и зависи од ширине и висине језгра и броја лимова као и површине која је изолована унутар њега [13]. Због тога су облик и димензије језгра веома битни за анализу губитака у трансформатору. Могући су различити облици језгара, а неки од најчешћих су приказани на Слици 6.



Слика 6. Приказ различитих облика магнетског језгра трансформатора

где су

- а) облик EI
- б) облик EE
- ц) облик U
- д) облик UI
- е) облик EER
- ф) облик тороида

Технологија прављења одговарајућег облика језгра укључује изливање материјала у калупе и излагање притиску од око 25 до 30 t/cm² при температурама од око 1000°C.

Како је дефинисано на почетку, облик језгра који је анализиран је искључиво E из више разлога. Овај облик је узет због једноставности намотавања жице на централни стуб трансформатора, доступности облика у различитим материјалима, али и позитивног утицаја на спречавање зрачење магнетског поља. Често се користи код високофреквентних DC/DC претварача код којих је битна минимизација електромагнетске интерференције [14]

За разматране материјале и одабрану фреквенцију, димензиони параметар $S_w S_c$ мора бити већи од 3.2 што може бити уочено и на Слици 5. Из наведених разлога, одабрана језгра за даљу компаративну анализу дата су у Табели 3.

ТАБЕЛА III
ПРОСТОРНЕ ДИМЕНЗИЈЕ ОДАБРАНИХ МАГНЕТСКИХ КОЛА

Облик језгра	Висина [mm]	Ширина [mm]	Дубина [mm]
<i>E</i>	42	21	15
<i>E</i>	42	21	20
<i>E</i>	47	20	16
<i>E</i>	55	28	21
<i>E</i>	56	24	19

Само језгра *E 42/21/15* и *E 42/21/20* су доступни у материјалима *N95* и *N97*. Материјал *N87* је најприступачнији, јер је свако језгро сачињено од њега доступно на тржишту.

Даље су губици магнетском колу процењени преко израза:

$$P_{\gamma} = p_{Fe} \cdot V_{core} \quad (2)$$

где је су са p_{Fe} означени запремински губици у језгру, V_{core} запремина језгра трансформатора која се добија као информација од произвођача. У првој итерацији, узета је вредност запреминских магнетских губитака од 0.1 W/cm^3 . Након усвојене претпоставке и прорачуна појединачних губитака у магнетском колу, користећи једначину (1) прорачунава се магнетска индукција која не сме да има јачину изнад вредности засићења B_{sat} при раду на 200kHz .

Број навојака примарне стране трансформатора је:

$$N_1 = \frac{\Delta}{2 \cdot B \cdot S_C} \quad (3)$$

где је Δ параметар који је описан обликом и интезитетом примарног напона U_{prim} , као:

$$\Delta = \int_{t=t_0}^{t_0+\frac{T}{2}} U_{prim}(t) dt \quad (4)$$

где је T комутациони период пуномосног инвертора на улазу резонантног претварача.

Број навојака на секундарној страни трансформатора тада износи:

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_{sec}}{U_{prim}} \quad (5)$$

где је U_{sec} интезитет напона секундара.

Вредности броја навојака и на примарном и на секундарном намотају морају бити цели бројеви. Када је број навојака заокружен, добијена вредност се враћа у једначину (3) одакле се добија коректна вредност магнетске индукције.

За наставак процедуре пројектовања, битно је одредити потребан простор који ће

заузети намотаји бакарног проводника који мора бити мањи од димензија прозора језгра у који они стају. Мање димензије језгра захтевају већу количину навојака у намотају, те се повећава вероватноћа да примарни и секундарни намотај неће стати око језгра због великог преносног односа. Зато се мора водити рачуна и о изабраном језгру и броју навојака који могу да стану на њега. Уз то, већи пречник жице примара који мора да подноси максималну струју од 28 А на фреквенцији од 200 kHz и преносни однос трансформатора од 11, додатни су ограничавајући фактори.

3.5. Пројектовање намотаја

Бакар, алуминијум и сребро су материјали који се користе као електрични проводници. Иако је алуминијум доста лакши материјал од бакра, он има далеко већу подужну електричну отпорност, а како механичка чврстоћа материјала овде није од кључног значаја, алуминијум није узет као материјал за проводнике примара и секундара трансформатора. Сребро има најбоље кондукционе особине, али лабилне термичке могућности и веома је скуп. С тога, бакар је изабран као проводнички материјал, јер је најбољи компромис између мале електричне отпорности и загревања у оквиру трансформатора.

Главни проблеми у дизајну намотаја су везани за појаву површинског (скин) ефекта и ефекта близине који су далеко израженији са повећањем фреквенције те се на њих мора обратити додатна пажња.

Површински ефекат је феномен који се јавља у електричним проводницима, при коме услед високе фреквенције, прерасподела густине временски променљиве струје по попречном пресеку постаје изразито неравномерна уколико пречник проводника није довољно мали. Најмања густина струје је она при центру попречног пресека жице, тј. највећи удео струје која пролази кроз жицу је сконцентрисан на површини проводника, па од туда и овакво име. Утицај је изразито негативан јер долази до повећања подужне отпорности, а самим тим и кондукционих губитака. У случају његове појаве, кондукциони материјал није довољно добро искоришћен, те се појава скин ефекта мора уклонити.

Ефекат близине је појава везана за међусобни утицај навојака који су у непосредној близини. Временски променљиво поље једног проводника утиче на расподелу струје проводника који је близу.

Попречни пресеци жице примара и секундара морају бити одређени тако да обезбеде густину струје проводника од 4 A/mm^2 и да се коришћењем лицнастих жица минимизирају негативни утицаји површинског ефекта и ефекта близине. Лицнаста жица је проводни елемент сачињен од велике количине тањих жица исте структуре који се називају лице. Лице су груписане у неколико већих снопова који чине проводник. Сваки сноп је тако направљен, тј жица исплетена, да дуж читаве дужине проводника он заузме све позиције у оквиру попречног пресека. Свака лица је изолована лаком, а сваки сноп танким материјалом на бази полиетилина (*Mylar*). Такође, било би добро уколико је читав проводник додатно изолован.

Како знамо да струја на примару неће превазићи вредност од 28 А, са усвојеном густином струје, пречник проводника мора бити изнад 3 mm. Поред дијаметра читаве

жице, потребно је познавати вредност дубине продирања струје [15], која се дефинише као:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \cdot f \cdot \mu}} \quad (6)$$

где је ρ_{Cu} [Ωm] је специфична електрична отпорност бакра, f је фреквенција оперисања, а μ је пермеабилност материјала. Како би максимално повећали искоришћење материјала и смањили утицај негативних ефеката и тиме ефикасност порасла, пречник лице у оквиру снопа мора бити мања од 2δ . За фреквенцију од 200 kHz, горња граница пречника лице износи 292 μm .

Утицај ефекта близине може бити анализиран преко Дауелове једначине која описује однос губитака у баку при наизменичној и једносмерној струји као:

$$\frac{P_{Cu}}{P_{DC}} = \Lambda \cdot \left[G_1(\Lambda) + \frac{2}{3} \cdot (M^2 - 1) \cdot G_2(\Lambda) \right] \quad (7)$$

где је

$$M = k \cdot N_{layer} \quad (8)$$

а k број лица у проводнику, док је N_{layer} број слојева намотаја. $G_1(\Lambda)$ и $G_2(\Lambda)$ су дефинисани као:

$$G_1(\Lambda) = \frac{\sinh(2\Lambda) + \sin(2\Lambda)}{\cosh(2\Lambda) - \cos(2\Lambda)}, \quad (9)$$

$$G_2(\Lambda) = \frac{\sinh(\Lambda) - \sin(\Lambda)}{\cosh(\Lambda) + \cos(\Lambda)}, \quad (10)$$

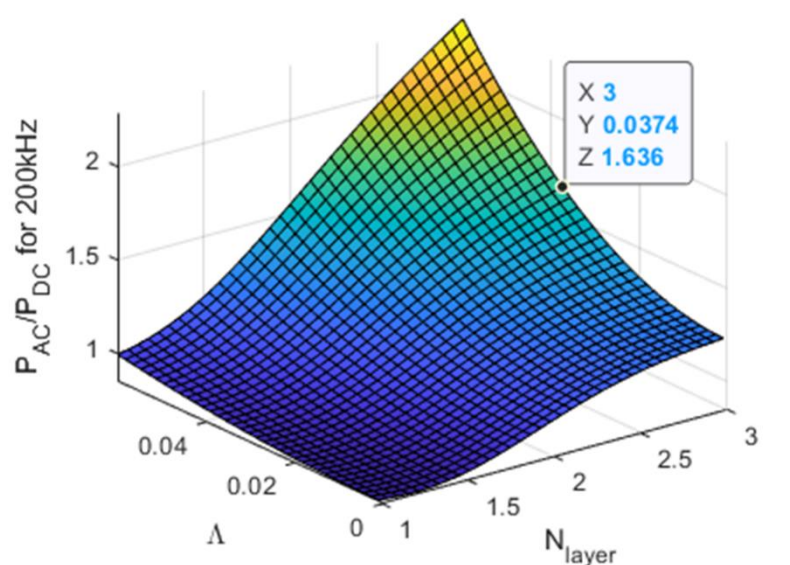
док је израз за Λ :

$$\Lambda = \sqrt{\eta} \cdot \left(\frac{\pi}{4}\right)^{0.75} \cdot \frac{d}{\delta \cdot \sqrt{k}} \quad (11)$$

где је d је дијаметар лице у снопу, η је фактор порозивности чија је вредност узета за 0.7 [16] и заправо је фактор испуне попречног пресека бакуром.

Графичка презентација релативног односа губитака у баку при наизменичној и

једносмерној струји представљена је на Слици 7. у односу на број слојева у којима су распоређени навојци у намотају и у односу на параметар Λ .



Слика 7. Зависност губитака услед наизменичне и једносмерне компоненте струје на 200 kHz од броја слојева намотаја и параметра Λ

У табели 4. су излистани проводници примара и секундара који улазе у разматрање за трансформатор. Означено са *AWG* (*American Wire Gauge*) је амерички стандард дијаметра жица опште прихваћен од стране произвођача лицнастих проводника доступних на тржишту. Ради оријентације сви параметри дати су и у милиметрима са бројем лицни и дијаметром лице и читавог проводника.

TABLE IV

БРОЈ ЛИЦНАСТИХ ЖИЦА У ПРОВОДНИКУ НАМОТАЈА ПРИМАРА И СЕКУНДАРА

Еквивалентни дијаметар проводника у <i>AWG</i> / mm	Дијаметар лице у <i>AWG</i> / mm	Естимирани број лицни у оквиру лицнасте жице
<i>AWG</i> 6 / 4.12 mm	<i>AWG</i> 41 / 0.072 mm	3300
	<i>AWG</i> 40 / 0.080 mm	2650
	<i>AWG</i> 38 / 0.101 mm	1650
<i>AWG</i> 16 / 1.3 mm	<i>AWG</i> 41 / 0.072 mm	320
	<i>AWG</i> 40 / 0.080 mm	270
	<i>AWG</i> 38 / 0.101 mm	165

На Слици 7. је наглашен случај секундарног намотаја који је критичан број навојака због преносног односа 11. Изабрана конфигурација има 3 слоја јер је на секундару изабран проводник која садржи 165 лицни, од којих је свака од њих AWG 38 жица. За овакав избор важи да је однос наизменичних и једносмерних губитака услед кондукције једнак 1.64. За примарни намотај, изабран је проводник који има 2800 лицни AWG 41 у једном слоју чији однос губитака износи 0.89.

Дужине проводника примарног и секундарног намотаја се рачунају по формули:

$$l_w = l_c \cdot N_x \quad (12)$$

где l_c представља средњу дужину навојка која је дата у подацима о постољу око кога се смешта проводник како би се формирао намотај, а N_x је број навојака примара, односно секундара. Сада се отпорност при протицању једносмерне струје R_{DC} може израчунати као:

$$R_{DC} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_w}{\pi \cdot k \cdot \frac{d^2}{4}} \quad (13)$$

Ову вредност отпорности треба помножити са фактором естимираним горе како би се добила отпорност при наизменичној струји R_{AC} . Након тога губици у баку се лако рачунају коришћењем Џуловог закона:

$$P_{Cu} = R_{DC} \cdot I^2. \quad (14)$$

3.6. Главне корекције и коначни резултати

Сабирањем свих могућих комбинација губитака у магнетском колу и у намотаји који чине укупне губитке снаге, мора се изабрати најефикасније решење. Као што је већ наглашено, највећу ефикасност показују случајеви где ови губици имају приближну вредност. Мања језгра захтевају већи број навојака у намотају. Поред тога, у овим случајевима јавља се и проблем дефицита простора у прозору језгра у који треба да сместимо бакарни проводник. После неколико итерација при коме су се постепено мењали и претпостављени губици у језгру, закључено је да језгро $E 55/28/21$ у материјалу N87 може постићи густину снаге губитака од 0.04 W/cm^3 са 4 навојка на примарној страни трансформатора, односно 44 на секундарној страни. Наравно, ова количина навојака може да стане у простор који је намењен обмотавању жице око пластичног постоља. За конкретно језгро, средња дужина навојка износи 113 mm. Такође, испуњен је услов да димензиони параметар језгра има вредност већу од 3.2. Изабрани проводници од бакра за примарни и секундарни намотај укључују лице димензија 0.07 mm и 0.1 mm, респективно. Ово није најоптималнија конфигурација

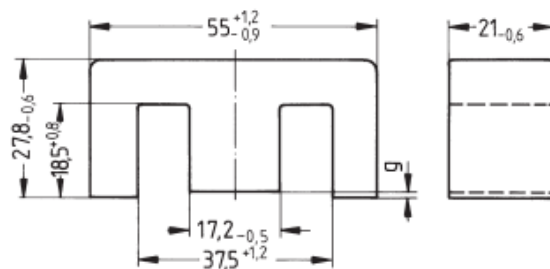
бакарног проводника за овај случај, али је морала бити посматрана и доступност проводника на тржишту. Поред доступности, велики фактор набавке је и квантитет, како се лицнасти проводници овог типа не достављају у малим количинама које су нама биле потребне за израду прототипа. На Сликама 8., 9. и 10. приказане су димензије изабраног језгра, пластично постоље за изабрано језгро и лицнасте жице примара и секундара које су употребљене за израду.

Намотаји су могли бити реализовани и са $N_{prim} = 3$, односно $N_{sec} = 33$ навојка на примару, односно секундару, за снагу од 1000 W. Међутим, у том случају губици у језгру су значајно већи од губитака у намотају, те је изабрана конфигурација ефикаснија. У њој, са већим бројем навојака се повећава и R_{DC} , показано по формули (13), али расте и број слојева намотаја. С друге стране, магнетска индукција се сада смањује, па самим тим и губици у магнетском колу су минимални. Естимирани тотални губици који представљају збир губитака у баку и језгру износе 3 W.

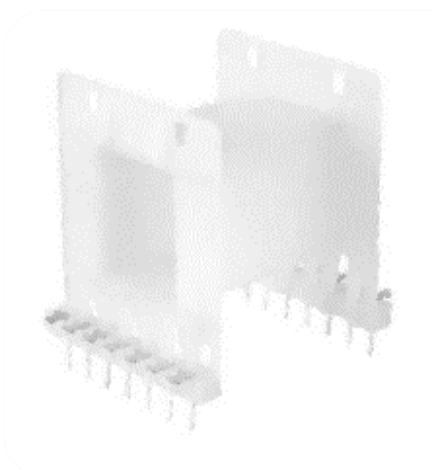
Magnetic characteristics (per set)

$$\begin{aligned} \Sigma l/A &= 0.35 \text{ mm}^{-1} \\ l_e &= 124 \text{ mm} \\ A_e &= 354 \text{ mm}^2 \\ A_{min} &= 351 \text{ mm}^2 \\ V_e &= 43900 \text{ mm}^3 \end{aligned}$$

Approx. weight 215 g/set



Слика 8. Димензије E 55/28/21 материјала N87 преузетих из документације произвођача језгра



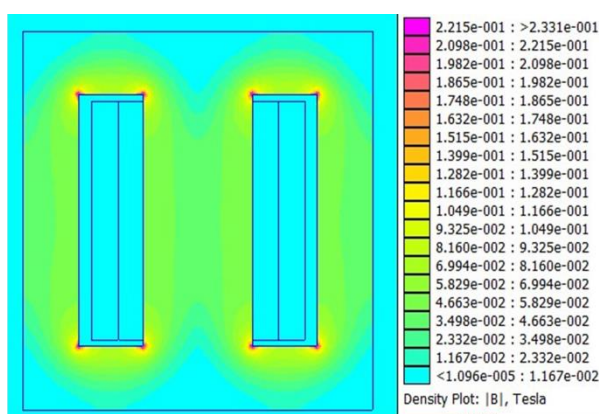
Слика 9. Постоље V66252B0000M001 око кога се врпи намотавање проводника и инсертују два E језгра



Слика 10. Лицнасте бакарне жице за примарни (лево) и секундарни (десно) намотај

3.7.Анализа трансформатора методом коначних елемената

Метода коначних елемената је нумеричка метода анализе коју користимо за естимацију параметара високофреквентног трансформатора у бесплатном програмском пакету *FEMM 4.2* за језгро *E 55/28/21*. На основу симулације која је приказана на Слици 11. евидентно је да ни у једној тачки језгра, магнетски материјал не улази у засићење. У угловима језгра, вредност магнетске индукције досеже свој максимум због ефекта близине. Са слике се може закључити и да делови језгра нису у потпуности искоришћени, али и поред те чињенице, језгро се није могло смањити јер проводници примара и секундара не би стале у прозор језгра.



Слика 11 Распростирање магнетске индукције у језгру *E 55/28/21* симулацијом у *FEMM 4.2*

Најбитнији подаци модела у *FEMM 4.2* дати су у Табели 5. Имагинарни део резултујуће индуктивности представља кашњење флукса у односу на струју. Она доприноси вредности реалног дела импедансе која описује губитке у трансформатору. Реалан део резултујуће индуктивности учествује у реалном делу импедансе и описује могућност складиштења индуктивне енергије у уређају. У даљој анализи, наглашене су вредности имагинарног дела импедансе како оне учествују у дефинисању индуктивности расипања који је кључни параметар модела.

ТАБЕЛА V
ПАРАМЕТРИ МОДЕЛА ИЗ ПРОГРАМСКОМ АЛАТА *FEMM 4.2*

Симбол	Величина	Примарни намотај	Секундарни намотај
I_{total}	Тотална струја [A]	23.538 - j·1.050	2.1403 + j·0.0356
\underline{L}	Индукција / струја [μH]	0.141 - j·2.877	0.271 + j·348.41
\underline{Z}	Напон / струја [Ω]	3.615 + j·0.177	437.8 + j·0.341
P	Активна снага [W]	1003.49	-1003.03
S	Привидна снага [VA]	1004.69	1003.03

Како би израчунали расипну индуктивност, треба да прескалирамо имагинарни део импедансе на следећи начин:

$$L_{\sigma} = \frac{l_c}{l_c^{FEMM}} \cdot L_{\sigma}^{FEMM} \quad (15)$$

где су L_{σ}^{FEMM} и l_c^{FEMM} процењени као:

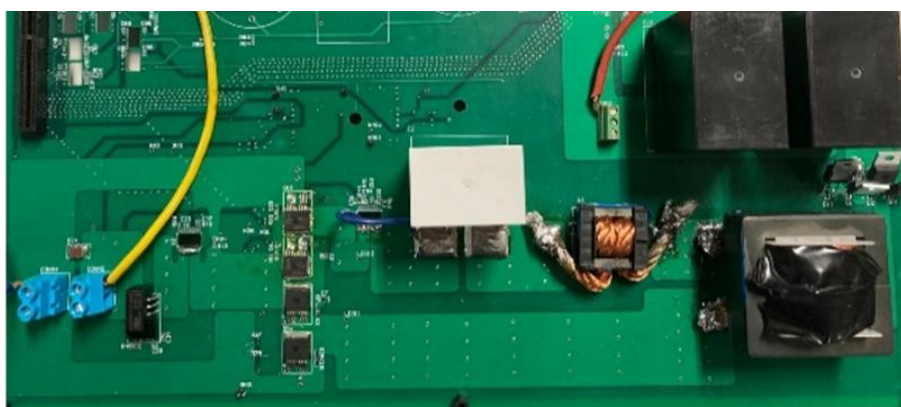
$$L_{\sigma}^{FEMM} = \frac{\text{Im}\{Z_{prim}\} + \frac{\text{Im}\{Z_{sec}\}}{m^2}}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (16)$$

$$l_c^{FEMM} = 2 \cdot a_{width} \quad (17)$$

са ширином језгра a_{width} која износи 21 mm. Вредност L_{σ}^{FEMM} износи 0.143 μH . Са корекцијама резултујућа вредност расипне индуктивности L_{σ} узима вредност од 0.385 μH . Разлика резултата се јавља услед тога што *FEMM 4.2* приликом прорачуна узима вредности параметара намотаја који се налазе унутар прозора, а не и онај део који је ван језгра.

4. Експериментални резултати

Претварач у који је интегрисана галванска изолација у виду високофреквентног трансформатора дизајниран је и направљен при Лабораторији за дигитално управљање претварачима и погонима Електротехничког факултета Универзитета у Београду и приказана је на Слици 12. Прототип има 4 примарна навојка, 44 секундарна навојка, језгро $E\ 55/28/21$ материјала $N87$, постављено на постоље $B66252B0000M001$. Примењена изолација између намотаја је танак изолациони папир. Контакти примара и секундара за штампану плочицу на којој се налази DC/DC претварач су формирану постепеним скидањем изолационог лака са снопа лицнасте жице и стварањем контакта калајем.



Слика 12. Прототип DC/DC претварача снаге 1000 W

Експериментално одређивање електричних параметара обављено је LCR метром [17] при чему су тестови обављени при отвореној вези, односно краткој вези секундарних високонапонских прикључака, као што је приказано на слици у наставку.



Слика 13. Оглед празног хода вршеног са примарне стране коришћењем LCR метра

Поређење експерименталних вредности са вредностима добијем коришћењем софтвера и анализе на бази коначних елемената представљено је у Табели 6. Као што се може видети, вредности су приближне.

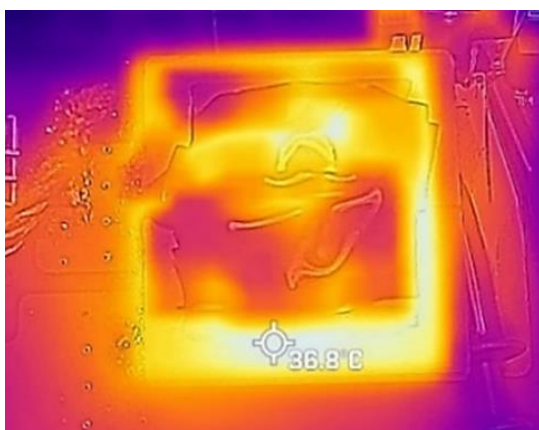
TABLE VI

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗМЕРЕНИ РЕЗУЛТАТИ У ПОРЕЂЕЊУ СА РЕЗУЛТАТИМА ИЗ МЕТОДЕ КОНАЧНИХ ЕЛЕМЕНАТА

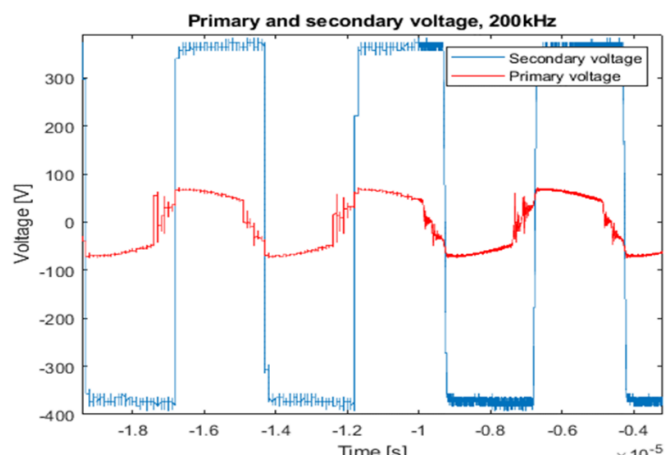
	Експериментални резултати		Метода коначних елемената	
	Тест кратак спој	Тест празан ход	Расипна индуктивност	Индуктивност магнећења
L [μH]	0.50	49.55	0.385	63.306

Сходно добијеним резултатима за индуктивност расипања и магнећења, може се закључити да ће параметри резонантног трансформатора, посебно расипна индуктивност, доста утицати на резонантну појаву LLC топологији. Вредност индуктивности расипања је управо онолика колика је претпостављена у уводном делу рада. Ово додатно упрошћава анализу режима рада изабране резонантне топологије и процес одређивања радне фреквенције претварача.

Прототип резонантног претварача, који у себи интегрише пројектовани трансформатор, је тестиран при улазном напону од 60 V, номиналној снази од 1000 W и фреквенцији од 200 kHz. При овим условима, после експеримента дугог 3 минута, радна температура трансформатора није прешла 37°C што може да се види на Слици 14. Слика 14. је направљена коришћењем термовизијске камере *Flir*. Максимална струја која је постојала у примарним намотајима у овом случају је око 20A. Облик примарног и секундарног напона на прикључцима трансформатора приказани су на Слици 15. На крају, може се уочити да је остварен жељени преносни однос од 11 пута.



Слика 14. Температурна расподела у трансформатору при номиналном режиму рада



Слика 15. Карактеристика напона примара и секундара трансформатора при улазном напону од 60 V, 1000 W и фреквенцији 200 kHz

5. Закључак

У раду је представљена једна метода за дизајн и пројектовање високофреквентног трансформатора снаге 1 kW која уважава минимизацију укупних губитака. Трансформатор је пројектован на бази почетних услова које диктира апликација и изабрана *LLC* топологија претварача који је реализован као први степен у каскади соларног инвертора. Након уводне анализе, усвојена је номинална радна прекидачка учестаност од 200 kHz. Итеративним поступком, за различите вредности губитака у магнетском колу и проводницима, пронађено је најефикасније решење које одговара улазним параметрима дизајна, а компатибилно је са могућношћу израде и тестирања. Тотални губици прототипа износе 3 W. Параметри заменске шеме трансформатора одређени су најпре у софтверском пакету *FEMM4.2*, а затим и експериментално коришћењем *LCR* метра и традиционалних метода за прорачун параметара. Након поређења резултата, установљено је да реални параметри прототипа одговарају раније естимираним параметрима добијеним у симулацијама. Даљи експериментални резултати су се показали као задовољавајући посебно из угла загревања при номинланом оптерећењу, као и постизања жељеног напонског појачања.

Даље истраживање може узети у обзир различите геометријске облике магнетског језгра и вредности густине струје проводника. Такође, узимајући у обзир разматрану топологију претварача, треба обратити пажњу и на могућност имплементације планарног трансформатора. Анализа проблема које она доноси при интеграцији у резонантни претварач мора бити детаљна, јер је блиско повезана са дизајном штампане плоче. На крају, постоји низ прилика за даље оптимизације губитака у виду сложенијег моделовања намотаја као и утицаја екранизације на укупне губитке у трансформатору у апликацијама већих инсталисаних снага.

6. Литература

- [1] Hurley W. G. and Wölflé W. H., "Transformer Design," in *Transformers And Inductors For Power Electronics: theory, design and applications*, Chichester, United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, 2013, ch. 5, sec. 1 and 2, pp. 123-129
- [2] Alamir, O. Abdel-Rahim, M. Orabi and M. Ismeil, "Two-Stage Resonant Three-Phase Micro-inverter for Grid-Tie PV Application," *2019 IEEE Conference on Power*
- [3] Y. Zhuang, F. Liu, X. Zyang, X. Diao, J. Jiang and J. Sun, "Direct Frequency Control Based MPPT Algorithm of LLC Resonant Converter for Photovoltaic System" in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, Maryland, USA, 2019
- [4] Hillers, A., Christen, D., & Biela, J. (2012). *Design of a Highly efficient bidirectional isolated LLC resonant converter. 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012.
- [5] F. Musavi, M. Craciun, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "Practical design considerations for a LLC multi-resonant DC-DC converter in battery charging applications," in Proc. 27th Annu IEEE APEC Expo., 2012, pp. 2596–2602
- [6] S. Mao, J. Popovic, R. Ramabhadran and J. A. Ferreira, "Comparative study of half-bridge LCC and LLC resonant DC-DC converters for ultra-wide output power range applications" *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, pp. 1-10
- [7] Bossche A. V. and Valchev V. C., "Fast Design Approach Including Eddy Current Losses," in *Inductors and Transformers for Power Electronics*, Boca Raton, United States of America: Taylor and Francis Group, 2005, ch. 2, sec 1. p. 61
- [8] McLyman C. W .T, "Magnetic Materials and Their Characteristics" in *Transformer and Inductor Design Handbook, Forth Edition*, Boca Raton, United States of America: Taylor and Francis Group, 2011, ch. 2, sec 1. p. 13.
- [9] Bossche A. V. and Valchev V. C., "Soft Magnetic Materials" in *Inductors and Transformers for Power Electronics*, Boca Raton, United States of America: CRC Press Taylor & Francis Group, 2005, ch. 3, sec. 4, pp. 140-142.
- [10] Pressman A. I., Billings K. and Morey T., "Transformers and Magnetics Design" in *Switching Power Supply (3th Edition)*, New York, United States of America: McGraw Hill Education, 2013, ch. 7, sec. 3, p. 306.
- [11] Pressman A. I., Billings K. and Morey T., "Transformers and Magnetics Design" in *Switching Power Supply (3th Edition)*, New York, United States of America: McGraw Hill Education, 2013, ch. 7, sec. 3, p. 304.
- [12] Pressman A. I., Billings K. and Morey T., "Transformers and Magnetics Design" in *Switching Power Supply (3th Edition)*, New York, United States of America: McGraw Hill Education, 2013, ch. 7, sec. 3, p. 313.
- [13] McLyman C. W .T, "Magnetic Cores" in *Transformer and Inductor Design Handbook, Forth Edition*, Boca Raton, United States of America: Taylor and Francis Group, 2011, ch. 3, sec 1. p. 7.
- [14] Pressman A. I., Billings K. and Morey T., "Transformers and Magnetics Design" in *Switching Power Supply (3th Edition)*, New York, United States of America: McGraw Hill Education, 2013, ch. 7, sec. 3, p. 330.
- [15] Bossche A. V. and Valchev V. C., "Soft Magnetic Materials" in *Inductors and Transformers for Power Electronics*, Boca Raton, United States of America: CRC Press Taylor & Francis Group, 2005, ch. 3, sec. 3, pp. 136–137.
- [16] Kazimierczuk M. K., "Litz Wire," in *High-Frequency Magnetic Components*, Chichester, United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, 2014, ch. 5, sec. 23, p. 348.
- [17] Bossche A. V. and Valchev V. C., "Measurements," in *Inductors and Transformers for Power Electronics*, Boca Raton, United States of America: Taylor and Francis Group, 2005, ch. 11, sec. 4. p. 413.