



UNIVERZITET U NOVOM SADU  
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA



Nikola Lečić

**PLANARNI SIMETRIČNI  
ŠESTOFAZNI INDUKTOR SA  
SPREGNUTIM FAZAMA ZA PRIMENE  
U DC/DC KONVERTORIMA**

**DOKTORSKA DISERTACIJA**

Mentor:

Prof. dr Goran Stojanović

Novi Sad, 2015. godine



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА  
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

## КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, <b>РБР</b> :	
Идентификациони број, <b>ИБР</b> :	
Тип документације, <b>ТД</b> :	Монографска документација
Тип записа, <b>ТЗ</b> :	Текстуални штампани материјал
Врста рада, <b>ВР</b> :	Докторска дисертација
Аутор, <b>АУ</b> :	Никола Лечић
Ментор, <b>МН</b> :	Проф. др Горан Стојановић
Наслов рада, <b>НР</b> :	Планарни симетрични шестофазни индуктор са спрегнутим фазама за примене у DC/DC конверторима
Језик публикације, <b>ЈП</b> :	Српски
Језик извода, <b>ЈИ</b> :	српски/енглески
Земља публиковања, <b>ЗП</b> :	Србија
Уже географско подручје, <b>УГП</b> :	-
Година, <b>ГО</b> :	2016
Издавач, <b>ИЗ</b> :	Ауторски репринт
Место и адреса, <b>МА</b> :	
Физички опис рада, <b>ФО</b> : (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	6 поглавља/107 страна/82 цитата/5 табела/110 слика/2 прилога
Научна област, <b>НО</b> :	Електроника
Научна дисциплина, <b>НД</b> :	Mikroelektronika
Предметна одредница/Кључне речи, <b>ПО</b> :	Вишефазни индуктори, Узајамна спрега, Симетрична структура, Феритно језгро
<b>УДК</b>	Монографска документација
Чува се, <b>ЧУ</b> :	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду
Важна напомена, <b>ВН</b> :	
Извод, <b>ИЗ</b> :	<p>Током последње деценије ефикасност DC/DC конвертора, брзина одзива и снага коју могу да испоруче ка потрошачу постали су значајан фактор приликом конструисања и избора ових кола. У многим истраживањима је потврђено да коришћење вишефазних топологија, узајамно спрезање фаза и симетрија фаза унутар кола играју значајну улогу у унапређењу наведених карактеристика DC/DC конвертора.</p> <p>У овој дисертацији је представљен нови симетрични дизајн вишефазних спрегнутих индуктора код којих сви намотаји деле једно, заједничко, феритно језгро. Пројектоване структуре су анализирани у лабораторијским условима у фреквенцијском опсегу од 50 kHz до 40 MHz, а мерни резултати су потврђени симулацијама у специјализованом софтверу. Узорци су тестирани у радним условима помоћу шестофазног DC/DC buck конвертора. Резултати тестова су показали да примена конструисаних индукторских структура доводи до побољшања брзине одзива и пораста ефикасности тест кола.</p>
Датум прихватања теме, <b>ДП</b> :	20.11.2014
Датум одбране, <b>ДО</b> :	
Чланови комисије, <b>КО</b> :	Председник: <u>др Љиљана Живанов</u> , редовни професор
	Члан: <u>др Неда Пекарић-Нађ</u> , редовни професор
	Члан: <u>др Мирјана Дамњановић</u> , ванредни
	Члан: <u>др Александар Менићанин</u> , научни сарадник
	Члан, ментор: <u>др Горан Стојановић</u> , редовни професор
	Потпис ментора



## KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, <b>ANO</b> :	
Identification number, <b>INO</b> :	
Document type, <b>DT</b> :	Monograph documentation
Type of record, <b>TR</b> :	Textual printed material
Contents code, <b>CC</b> :	PhD thesis
Author, <b>AU</b> :	Nikola Lečić
Mentor, <b>MN</b> :	Prof. dr Goran Stojanović
Title, <b>TI</b> :	Planar symmetric six-phase coupled inductor for application in DC/DC converters
Language of text, <b>LT</b> :	Serbian
Language of abstract, <b>LA</b> :	Serbian/English
Country of publication, <b>CP</b> :	Serbia
Locality of publication, <b>LP</b> :	-
Publication year, <b>PY</b> :	2016
Publisher, <b>PB</b> :	Author reprint
Publication place, <b>PP</b> :	
Physical description, <b>PD</b> : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	6 chapters/107 pages/82 references/5 tables/110 figures/2 appendixes
Scientific field, <b>SF</b> :	Electronics
Scientific discipline, <b>SD</b> :	Microelectronics
Subject/Key words, <b>S/KW</b> :	Multiphase inductor, Myryan coupling, Symmetric structure, Ferrite core
<b>UC</b>	
Holding data, <b>HD</b> :	Library of Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad
Note, <b>N</b> :	
Abstract, <b>AB</b> :	<p>In the last decade efficiency of DC/DC converters, transient response and delivered power, become important factor in development and selecting these circuits. Numerous researches confirm benefits of using multiphase topologies, mutual coupling of phases and symmetry of phases in the circuit of DC/DC converters.</p> <p>In this dissertation, new symmetric designs of multiphase coupled inductors placed in the same core have been presented. Designed structures have been tested in laboratory conditions in frequency range from 50 kHz to 40 MHz, and results have been confirmed by simulations in specialized software. Testing of samples in operating conditions have been performed with six-phase buck converter circuit. These experiments confirm that developed inductors improve transient response and efficiency of test circuit.</p>
Accepted by the Scientific Board on, <b>ASB</b> :	20.11.2014
Defended on, <b>DE</b> :	
Defended Board, <b>DB</b> :	President: <b>dr Ljiljana Živanov</b> , full professor
	Member: <b>dr Neda Pekarić-Nadž</b> , full professor
	Member: <b>dr Mirjana Damnjanović</b> , associate professor
	Member: <b>dr Aleksandar Menićanin</b> , associate scientist
	Member, Mentor: <b>dr Goran Stojanović</b> , full professor
	Mentor's sign

*Zahvalnost na kvalitetnoj i veoma profesionalnoj saradnji Fakultetu tehničkih nauka, Departmanu za energetiku, elektroniku i telekomunikacije i svim profesorima na doktorskim studijama. Posebna zahvalnost mentoru Goranu Stojanoviću i njegovim saradnicima na nesebičnoj pomoći tokom studija.*

*Istakao bih pomoć kolegice Snežane Đurić koja je pouzdanim simulacijama u COMSOL Multiphysics simulacionom softveru i svojim iskustvom značajno doprinela kvalitetu ovog istraživanja. Prilikom projektovanja i izrade test kola, te sprovođenja merenja koja su donela zapažene rezultate, važnu ulogu su odigrali saveti kolege Miodraga Čuluma.*

*Bila je velika čast i privilegija sa svima vama prolaziti kroz jednu lepu akademsku epohu.*

*Rad posvećujem mojim roditeljima Slavici i Spasoju, sestri Nini i bratu Marku, beskrajno zahvalan na svakodnevnoj bezrezervnoj podršci i ljubavi.*

## Sažetak

U disertaciji je predstavljen novi simetrični dizajn višefaznih spregnutih induktora kod kojih svi fazni namotaji dele jedno, zajedničko, feritno jezgro.

Projektovani višefazni induktori su izrađeni u tehnologiji štampanih ploča (*Printed Circuit Board* - PCB). Predstavljen je jednoslojni i dvoslojni dizajn koji su detaljno analizirani i čije su karakteristike upoređene. Projektovana jezgra su proizvedena po narudžbini i izrađena od komercijalno dostupnih feritnih materijala C2025 i CN20, u kompaniji Ceramic Magnetics, Inc. Kada se jezgro montira na PCB sa izrađenim provodnim namotajima, dobija se kompaktna planarna komponenta sastavljena od šest induktora koji su uzajamno spregnuti.

Dobijeni višefazni induktori su namenjeni upotrebi u višefaznim DC/DC konvertorima na radnim frekvencijama od nekoliko stotina kHz do nekoliko MHz.

Električne karakteristike induktora su analizirane pomoću impedansnog analizatora HP4194A u frekventnom opsegu od 50 kHz do 40 MHz i potvrđeni u simulacionom softveru Comsol mutiphysics. Raspodela i gustina linija vektora magnetske indukcije u komponentama je takođe određena pomoću simulacija u navedenom softveru.

Jednoslojna struktura je testirana u radnim uslovima. U tu svrhu je korišćen šestofazni buck konvertor u  $6 \times 1$  radnom režimu bez zatvorene povratne sprege.

# Abstract

This dissertation presents a new symmetric design of multi-phase coupled inductors where all phase inductors share one ferrite core.

Designed multi-phase inductors were fabricated in printed circuit board (PCB) technology. One-layer and two-layer designs have been analyzed and compared. Designed planar ferrite cores were fabricated in custom shape with the ferrite materials, C2025 and CN20, commercially available from Ceramic Magnetics, Inc. The core that is mounted on the PCB with printed inductors represents a compact planar component with six inductors mutually coupled with their adjacent inductors.

These multi-phase coupled inductors are intended to be used in multi-phase DC/DC converters for switching frequencies from few hundred kHz up to few MHz.

Electrical properties of the components were analyzed by an impedance analyzer HP4194A in the frequency range from 50 kHz to 40 MHz and confirmed with a finite-element modeling software. Distribution of the magnetic flux density in the component has also been studied by simulation software.

One-layer structure component was tested for basic operation with a six-phase dc/dc buck converter in the open-loop steady-state  $6\times 1$  operation mode.

# Sadržaj:

1. Uvod.....	1
1.1. Spregnuti induktori.....	8
1.2. Zaključak.....	12
2. Dosadašnja istraživanja u oblasti izrade i primene spregnutih induktora .....	13
2.1. Podela prema načinu konstrukcije i broju spregnutih faza .....	13
2.1.1. Konstrukcija sa dva spregnuta induktora projektovana i smeštena u jednu celovitu komponentu.....	14
2.1.2. Višefazni spregnuti induktori formirani pomoću komercijalno dostupnih jezgara.....	21
2.1.3. Induktori sa više od dve spregnute faze koji su realizovani pomoću jezgra specijalno izrađenog za tu namenu.....	24
2.2. Analize višefaznih induktorskih struktura.....	34
2.3. Zaključak.....	39
3. Projektovanje višefaznog spregnutog induktora .....	40
3.1. O tehnologiji izrade planarne magnetne komponente.....	42
3.2. Konstrukcija jezgra i namotaja planarnog šestofaznog spregnutog induktora.....	44
3.2.1. Projektovanje i izrada jezgra.....	45
3.2.2. Projektovanje i izrada faznih namotaja induktora.....	47
3.3. Predstavljanje prototipa komponente i uvodno testiranje performansi jezgra .....	49
3.3.1. Kvalitativna analiza uzoraka i izbor optimalnog materijala za izradu jezgra .....	52
3.3.2. Analiza mehaničkih karakteristika feritnih materijala .....	56
3.4. Zaključak.....	57
4. Karakterizacija šestofaznog induktora – rezultati i analiza.....	58
4.1. Merenje fazne induktivnosti i otpornosti .....	58
4.2. Koeficijent sprege između faznih induktora u jednoslojnoj i dvoslojnoj strukturi šestofaznog induktora.....	62
4.3. Simulacija i analiza raspodele linija vektora magnetske indukcije u projektovanim induktorskim strukturama .....	67
4.4. Zaključak.....	74
5. Performanse šestofaznog induktora u radnim uslovima .....	75
5.1 Test kolo.....	75
5.2. Odziv test kola sa spregnutim induktorom u različitim radnim režimima.....	77
5.2.1. Izlazni signali i analiza efikasnosti test kola u dva različita radna režima.....	77
5.2.2. Odziv test kola na promenu opterećenja – tranzijentni odziv .....	80
5.2.3. Fazne struje induktora .....	82
5.2.4. Analiza temperaturnih svojstava komponente u radnim uslovima .....	84
5.3. Zaključak.....	85
6. Analiza ostvarenih rezultata i budući rad.....	86
6.1. Rezime rada i dobijenih rezultata.....	86
6.2. Fazna induktivnost, otpornost i koeficijent sprege.....	87
6.3. Raspodela toplote u bakarnim namotajima PCB-a .....	88

6.4. Mogućnost detaljnije analize komponente u radnom režimu – upotreba naprednog test kola.....	90
6.5. Naučno-istraživački rad i objavljeni rezultati .....	92
6.6. Zaključak .....	92
Prilog A .....	94
Prilog B .....	99
Literatura .....	103



## Spisak slika:

Slika 1.1. Ilustracija Murovog zakona sa prikazom stvarnog razvoja mikroprocesora .....	1
Slika 1.2. Ilustracija rasta broja instrukcija mikroprocesora od 1970, [2].....	2
Slika 1.3. Potrošnja komercijalno dostupnih mikroprocesora, [3] .....	3
Slika 1.4. Potrošnja grafičkih kartica u različitim režimima rada, [3].....	4
Slika 1.5. Potrošnja mikroprocesora tokom rada test programa PCMark7 u intervalu od 2s, [4] .....	4
Slika 1.6. Promene potreba za naponom i strujom jezgra Intelovih mikroprocesora tokom prethodne decenije, [2] .....	5
Slika 1.7. Ilustracija nebalansiranih naelektrisanja u toku prelaznog režima rada kola koja je potrebno nadomestiti korišćenjem odgovarajućih kondenzatora na izlazu kola, [5].....	5
Slika 1.8. Šema n-faznog buck konvertora sa „prepletenim“ fazama, [6].....	6
Slika 1.9. Uticaj induktivnosti na potrebe za kompenzacijom nebalansiranog naelektrisanja pomoću kondenzatora .....	7
Slika 1.10. Suprotstavljeni uslovi prilikom projektovanja induktora za višefazne naponske regulatore - ilustracija konflikta između brzine odziva i stepena efikasnosti napajanja u zavisnosti od veličine fazne induktivnosti, [6] .....	7
Slika 1.11. Integrisani induktori u dvofaznom naponskom regulatoru sa prepletenim fazama .	8
Slika 1.12. Razvoj koncepta integrisanog induktora, a) dva nespregnuta induktora izrađena... pomoću kombinacije U-I jezgra i dva vazдушna procepa, b) unapređena topologija dva odvojena induktora sa po jednim vazдушnim procepom, c) jezgro sa dva integrisana induktora .....	9
Slika 1.13. Efekat poništavanja talasnost u centralnoj grani integrisanog jezgra, [5].....	10
Slika 1.14. Integrisani induktor izrađen na PCB-u, [5] .....	10
Slika 1.15. Struktura spregnutog induktora predstavljenog od strane P.-L. Wonga .....	11
Slika 1.16. Buck konvertor sa „prepletenim“ fazama čiji su izlazni induktori spregnuti .....	12
Slika 2.1. Struktura sa dva spregnuta induktori čiji je koeficijentom sprege $k = -1$ , [5] .....	14
Slika 2.2. Spregnuti UU induktor sa spoljnim granama, [14].....	15
Slika 2.3. Patentirani induktor sa produženim horizontalnim granama koje omogućavaju dodatno rasipanje fluksa, [15].....	15
Slika 2.4. Salivenova struktura sa savijenim namotajima umetnutim u jezgro H-oblika .....	16
Slika 2.5. Spregnuti induktori kakve nudi Cooper-Bussmann [16] .....	16
Slika 2.6. Prikaz konstrukcije dvofaznog induktora koji proizvodi Cooper-Bussmann, [16].	17
Slika 2.7. Komercijalno dostupni a) nespregnuti induktor i b) spregnuti induktor, [6, 20, 21] .....	17
Slika 2.8. Koncept induktora sa „savijenim“ jezgrom a) prvobitna konstrukcija i b) unapređena (kompaktna) konstrukcija, [22] .....	18

Slika 2.9. Induktor sa jezgrom „savijenim“ oko provodne strukture a) prvobitna struktura i b) unapređen model sa kompleksnijim namotajem i pojednostavljenim jezgrom, [22] .....	18
Slika 2.10. Unapređena struktura induktora sa „savijenim“ jezgrom koja omogućava laku realizaciju višefaznog induktora na jednom jezgru, [6, 21].....	19
Slika 2.11. Jeftino i jednostavno rešenje planarnog spregnutog induktora a) 3D ilustracija i b) bočni prikaz i reluktantni model, [17] .....	20
Slika 2.12. Tri različita tipa struktura sa spregnutim induktorima, a) E-E jezgro, b) kvadratno jezgro sa uglom vazdušnog procepa od 45° i c) kvadratno jezgro sa uglom vazdušnog procepa od 90°, [23, 24] .....	20
Slika 2.13. Sprezanje dva paralelna provodnika na čipu, [18] .....	21
Slika 2.14. Spregnuti induktor na jezgru sa tri grane, [19] .....	21
Slika 2.15. Lestvičasto jezgro višefaznog, spregnutog induktora .....	22
Slika 2.16. 4-fazna struktura sa navojima savijenim oko H-jezgra.....	22
Slika 2.17. Izgled fabrikovanog 4-faznog jezgra .....	22
Slika 2.18. Šematski prikaz strukture simetrično spregnutog višefaznog induktora, <i>predstavio H.N. Nagaraja</i> [26].....	23
Slika 2.19. Jezgro sa četiri simetrično spregnute faze sastavljeno pomoću komercijalno dostupnih feritnih jezgra – <i>H.N. Nagaraja</i> [26].....	23
Slika 2.20. Prikaz konstrukcije trofaznih i četvorofaznih induktora koje proizvodi Cooper-Bussmann, [16] .....	24
Slika 2.21. Induktor sa četiri spregnute faze .....	25
Slika 2.22. Četiri spregnute faze induktora (a) raspored delova konstrukcije, (b) 3D model, [27].....	25
Slika 2.23. Snimak dobijen na mikrografu koji prikazuje tanak sloj ferita nanesen preko provodnika dve različite faze .....	26
Slika 2.24. Kombinacije induktora koje su korišćene u uporednim testovima (a) 3x2-spregnute faze, (b) 2x3-spregnute faze, (c) 1x6-spregnutih faza .....	27
Slika 2.25. Koncept simetričnog induktora a) u obliku točka sa ukrštenim poprečnim granama i b) sa dva paralelna prstena spojena vertikalnim stubovima.....	28
Slika 2.26. Monolitni InterCell transformator a) topologija, b) reluktantni model i c) reluktantni model simetričnog InterCell transformatora, [30].....	29
Slika 2.27. Laboureov koncept balansirano višefaznog spregnutog induktora.....	30
Slika 2.28. Ekvivalentni model magnetnog kola sa pet spregnutih induktora .....	30
Slika 2.29. Višefazni spregnuti induktor sa raspodeljenim zonama niske permeabilnosti .....	31
Slika 2.30. Ilustracija stvaranja alternativne strukture sa razdvojenim „oknima“ magnetnog jezgra u kojima su spregnuta po dva susedna namotaja.....	31
Slika 2.31. Raspodela fluksa u simetričnoj strukturi sa razdvojenim namotajima, [30] .....	32
Slika 2.32. Struktura InterCell Transformatora izrađena pomoću komercijalno dostupnih jezgra.....	32
Slika 2.33. Izgled PCB namotaja jedne ćelije InterCell transformatora .....	33

Slika 2.34. Model petofaznog Intercell Transformatora u test kolu.....	33
Slika 2.35. Praktična realizacija InterCell transformatora, a) Laboureoove strukture izvedene na PCBu , b) Forestove strukture realizovane sa namotajima i velikim E jezgrima.....	34
Slika 2.36. različite varijante realizacije magnetnih komponenti koje se koriste u konvertorima sa „prepletenim“ fazama, (a) pojedinačne komponente, (b) jezgra za integrisane induktore, (c) jezgra za višefazne transformatore, [13].....	35
slika 2.37. Konfiguracije koje se primenjuju u magnetnoj integraciji razvrstane po tipovima sprege i orijentaciji namotaja .....	36
Slika 2.38. Osnovni model N – međufaznih transformatora.....	37
Slika 2.39. 2-IPT, najprostiji IPT sa dve paralelne grane .....	37
Slika 2.40. N-IPT, IPT sa N paralelnih grana .....	38
Slika 3.1 Uprošćena blok-šema toka razvoja planarnog šestofaznog induktora sa spregnutim fazama .....	41
Slika 3.2. Kataloške vrednosti inicijalne permeabilnost feritnih materijala (a) C2010, (b) CN20, (c) C2025, [42] .....	45
Slika. 3.4. Tehnički crtež feritnog jezgra, a) osnova jezgra, b) gornja grana jezgra.....	46
Slika. 3.5. Fabrikovano feritno jezgro.....	47
Slika 3.6. Tehnički crtež planarnih namotaja jednoslojnog induktora sa šest faza.....	48
Slika 3.7. Tehnički crtež planarnih namotaja dvoslojnog induktora sa šest faza, (a) gornji sloj, (b) donji sloj .....	48
Slika 3.8. Jednoslojna provodna struktura na PCB-u sa zalemljenim pristupnim provodnicima koji su se koristili tokom karakterizacije komponente.....	49
Slika 3.9. Dvoslojna struktura na PCB-u, a) gornji sloj, b) donji sloj.....	49
Slika 3.10. a) 3D model jednoslojnog induktora i b) poprečni presek kroz strukturu dvoslojnog induktora.....	51
Slika 3.11. Prezentacija sklopljenog jezgra bez provodne strukture.....	51
Slika 3.12. Četiri koraka prilikom montaže jezgra.....	52
Slika 3.13. SEM slike unutrašnje strukture feritnog materijala a) CN20, b) C2025.....	53
Slika 3.14. EDS spektar feritnih materijala korišćenih za izradu jezgra a) CN20, b) C2025 ..	54
Slika 3.15. Inicijalna testiranja električnih parametara uzoraka sa montiranim feritnim jezgrom na impedansnom analizatoru HP4194A.....	55
Slika 3.16. Frekventne karakteristike a) induktivnosti, b) Q-faktora, na uzorcima sa sva tri tipa feritnih jezgra .....	56
Slika 4.1. Impedansna spektroskopija na induktoru a) bez jezgra, b) sa jezgrom-pogled sa strane, c) sa jezgrom-pogled odozgo.....	59
Slika 4.2. Frekvencijska karakteristika induktivnosti faznog namotaja a) jednoslojne, b) dvoslojne strukture šestofaznog induktora, [48] .....	60
Slika 4.3. Frekvencijska karakteristika otpornosti faznih namotaja a) jednoslojne i b) dvoslojne strukture šestofaznog induktora, [48] .....	62

Slika 4.4. Merenje koeficijenta sprege između faznih induktora rednim vezivanjem faznih namotaja .....	63
Slika 4.5. Ilustracija načina polarizacije induktora tokom određivanja koeficijenta sprege između induktora a) jednoslojne i b) dvoslojne strukture .....	64
Slika 4.6. Frekvencijska karakteristika koeficijenta sprege između faznih namotaja a) jednoslojne, b) dvoslojne strukture šestofaznog induktora, [48] .....	66
Slika 4.7. Raspodela linija vektora magnetske indukcije kroz jednu aktivnu fazu induktora za slučaj kada se jednoslojna struktura nalazi u vazduhu, a) prostorni prikaz, b) pogled od gore	68
Slika 4.8. Raspodela linija vektora magnetske indukcije kroz jednu aktivnu fazu induktora za slučaj kada se dvoslojna struktura nalazi u vazduhu, a) prostorni prikaz, b) pogled od gore..	69
Slika 4.9. Simulacija raspodele linija vektora magnetske indukcije unutar jezgra jednoslojnog šestofaznog induktora gde je aktivna jedna faza, a) pogled od gore, b) 3D prikaz.....	71
Slika 4.10. Izgled poprečnog preseka jezgra po a) xz-osi, b) yz-osi.....	71
Slika 4.11. Raspodela linija vektora magnetske indukcije jedne faze u dvoslojnoj induktorskoj strukturi sa montiranim feritnim jezgrom .....	72
Slika 4.12. Prezentacija simetrične raspodele linija vektora magnetske indukcije kod simetričnog šestofaznog induktora kada su aktivne, a) dve naspramne faze, b) 1, 3 i 5 faza, i c) sve faze.....	73
Slika 5.1. Šema upravljačkog bloka test kola.....	76
Slika 5.2. Uprošćena šema kompletnog test kola .....	76
Slika 5.3. Test kolo sa induktorom i montiranim uzorkom jezgra .....	77
Slika 5.4. Test induktora u radnom režimu: a) test kolo sa uzorkom induktora i mernim sondama i b) signal generator i osciloskop koji su korišćeni tokom testova .....	78
Slika 5.5. Izlazni signal test kola sa jednoslojnom strukturom induktora i feritnim jezgrom C2025 a) kontrolni signal 6x1 test moda, b) odziv kola u 6x1 modu .....	78
Slika 5.6. Odziv kola u radnom režimu 2x1, (pri $U_{in}=5\text{ V}/I_{in}=0,44\text{ A}$ , dobija se na CH1: $U_{out}=0.9\text{ V}$ / CH2: $I_{out}=0.9\text{ A}$ ).....	79
Slika 5.7. Odziv kola u radnom režimu 6x1, (pri $U_{in}=5\text{ V}/I_{in}=0,35\text{ A}$ , dobija se na CH1: $U_{out}=0.85\text{ V}$ / CH2: $I_{out}=0.85\text{ A}$ ).....	80
Slika 5.8. Tranzijentni odziv test kola u radnom režimu 2x1 .....	81
Slika 5.9. Tranzijentni odziv test kola u radnom režimu 6x1 .....	81
Slika 5.10. Fazna struja u radnom modu 2x1 (na CH2:13.5 A).....	82
Slika 5.11. Fazna struja u radnom modu 6x1 (na CH2:10 A).....	83
Slika 5.12. “Sedlasti” oblik fazne struje.....	83
Slika 5.13. Snimak termalne kamere ULIRVision TI160, jednoslojni induktor u test kolu (a) bez jezgra and (b) sa jezgrom C2025 .....	84
Slika 6.1. Analiza smanjenja AC gubitaka korišćenjem negativne sprege između faza, a) standardni slučaj, b) slučaj gde su smanjeni vazdušni procepi u bočnim granama planarne strukture.....	87

Slika 6.2. Simulacija širenja toplote u bakarnim namotajima jednoslojne strukture kada kroz njih protiče jednosmerna struja od a) 1A, b) 5A, c) 10A i d) 15A.....	89
Slika 6.3. Prostorni prikaz raspodele toplote kroz jednoslojnu strukturu gde su aktivne, a) 1 i 4 faza, b) 1, 3 i 5 faza, c) svih šest faza.....	90
Slika 6.4 Intersil ISL6327 šestofazni buck konvertor demo ploča .....	91
Slika 6.5. Ilustracija kombinacija uključivanja faza .....	91
Slika A.1. Ekvivalentne šeme za: a) pozitivnu spregu ( $M>0$ ) i b) negativnu spregu ( $M<0$ ) induktora.....	94
Slika A.2. Talasni oblici napona induktora .....	95
Slika A.3. Struja induktora prilikom u kolu Buck konvertora sa dve spregnute faze (a) direktnom spregom i (b) inverznom spregom .....	98
Slika B.1. Uobičajena konfiguracija nanoindentera Agilent G-200.....	99
Slika B.2. Tipična kriva zavisnosti primenjene sile i dubine otiska .....	100
Slika B.3. Šema aparature za instrumentalizovano utiskivanje (IIT).....	100
Slika B.4. Korelacija mehaničkog napona i deformacije .....	101
Slika B.5. Testiranje mehaničkih osobina feritnih materijala (a) CN20 and (b) C2025 na nanoindenteru Agilent-G200.....	102

## Spisak tabela:

Tabela 2.1. Zbirni rezultati uporedne analize 2, 3 i 6-faznih induktora u radnom režimu, [6, 28].....	27
Tabela 3.1. Geometrijski parametri induktora .....	50
Tabela 3.2. Hemijski sastav feritnog materijala CN20 .....	54
Tabela 3.3. Hemijski sastav feritnog materijala C2025 .....	54
Tabela 4.1. Glavni parametri jednoslojne i dvoslojne strukture šestofaznog induktora .....	66

## Simboli i skraćenice

$U_{in}$	Ulazni napon
$U_{out}$	Izlazni napon
$I_{in}$	Ulazna struja
$I_{out}$	Izlazna struja
$I_{DC}$	Jednosmerna komponenta struje
$I_{AC}$	naizmjenična komponenta struje
$P$	Snaga
VR	Naponski regulator ( <i>Voltage regulator</i> )
$D$	Faktor ispunje upravljačkog signala ( <i>Duty cycle</i> )
$f$	Frekvencija
$R$	Otpornost
$L$	Induktivnost
$C$	Kapacitivnost
$\Phi$	Magnetni fluks
$k$	Koeficijent sprege između dva induktora
$M$	Međusobna induktivnost induktora
$\mu$	Magnetna permeabilnost
$B$	Vektor gustine magnetskog fluksa (Vektor magnetske indukcije)
$H$	Vektor jačine magnetskog polja
$J_e$	Gustina struje spoljnog izvora
$A$	Magnetni vektor potencijal
$\sigma$	Električna provodnost
$\omega$	Ugaona brzina,
$\varepsilon_0$	Permitivnost vakuumu
$\varepsilon_r$	Relativna permitivnost
Multi-IPTs	Višestruki međufazni transformatori ( <i>Multi-interphase transformers</i> )
PCB	Štampana ploča ( <i>Printed circuit board</i> )
SEM	Skenirajuća elektronska mikroskopija ( <i>Scanning Electron Mycroscopy</i> )
EDS	EDS spektroskopija ( <i>Energy Dispersive Spectroscopy</i> )
RMS	Efektivna vrednost naizmjenične struje ili napona ( <i>Root-mean square</i> )
3D	Trodimenzijski prikaz
MOSFET	Metal-oksidi-poluprovodnik tranzistor sa efektom polja ( <i>metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i> )
GND	Masa ( <i>Ground</i> )
$\eta$	Efikasnost (Koeficijent korisnog dejstva) - odnos korisnog i ukupnog rada ili korisne i ukupne snage mašine ili kola
IIT	Instrumentalizovano merenje utiskivanja- <i>Instrumented Indentation Testing</i>

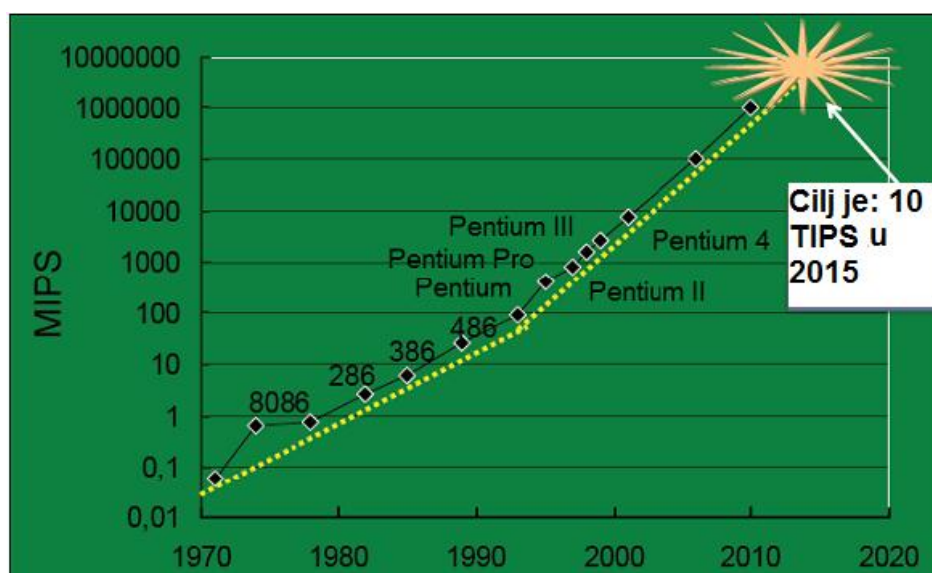




Povećanjem broja tranzistora integrisanih u mikroprocesore povećava se brzina obrade i izvršavanja instrukcija. Kinsun Lee je u svom radu [2] dao grafički prikaz (slika 1.2). Milion instrukcija u sekundi (MIPS) je jedinica mere koja predstavlja brzinu obrade instrukcija kod računara. Na slici 1.2 se može videti prognoza da će tokom 2015. godine biti razvijen mikroprocesor koji bi mogao da izvrši 10 biliona instrukcija u sekundi (TIPS). Mikroprocesori konzumiraju veću količinu snage kada sadrže veći broj tranzistora. Potrošnja mikroprocesora je srazmerna brzini rada i kvadratu napona. Ova zavisnost je predstavljena izrazom (1.1):

$$P_{CPU} \sim C \cdot V_{cc}^2 \cdot f, \quad (1.1)$$

gde je:  $P_{CPU}$  – potrošnja mikroprocesora,  $C$  – ukupna kapacitivnost na logičkim kapijama tranzistora unutar matrice mikroprocesora,  $V_{cc}$  – napon na jezgru mikroprocesora,  $f$  – frekvencija rada mikroprocesora.



Slika 1.2. Ilustracija rasta broja instrukcija mikroprocesora od 1970, [2]

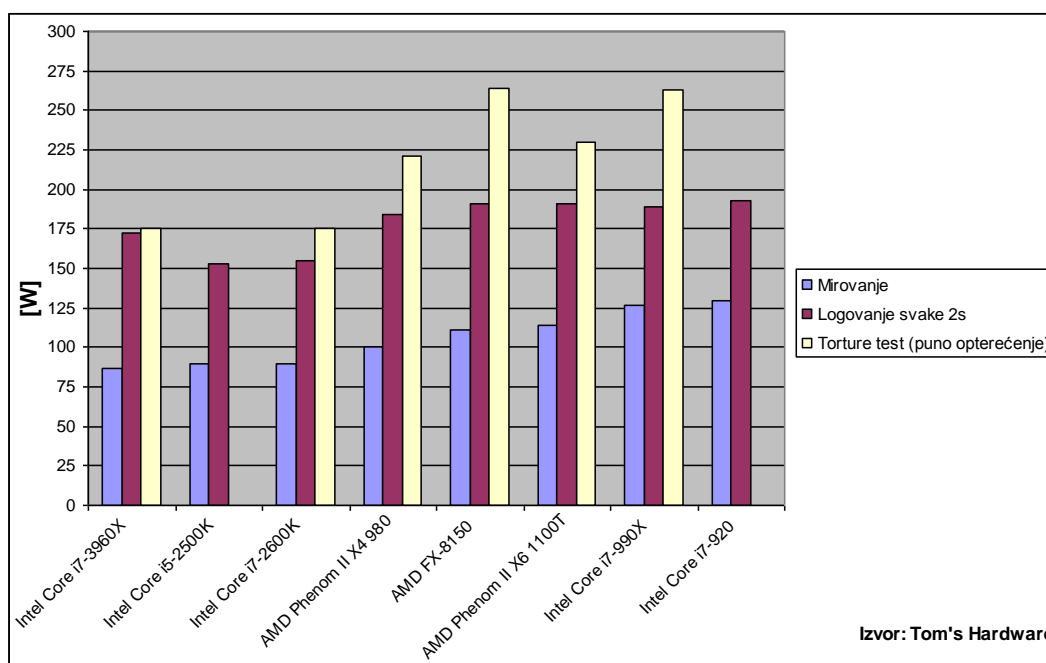
Da bi se postigle što bolje performanse mikroprocesora, iz dana u dan se povećava njihova radna frekvencija, što dovodi do neminovnog rasta potrošnje samog mikroprocesora usled angažovanja sve veće dinamičke snage (gubici nastaju u prelaznim režimima radnog takta). Osim toga, povećanje broja tranzistora unutar jezgra povećava ukupnu kapacitivnost logičkih kapija ( $C$ ), a samim tim i ukupnu potrošnju mikroprocesora. Gubici na logičkim kapijama tranzistora su izraženi u jednačini 1.1.

Razvoj mikroprocesora sa više jezgara je donekle ublažio problem potrošnje i poboljšao stanje kod uređaja koji rade na baterije kao što su laptopovi, mobilni telefoni i sl. Ipak, pred mikroprocesore visokih performansi sa više jezgara se iz dana u dan postavljaju sve veći zahtevi i izazovi po pitanju obrade podataka, tako da je njihova potrošnja i dalje velika. Moderne grafičke kartice, koje i same u svome sklopu sadrže mikroprocesore, takođe ostvaruju visoku potrošnju tokom izvršavanja zahtevnih grafičkih obrada i mnoštva operacija.

Na slikama 1.3. i 1.4. može se videti potrošnja nekih komercijalno dostupnih modela mikroprocesora i grafičkih kartica.

Internet sajt „Tom's hardware“ [3] se, između ostalog, bavi analizom potrošnje modernih računarskih komponenti. Tokom testova mikroprocesori bivaju podvrgnuti analizi potrošnje u različitim režimima. Vršiti se analiza potrošnje u stanju mirovanja, zatim se analizira potrošnja mikroprocesora kada se aktivira u određenim intervalima („logovanje“) kao i test punog opterećenja mikroprocesora. Izabrano je nekoliko tipova komercijalno dostupnih mikroprocesora koji su prošli testove i na slici 1.3 su predstavljeni njihovi rezultati. Maksimalna potrošnja pri punom opterećenju dostiže vrednost od 260 W.

Slična analiza je sprovedena na PC grafičkim karticama različitih proizvođača. Potrošnja izabranih modela je prikazana na slici 1.4. zanimljivo je primetiti da neki od modela premašuju potrošnju mikroprocesora. Maksimalna potrošnja kartice Radeon HD7970 GE iznosi preko 270 W u režimu punog opterećenja.

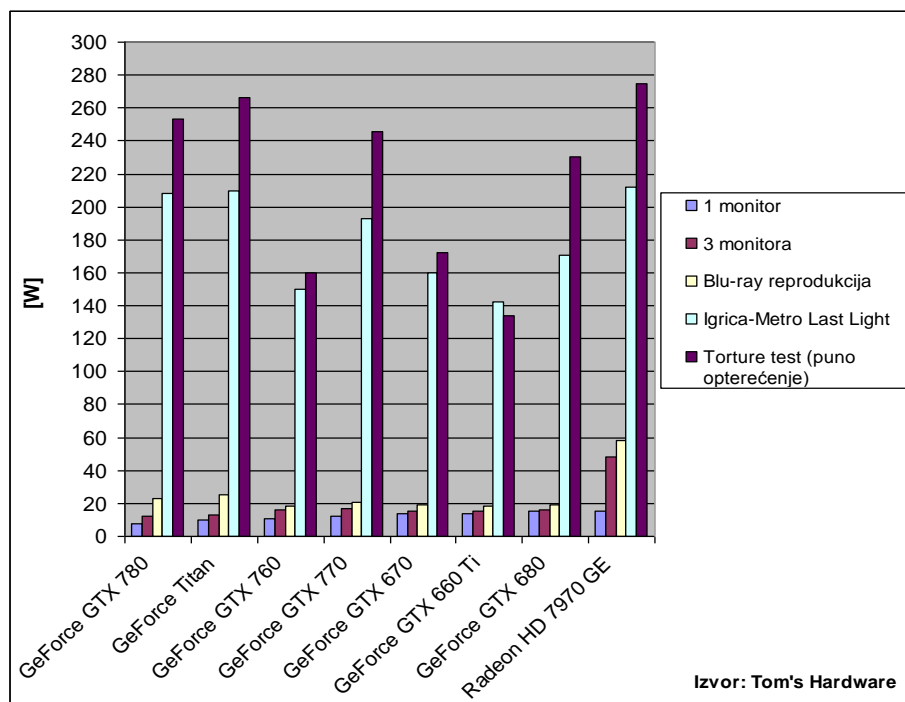


Slika 1.3. Potrošnja komercijalno dostupnih mikroprocesora, [3]

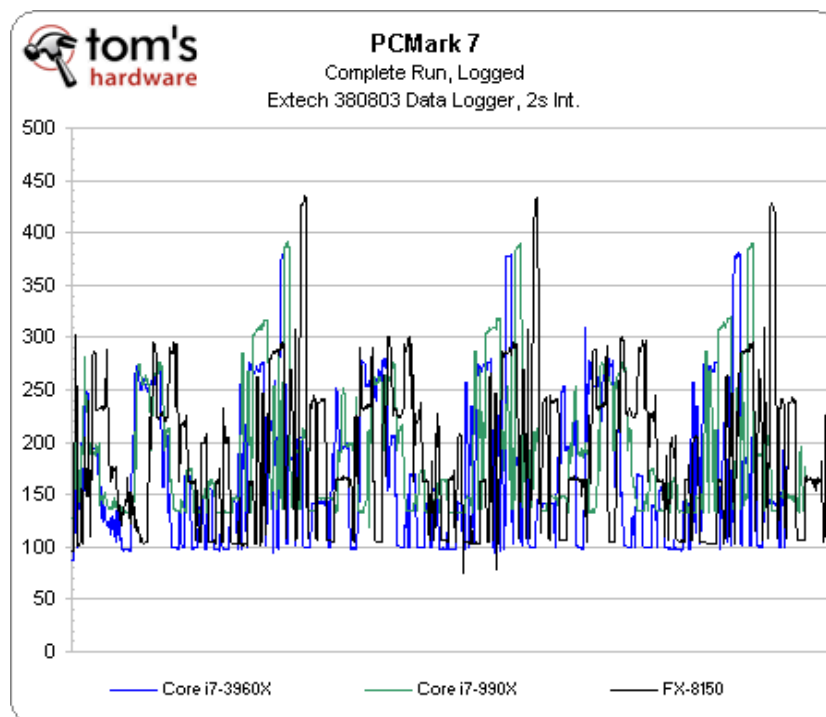
Analizom prosečne potrošnje komercijalno dostupnih mikroprocesora pomoću test programa PCMark7 [4] dobijeni su rezultati prikazani na slici 1.5. PCMark7 je softver koji daje analizu performansi sistema tokom standardne upotrebe kao što je rad sa slikama, videom, web aplikacijama, pretraživanje interneta, igranje igrice i sl. Prilikom ovog testa, PCMark7 neće opteretiti mikroprocesor do krajnjih granica, ali se i u takvim uslovima mogu videti velike i česte oscilacije u njihovoj potrošnji. Iz ovog grafikona potrošnje se jasno vidi da, pored stabilnog napona napajanja, postoje velike potrebe za brzim odzivom napajanja usled velikih i čestih oscilacija u potrošnji mikroprocesora.

Pošto su gubici u toku izvršenja instrukcije srazmerni veličini napona napajanja ( $C \cdot V_{CC}^2$ ), veličina napona napajanja je ciljano smanjivana, što je dovelo do značajnog smanjenja gubitaka tokom izvršenja instrukcija. Ipak, smanjenje napona napajanja stvara

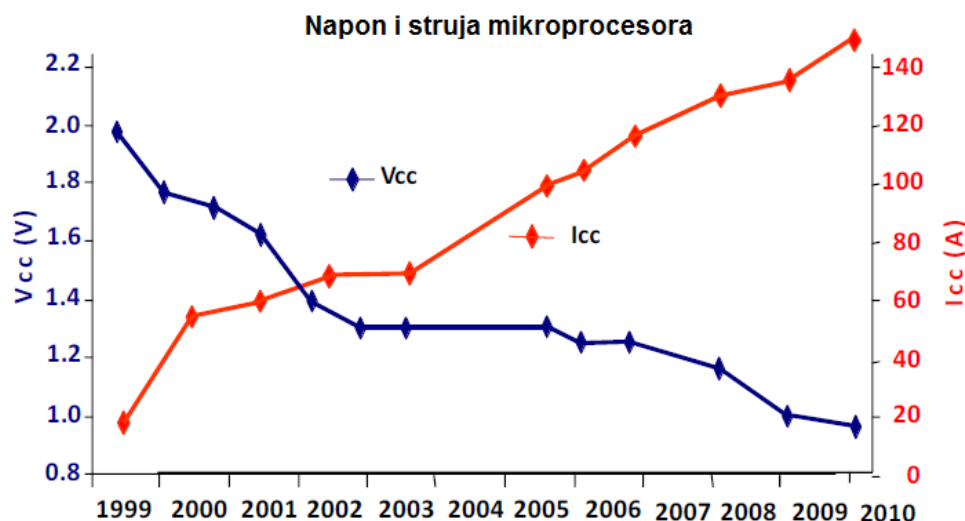
potrebu za velikom strujom napajanja jer je snaga potrebna mikroprocesorima za efikasan rad rasla iz godine u godinu usled povećanja gustine pakovanja tranzistora i brzine rada. Na slici 1.6. su prikazane promene vrednosti napona i struje napajanja Intelovih mikroprocesora tokom prethodne decenije. Kao što je već rečeno, vrednost napona je smanjena kako bi se smanjili gubici tokom izvršenja instrukcija, dok je rast struje pratio rast gustine pakovanja tranzistora unutar mikroprocesora.



Slika 1.4. Potrošnja grafičkih kartica u različitim režimima rada, [3]

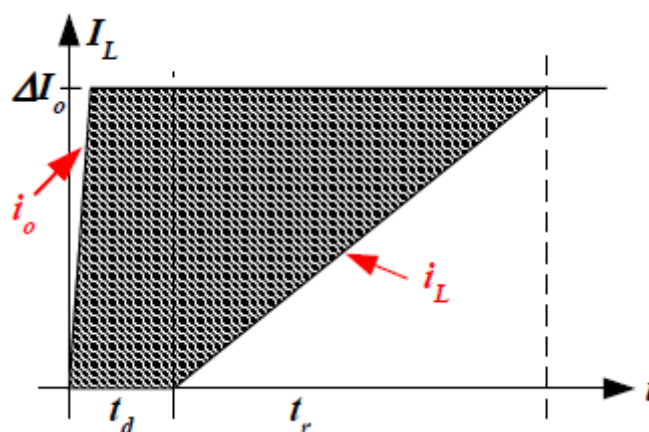


Slika 1.5. Potrošnja mikroprocesora tokom rada test programa PCMark7 u intervalu od 2s, [4]



Slika 1.6. Promene potreba za naponom i strujom jezgra Intelovih mikroprocesora tokom prethodne decenije, [2]

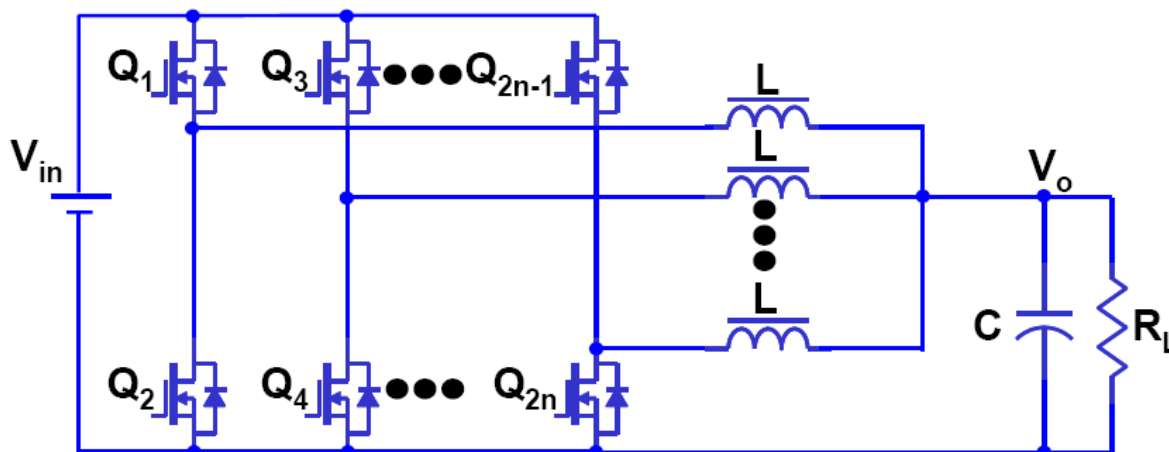
Dok prenapon može smanjiti pouzdanost mikroprocesora, padovi napona mogu izazvati greške u radu koje se manifestuju kroz „plavi ekran“ koji ukazuje na mogući prekid rada računara. Iz tog razloga su izlazni kondenzatori naponskog regulatora važni za pravilan rad mikroprocesora jer dodatno stabilizuju izlazni napon naponskog regulatora. Kako bi se obezbedila dovoljna količina energije i neprekidna isporuka potrošaču, potrebno je postaviti dovoljno velike kondenzatore u kolo ispred samog mikroprocesora koji bi nadomestili manjak naelektrisanja u toku prelaznih režima rada koji nastaju zbog sporijeg odziva napajanja (slika 1.7). Razvoj i ekspanzija računarske tehnike gde se javlja sve veća složenost mikroprocesora povećavaju potrebu za izlaznim kondenzatorima naponskih regulatora. U takvoj situaciji kondenzatori zauzimaju veliki prostor na matičnoj ploči. Iz tog razloga je dobro analizirati mogućnost smanjenja potrebe za kondenzatorima na izlazu naponskih regulatora [5].



Slika 1.7. Ilustracija nebalansiranih naelektrisanja u toku prelaznog režima rada kola koja je potrebno nadomestiti korišćenjem odgovarajućih kondenzatora na izlazu kola, [5]

Kao što je istaknuto, zbog sve veće brzine rada mikroprocesora, javljaju se brze promene potrošnje tokom obrade različitih instrukcija. Samim tim rastu i zahtevi za brzinom

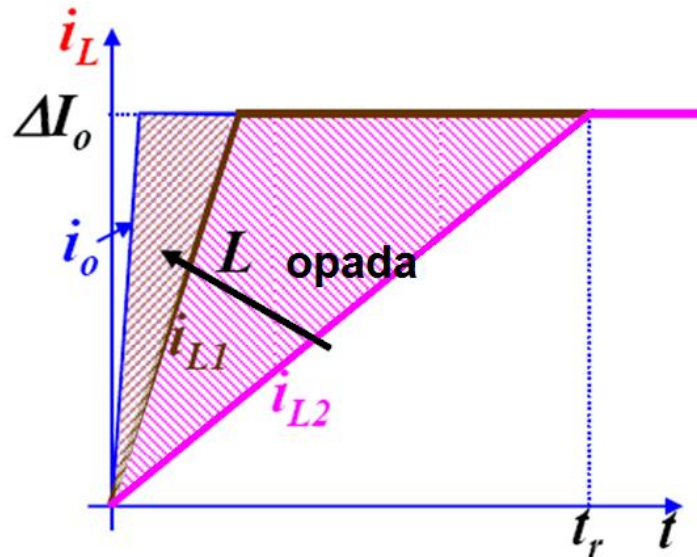
strujnog odziva naponskog izvora. Nizak napon, visoka struja, mala talasnost struje i velika brzina odziva jesu zahtevi koje treba da zadovolje mikroprocesorska napajanja, takozvani naponski regulatori (*voltage regulators* - VR). Uobičajeno je da ovi regulatori budu smešteni na samoj matičnoj ploči u blizini mikroprocesora. Šema  $n$ -faznog buck konvertora sa „prepletenim“ fazama, kakvi se najčešće koriste za napajanja današnjih mikroprocesora u varijanti sa 4-10 faza, je predstavljena na slici 1.8 [6].



Slika 1.8. Šema  $n$ -faznog buck konvertora sa „prepletenim“ fazama, [6]

Korišćenjem višefaznih buck regulatora sa „prepletenim“ fazama postižu se značajna poboljšanja karakteristika jednosmernih izvora. Smanjuje se talasnost ulazne i izlazne struje i napona. Dobrim rasporedom uključivanja faza, postiže se to da se talasnost izlaznog signala smanji usled poništavanja talasnosti faznih signala u kolu. Time se smanjuje potreba za velikim brojem kondenzatora na izlazu kola. Takođe, ovakva topologija omogućava da se struja distribuira potrošaču raspodeljena kroz više faza. Ovim se izbegava mogućnost da dođe do lokalnog pregrevanja kola buck konvertora, jer se opterećenje raspoređuje na sve faze podjednako. Poboljšavanjem termičkih karakteristika konvertora podiže se njegova efikasnost. Zbog raspodele opterećenja između faza i rada na višim frekvencijama mogu se koristiti manji fazni induktori manje induktivnosti. Time se postiže veća brzina odziva pri čestim promenama opterećenja koje se javljaju tokom rada mikroprocesora. Takođe, fazni induktori sa manjim vrednostima induktivnosti poseduju manje dimenzije, čime se postiže veća gustina pakovanja konvertora [6, 7].

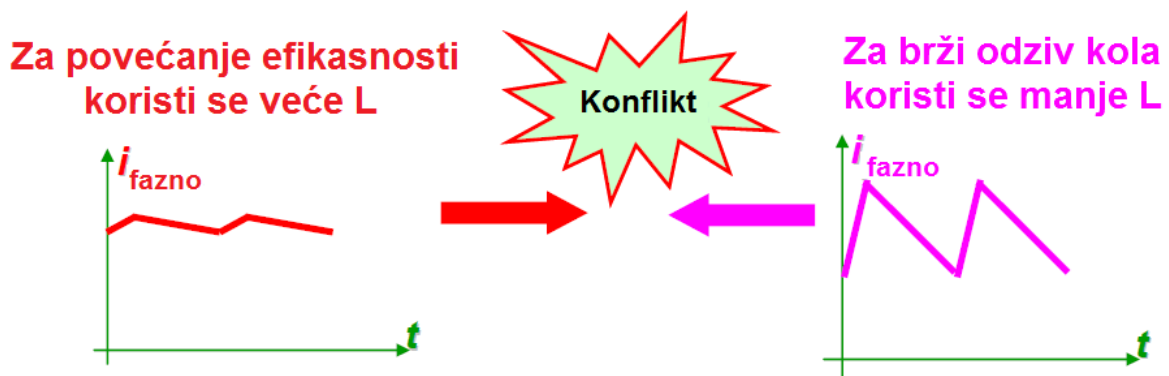
P.-L.Wong [5] je u svom radu opisivao dodatne prednosti korišćenja faznih induktora manje induktivnosti. Naime, na slici 1.9 može se videti ilustracija izlaznog signala. Ovde  $i_{L2}$  predstavlja struju induktora gde je  $L_2 > L_1$ . Cela šrafirana površina iznad ove linije predstavlja razliku između izlazne i struje induktora (nebalansirana naelektrisanja koja mora da isporuči naponski regulator). To znači da ukoliko želimo da postignemo odgovarajući odziv, moramo koristiti izlaznu kapacitivnost koja bi nadomestila manjak naelektrisanja potrebnog da bi se ispratila brza promena izlaznog signala. Smanjenjem induktivnosti, dobija se brži odziv na izlazu ( $i_{L1}$ ) kola pri istoj izlaznoj kapacitivnosti. Pored toga, uvođenjem spregnutih induktora u kolo, može se zadržati isti nivo efikasnosti kola uz smanjen broj upotrebljenih kondenzatora što je potvrdio i Kinsun Lee u svojim istraživanjima [2].



Slika 1.9. Uticaj induktivnosti na potrebe za kompenzacijom nebalansiranog naelektrisanja pomoću kondenzatora

U prethodnom delu teksta su iznete prednosti korišćenja malih induktivnosti u naponskim regulatorima. Međutim, jako je bitno istaći da upotrebom faznih induktora većih induktivnosti, efikasnost višefaznih naponskih regulatora takođe raste. Do porasta efikasnosti dolazi iz jednostavnog razloga što sa porastom fazne induktivnosti dolazi do smanjenja oscilacija (talasnosti) faznih struja.

Dakle, efikasnost konvertora raste sa porastom fazne induktivnosti, dok sa opadanjem fazne induktivnosti brzina odziva konvertora značajno raste. Jasno je da su ova dva uslova potpuno suprotstavljena i da su kompromisi neminovni (slika 1.10).



Slika 1.10. Suprotstavljene uslovi prilikom projektovanja induktora za višefazne naponske regulatore - ilustracija konflikta između brzine odziva i stepena efikasnosti napajanja u zavisnosti od veličine fazne induktivnosti, [6]

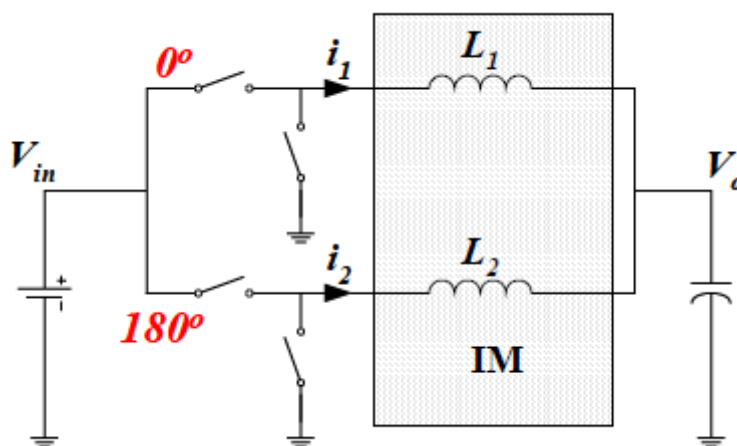
Sa ciljem da se zadovolje novonastali zahtevi za visokom efikasnošću i brzim odzivom višefaznih naponskih regulatora javila se potreba za korišćenjem induktora nelinearne

induktivnosti. Induktor nelinearne induktivnosti je zamišljen da ima veliku induktivnost u stacionarnom režimu kako bi doprinosio povećanju efikasnosti celog kola, dok bi u tranzijentnom (prelaznom) modu trebao da ima što manju induktivnost kako bi doprinosio brzom odzivu višefaznog naponskog regulatora. Sasvim slučajno su istraživači otkrili da bi topologija sa spregnutim induktorima mogla da pruži željeno poboljšanje [5, 6]. U nastavku će biti objašnjeno ovo otkriće.

## 1.1. Spregnuti induktori

Integrirane magnetne komponente su ušle u upotrebu u višefaznim naponskim regulatorima kako bi se uпростila struktura, smanjila veličina i poboljšala efikasnost kola. Strukture integriranih magnetnih komponenti zahtevaju precizna podešavanja i nisu mehanički stabilne. Osim toga, stalni konflikt između potreba za malim induktivnostima pri tranzijentnom odzivu i velikim faznim induktivnostima u mirnom radnom režimu ne mogu biti rešeni „preplitanjem” faznih kanala ili integriranim magnetnim komponentama. U nastavku će biti opisano kako je nastala topologija spregnutih induktora, unapređenja koja donose u stabilnom i prelaznom (tranzijentnom) radnom režimu rada buck konvertora kao i prednosti pri izradi konstrukcije ovakvih induktora.

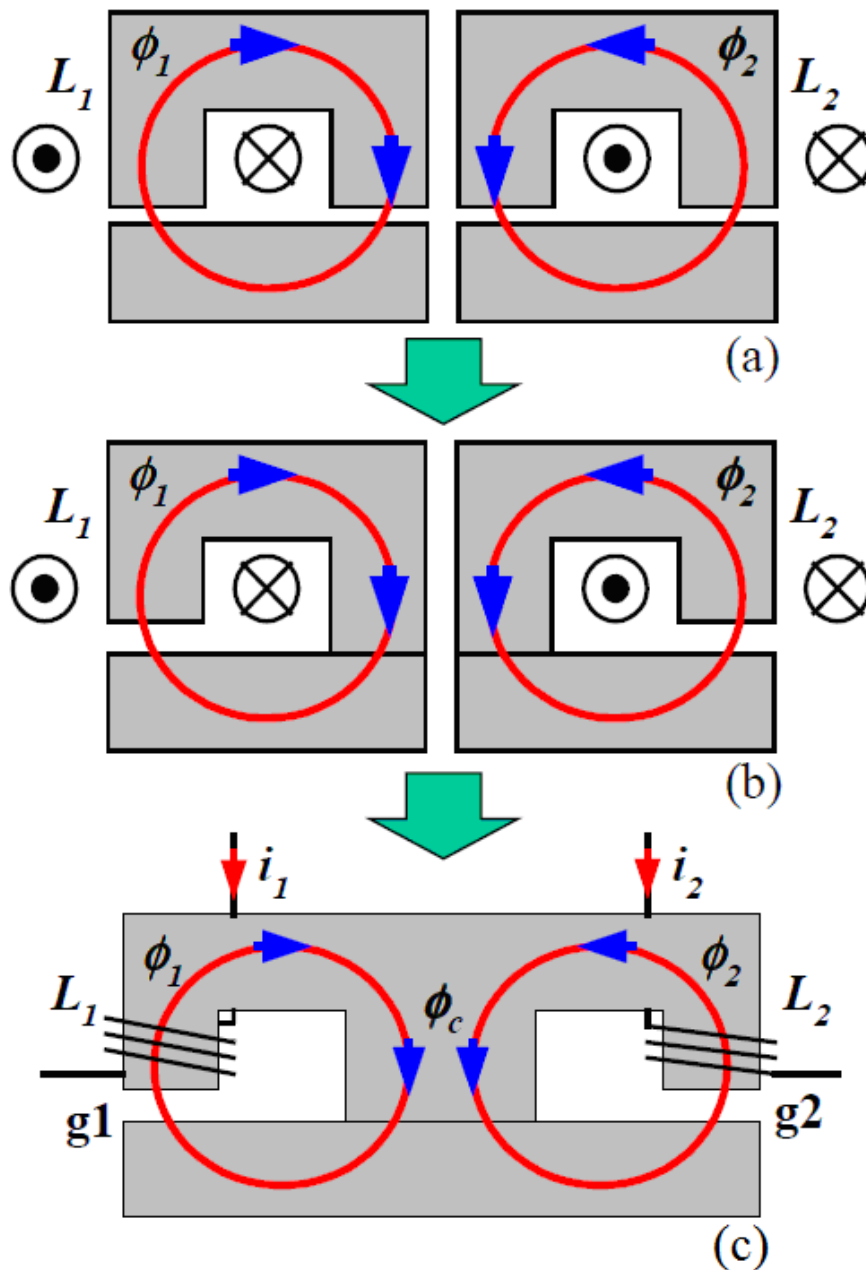
Najveća mana višefaznih naponskih regulatora se ogleda u kompleksnosti kola. Usled napretka poluprovodničke tehnologije i velike ponude odgovarajućih upravljačkih kola cena izrade upravljačkog dela kola ostaje prihvatljiva. Zapravo se kompleksnost ovakvih topologija višefaznih naponskih regulatora ogledala u korišćenju većeg broja induktora. Profesor Wei Chen je predstavio strukturu integrisanog induktora sa ciljem da smanji broj korišćenih jezgra pri izradi naponskih regulatora sa „prepletenim” fazama. Njegov plan je bio da integriše dva induktora iz dve „prepletene” faze sa međusobnim faznim pomerajem od  $180^\circ$  na jedan par E-E ili E-I jezgra. Zamišljeni koncept je predstavljen na slici 1.11.



Slika 1.11. Integrirani induktori u dvofaznom naponskom regulatoru sa prepletenim fazama

Koncept integrisanog induktora je ilustrovan na slici 1.12. Uobičajeno je da se dva odvojena induktora  $L_1$  i  $L_2$  izrade pomoću dva odvojena U-I jezgra (slika 1.12 a). Vazdušni procepi su ravnomerno raspoređeni u obe vertikalne grane jezgra. Naravno, umesto dva

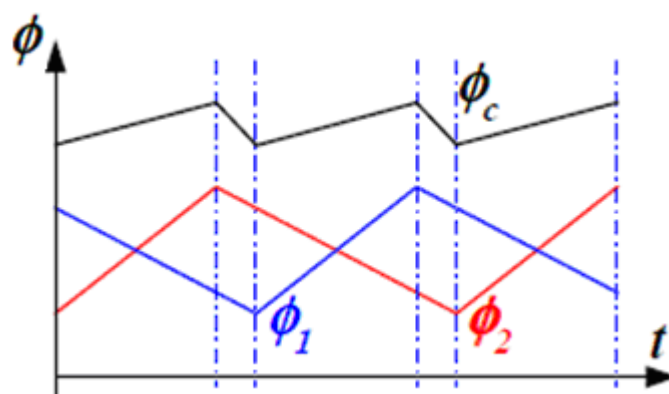
vazдушna procepa u paralelnim granama, može se napraviti jedan vazdušni procep u samo jednoj vertikalnoj grani bez uticaja na induktivnost (slika 1.12 b). Nakon toga se dva U-I jezgra sa jednim procepom mogu objединiti pomoću jednog para E-I jezgra bez vazdušnog procepa u centralnoj grani. Centralna grana predstavlja putanju sa niskom reluktansom i sav fluks generisan u dve spoljne grane prolazi kroz centralnu granu jezgra. U centralnoj grani nema interakcije između flukseva generisanih u bočnim granama, kao što je ilustrovano na slici 1.12c. Time je dokazano da je ovom izmenom jezgra dobijeno kolo istih karakteristika kao i kolo sa slike 1.11. Čime je struktura jezgra uprošćena.



Slika 1.12. Razvoj koncepta integrisanog induktora, a) dva nespregnuta induktora izrađena pomoću kombinacije U-I jezgra i dva vazдушna procepa, b) unapređena topologija dva odvojena induktora sa po jednim vazdušnim procepom, c) jezgro sa dva integrisana induktora

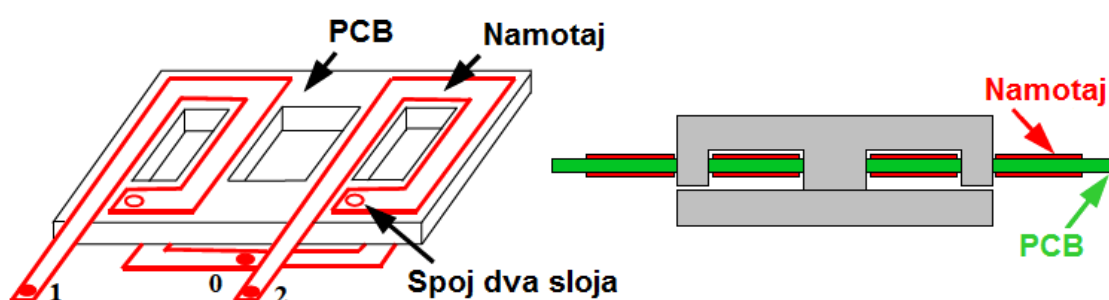


Dodatna pogodnost jeste da fluks u centralnoj grani poseduje manju talasnost. Kao što je poznato, cilj „preplitanja” faza naponskih regulatora jeste da se koriste male fazne induktivnosti koje bi uticale na poboljšanje tranzijentnog odziva. Male induktivnosti rezultuju velikom talasnošću struje kroz svaku fazu. Iz tog razloga i fluksevi u jezgru koji imaju sličan talasni oblik kao i struje kroz namotaje induktora takođe poseduju veliku talasnost. To dovodi do dodatnih gubitaka u jezgru. U strukturi induktora sa integrisanim jezgrom sa smerovima struja definisanim na slici 1.12, fluks u centralnoj grani jezgra predstavlja zbir flukseva u spoljnim granama. Kao što je rečeno, fazni pomeraj iznosi  $180^\circ$  i prati struju kroz namotaje. Zbog toga dolazi do efekta poništavanja suprotnih flukseva u centralnoj grani jezgra, te se smanjuje talasnost fluksa u njoj (Slika 1.13). Zbog male talasnosti fluksa u centralnoj grani jezgra dolazi do smanjenja gubitaka u njoj.



Slika 1.13. Efekat poništavanja talasnost u centralnoj grani integrisanog jezgra, [5]

U višefaznim naponskim regulatorima se ne koriste velike fazne induktivnosti. Tada mogu da se koriste induktorske strukture sa malim brojem zavojaka u namotajima izrađenim na PCB-u. U tom slučaju se jezgro montira na PCB sa namotajima kao što je prikazano na slici 1.14.

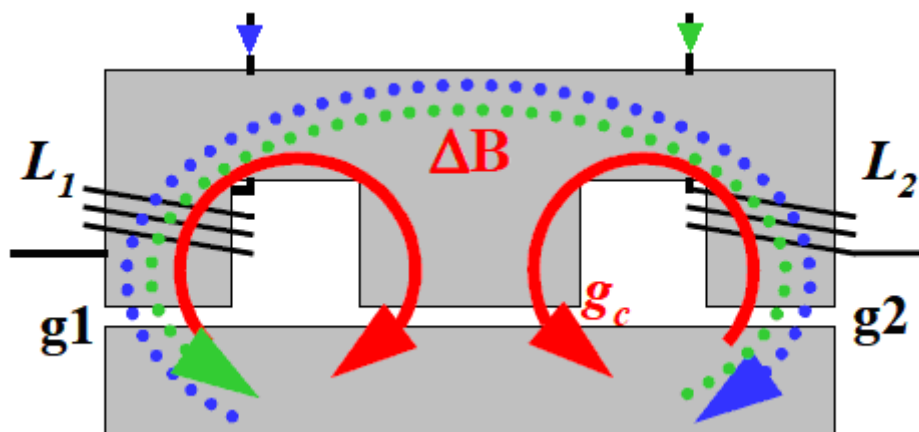


Slika 1.14. Integrirani induktor izrađen na PCB-u, [5]

Namotaji izrađeni na PCB-u obezbeđuju jednostavnu kontrolu parazitne otpornosti u provodnim kanalima (fazama), čime je moguće uspostaviti kontrolu raspodele struje među kanalima oslanjanjem na DC otpornost induktora.

Pored mnogih prednosti integrisanog induktora, ova struktura ima i nekoliko bitnih slabosti. Izrada ovakvog jezgra ne spada u industrijske standarde. Jezgro je spojeno samo na jednom mestu, u centralnoj grani kola. Da bi se obezbedila mehanička stabilnost strukture, potrebno je dodatno ispuniti procepe u spoljnim granama pomoću odgovarajućeg materijala čime se komplikuje montaža centralne grane koja ne sme da ima vazdušni procep. Proizvodnja ovakvog dela je komplikovana i skupa, a mane, poput mehaničke nestabilnosti, i dalje ostaju. Takođe, kod pripremljenog jezgra se ne može korigovati induktivnost, jer pripremljeni magnetni procepi ostaju fiksni i ne mogu se podešavati prilikom montaže jezgra.

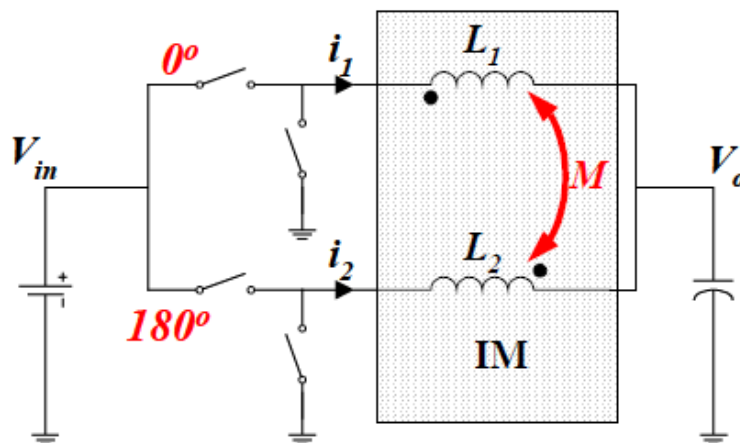
Sa namerom da unapredi mehaničku stabilnost jezgra sa slike 1.12, P.-L. Wong [5, 8] je dodao vazdušni procep i u centralnu granu E-I jezgra (slika 1.15). Fizički gledano, jedina razlika između jezgra sa slike 1.12c i 1.15 jeste postojanje vazdušnog procepa u centralnoj grani jezgra. Kada postoji vazdušni procep u centralnoj grani, tada ispune bočnih vazdušnih procepa ne moraju biti napravljene precizno kao kod strukture integrisanog induktora sa slike 1.12c. Zbog magnetnog procepa, centralna grana nema više nisku reluktansu koja osigurava lak prolaz linijama magnetnog fluksa. Kod ove strukture linije fluksa induktora  $L_1$  i  $L_2$  teže da prolaze kroz sve tri grane jezgra. Isprekidanim linijama je na slici 1.15 predstavljen međusobni uticaj između induktora putem magnetnog fluksa. Jasno je da dolazi do magnetne sprege između dva induktora.



Slika 1.15. Struktura spregnutog induktora predstavljenog od strane P.-L. Wonga

Kada postoji sprega između induktora, kolo sa slike 1.11 može da se predstavi kao na slici 1.16. Jasno se može videti da je slika 1.16 dopunjena uticajem međusobne induktivnosti dva induktora koji je označen sa  $M$  i predstavlja magnetnu spregu između induktora.

Da bi se uprostila analiza, P.-L. Wong je [5, 8, 9] posmatrao induktore kao  $L_1 = L_2 = L$ . U prilogu A. dato je izvodjenje i analiza ponašanja dva spregnuta induktora u kolu koja pokazuje da spregnuti induktori imaju  $L_1=L_2>L_{tr}$  i  $L_1=L_2<L_{ss}$ , gde je  $L_{tr}$  induktivnost u tranzijentnom stanju,  $L_{ss}$  induktivnost u stacionarnom stanju.



Slika 1.16. Buck konvertor sa „prepletenim“ fazama čiji su izlazni induktori spregnuti

## 1.2. Zaključak

Dosadašnjom analizom višefaznih DC/DC konvertora [5-11] nameće se jasan zaključak da se tehnikom „preplitanja“ više faza DC/DC konvertora postiže se smanjenje talasnosti izlazne struje konvertora. Talasnost struje u faznim induktorima i dalje ostaje velika kada se koriste induktori male induktivnosti. Talasnost struje u faznim induktorima dovodi do velikih provodnih i prekidačkih gubitaka, kao i gubitaka u bakarnim provodnicima koji se ne mogu smanjiti tehnikom „preplitanja“ faza. Koncept spregnutog induktora je uveden sa ciljem da se podignu performanse višefaznih buck konvertora sa „prepletenim“ fazama. Dokazano je da korišćenje spregnutih induktora donosi mnoge prednosti:

- manju talasnost struje induktora i mogućnost poboljšanja brzine odziva (tranzijentni odziv);
- manji broj korišćenih komponenti - usled smanjenja induktivnosti u prelaznom režimu može se koristiti manji broj velikih kondenzatora, čime se značajno pojeftinjuje izrada napajanja i omogućava smanjenje radne frekvencije (samim tim i prekidački gubici);
- poboljšanje ukupne efikasnosti uz talasnost fazne i izlazne struje na zadovoljavajućem nivou kao i zadovoljavajuće brzine odziva u prelaznom režimu rada (tranzijentni odziv).

Osim ovih ključnih prednosti, kod višefaznih DC/DC konvertora je zagrevanje bolje raspoređeno između većeg broja faza. Neke studije pokazuju da se izradom konvertora u visoko strujnim primenama pomoću ove tehnologije značajno smanjuje njihova cena.

## **2. Dosadašnja istraživanja u oblasti izrade i primene spregnutih induktora**

Pasivne komponente imaju najveći udeo u troškovima izrade i zauzimaju najviše prostora u uređajima velike snage [12]. Smanjenje dimenzija i težine pasivnih komponenti u ovim kolima je veoma važno [13]. Posmatrajući sve veće zahteve postavljene pred dizajnere modernih DC/DC konvertora po pitanju brzog odziva, smanjenja talasnosti (velika stabilnost) struje, zahteva za velikom gustinom pakovanja, uštedom energije, odnosno smanjenjem gubitaka u kolu, jasno je da razvoj pojedinih pasivnih komponenti može predstavljati veliki izazov, ali istovremeno može značajno doprineti poboljšanju karakteristika kola u kojima se koriste. Induktor je, naravno, jedna od pasivnih komponenti čije su se karakteristike već godinama analizirale i oduvek postoji težnja da se izvrši ušteta u utrošenom materijalu i prostoru koji on zauzima u elektronskim kolima. Pošto se najčešće za izradu induktora koriste skupi magnetski materijali, svaka ušteta materijala dodatno smanjuje ukupnu cenu izrade uređaja. Prethodnih godina pojavljivala su se mnoga rešenja koja su konstantno donosila napredak na ovom polju.

### **2.1. Podela prema načinu konstrukcije i broju spregnutih faza**

Kako bi se napravio pregled literature, u ovom radu je izvršena podela u tri kategorije gde je uzet u obzir broj spregnutih faza i način na koji je izrađeno jezgro induktora. Takva podela je omogućila lakšu analizu i kategorizaciju svih radova koji obrađuju sličnu tematiku, a koji su uključeni u detaljnije razmatranje prilikom formiranja koncepta komponente koja će biti glavna tema ovog rada. Ova podela se može svesti na tri vrste konstrukcija:

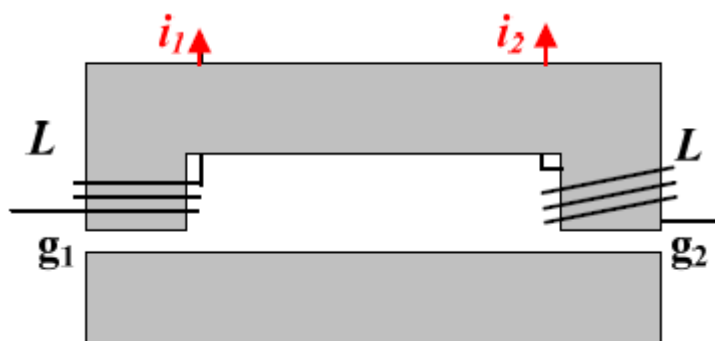
1. konstrukcija sa dva spregnuta induktora projektovana i smeštena u jednu celovitu komponentu,
2. induktori sa više od dve spregnute faze koji su formirani pomoću komercijalno dostupnih feromagnetnih jezgra i
3. induktori sa više od dve spregnute faze koji su sastavljeni pomoću jezgra koje je specijalno izrađeno za tu namenu.

U nastavku poglavlja će biti prezentovana najvažnija rešenja iz sve tri kategorije koja su po proceni autora doprinela razvoju i napretku izrade induktora i jako dobrim rezultatima pri njihovoj primeni u DC/DC konvertorima.

### 2.1.1. Konstrukcija sa dva spregnuta induktora projektovana i smeštena u jednu celovitu komponentu

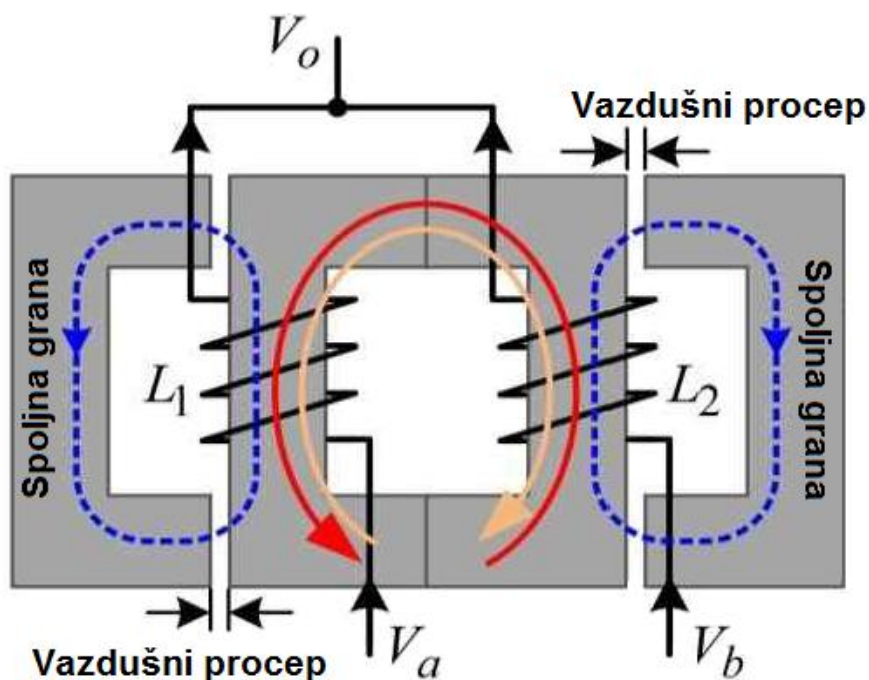
Komponente sa dva spregnuta induktora su u prošlosti najčešće analizirane i korišćene u DC/DC konvertorima sa spregnutim fazama [8], [14-19]. U prethodnoj glavi je opisan nastanak prvog spregnutog induktora i predstavljene su sve prednosti koje on donosi. Nakon toga su se mnogi autori trudili da unaprede konstrukciju i ponude novo rešenje koje bi doprinelo poboljšanju ukupnih karakteristika samog kola u kome bi se koristili i to su, kao što je već rečeno, potrošnja (smanjenje gubitaka), stabilnost izlazne i fazne struje, brzina odziva DC/DC konvertora, utrošak materijala i smanjenje dimenzija komponente (težnja ka minijaturizaciji). Pravilan izbor induktora odgovarajućih karakteristika može značajno da doprinese kvalitetnom radu DC/DC konvertora i značajnom poboljšanju njegovih radnih mogućnosti.

Induktor predstavljen u radovima [5, 8] detaljno je opisan u prethodnom poglavlju, te će u ovom poglavlju biti dat pregled komponenti sa dva spregnuta induktora koje su došle kao nadogradnja koncepta predloženog u radu P-L. Wonga [5, 8]. Sam P-L. Wong je predstavio i ekstremni slučaj induktora sa idealnom spregom  $k=-1$  (slika 2.1). Poznato je da je fazna struja induktora direktno zavisna od koeficijenta sprege  $k$ . Rastom koeficijenta sprege  $k$  dolazi do smanjenja talasnosti fazne struje induktora. Ipak, bitno je da postoji dovoljno velika rasipna induktivnost koja bi smanjila talasnost izlazne struje. U suprotnom naponska regulacija nije moguća. Kod topologije sa slike 2.1 to je slučaj, pa su određeni autori ponudili alternativna rešenja.



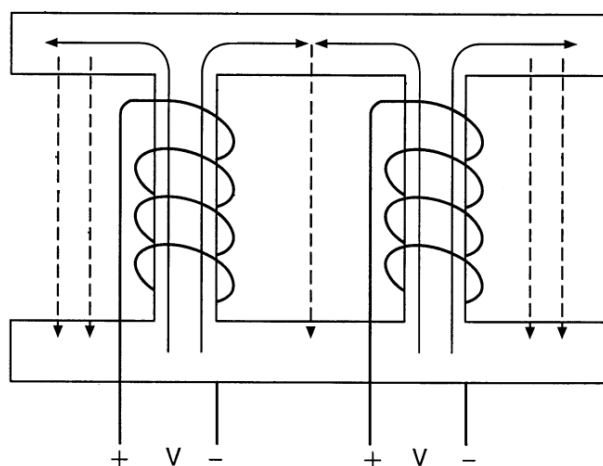
Slika 2.1. Struktura sa dva spregnuta induktori čiji je koeficijentom sprege  $k = -1$ , [5]

J-P. Lee je u svom radu [14] predstavio predlog UU strukture sa dodatnim spoljnim granama (slika 2.2). Unutrašnja grana nema vazdušni procep, čime se obezbeđuje nisko reluktantni put za magnetni fluks generisan u induktorima što osigurava optimalan koeficijent sprege. Dve spoljne magnetne grane sa procepom su dodate sa ciljem da se obezbedi dovoljno velika rasipna induktivnost, odnosno, dovoljno velika fazna induktivnost koja bi smanjila talasnost struje na izlazu i obezbedila normalan rad naponskog regulatora (DC/DC konvertora).



Slika 2.2. Spregnuti UU induktor sa spoljnim granama, [14]

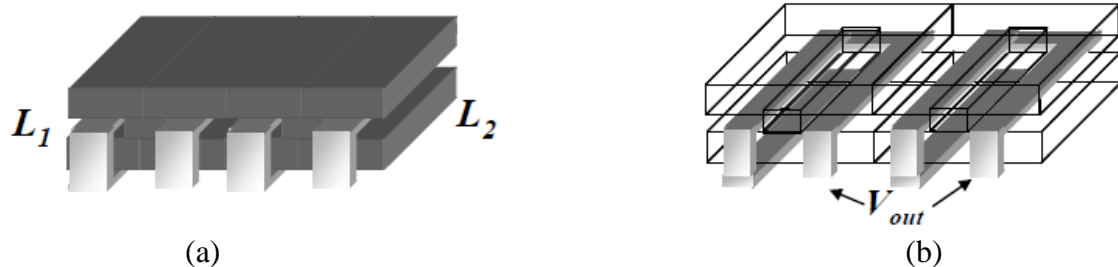
2001. godine je patentirana konstrukcija sa slike 2.3 koju su projektovali A. M. Schultz i C. R. Sullivan [15]. Može se videti da je izvršena mala korekcija u konstrukciji ove strukture i da su horizontalne grane bočno produžene kako bi se dobila putanja kojom bi se prostiralo više rasipnog fluksa. Time se dobija bolja rasipna induktivnost i potrebne karakteristike induktora za rad u naponskim regulatorima.



Slika 2.3. Patentirani induktor sa produženim horizontalnim granama koje omogućavaju dodatno rasipanje fluksa, [15]

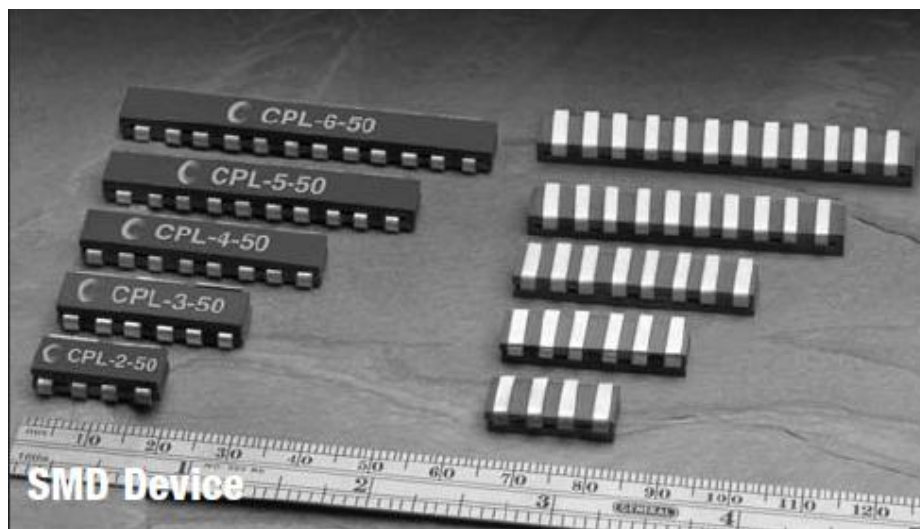
Na slici 2.4 je predstavljeno još jedno od rešenja koje je dao C. R. Sullivan, a koje se sastoji od jezgra H-oblika i namotaja koji su savijeni oko njega. Struktura jezgra H-oblika i namotaji savijeni oko njega projektovani su tako da ostave mogućnost formiranja višefaznog

induktora. Višefazni oblik ovakve strukture će biti predstavljen u sledećem odeljku sa ostalim višefaznim induktorima.. Dužina namotaja kod ovakve konstrukcije dosta velika, što je mana prilikom primena na niskim naponima i velikim strujama koji su standardni za naponske regulatore.

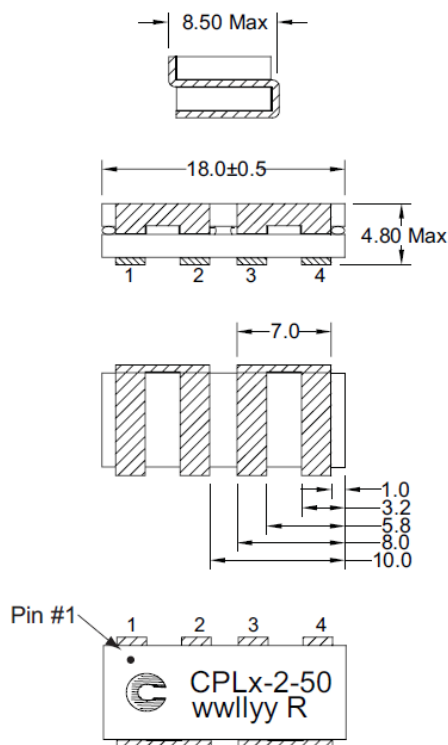


Slika 2.4. Salivenova struktura sa savijenim namotajima umetnutim u jezgro H-oblika

Slične proizvode nudi proizvođač Cooper-Bussmann [16]. Na slikama 2.5 i 2.6 se mogu videti njihovi proizvodi. Poput prethodnog slučaja, broj faza je modularan i nudi se u rasponu od 2 do 6 faza upakovanih u jednu komponentu što će, takođe, biti opisano u narednom poglavlju sa ostalim višefaznim induktorima.

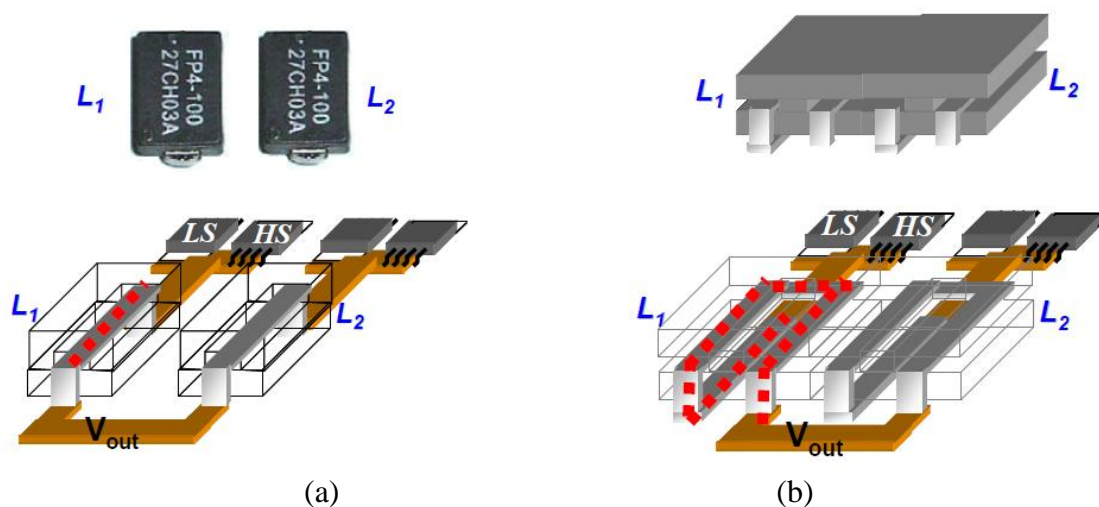


Slika 2.5. Spregnuti induktori kakve nudi Cooper-Bussmann [16]



Slika 2.6. Prikaz konstrukcije dvofaznog induktora koji proizvodi Cooper-Bussmann, [16]

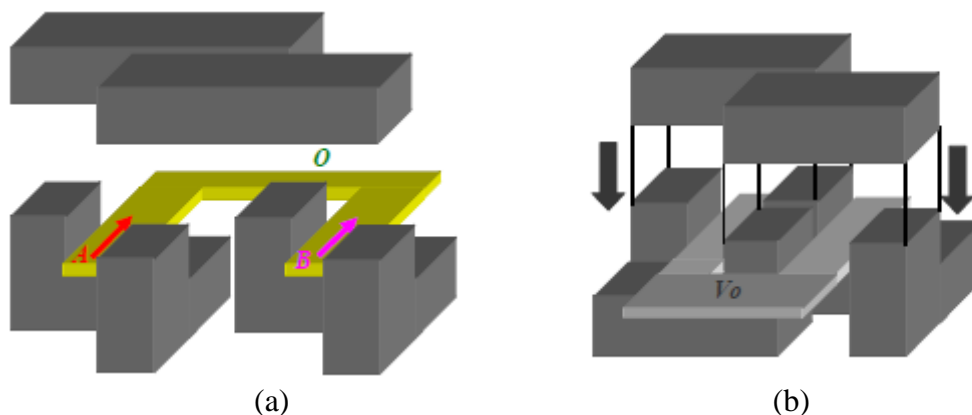
Ukoliko uporedimo nespregnute i spregnute induktore kao što je Yan Dong [6, 20, 21] na slici 2.7. vidi se da je dužina namotaja u nespregnutim komercijalno dostupnim induktorima dosta manja. U slučaju predstavljenom na slici 2.7, dužina namotaja spregnutog induktora je čak tri puta veća od dužine namotaja u nespregnutom induktoru. Povećanje dužine namotaja dovodi do rasta Džulovih gubitaka u induktoru. Za primene u uslovima gde se koristi nizak napon i visoke struje, kao u naponskim regulatorima za napajanje grafičkih kartica i računarskih procesora, gubici u namotajima postaju dominantan činilac ukupnih gubitaka u induktoru.



Slika 2.7. Komercijalno dostupni a) nespregnuti induktor i b) spregnuti induktor, [6, 20, 21]

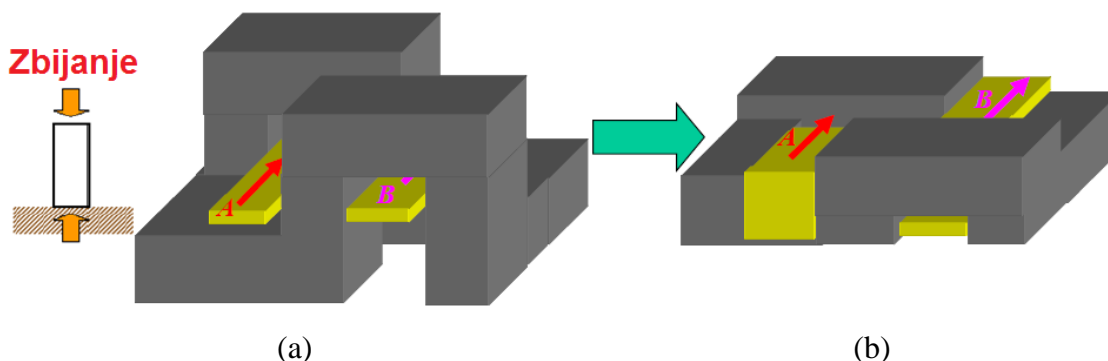


J. Zhou [22] odlučio je da promeni pristup i u potpunosti izmeni koncept spregnutog induktora tako što će, umesto da mota namotaje oko ravnog jezgra, napraviti jezgro savijeno oko ravnih namotaja. Time je značajno skratio dužinu namotaja, a samim tim i gubitke u njima, svesno rizikujući povećavanje gubitaka u jezgru (Slika 2.8). Kasnijim analizama je utvrđeno da dolazi do povećanja gubitaka u jezgru induktora kod strukture sa jezgrom „savijenim“ oko namotaja u poređenju sa komercijalno dostupnim induktorima. Ipak, gubici u namotajima su značajno manji kod rešenja sa slike 2.8. Ukupni gubici kod strukture sa „savijenim“ jezgrom su smanjeni za 14%.

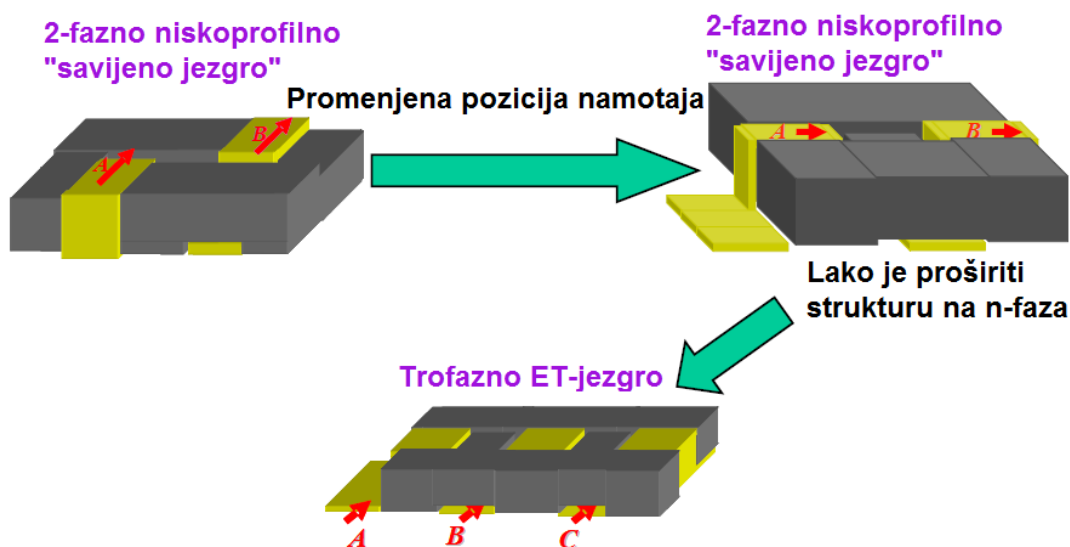


Slika 2.8. Koncept induktora sa „savijenim“ jezgrom a) prvobitna konstrukcija i b) unapređena (kompaktna) konstrukcija, [22]

Kao što je već rečeno, previše komplikovano jezgro stvara velike gubitke, dok su namotaji u klasičnim jezgrima nosioci velikih gubitaka u klasičnim strukturama. Da bi se našao kompromis sa pojednostavljenom konstrukcijom jezgra „savijenom“ oko spregnutog induktora uz primenu malo kompleksnije provodne strukture (Slika 2.9). Ipak, ovakva struktura je jako komplikovana za implementaciju višefaznih induktora. Malom rotacijom namotaja dobija se struktura pogodna za realizaciju višefaznih induktora na jednom jezgru (Slika 2.10). Višefazne strukture izrađene po ovom konceptu će biti analizirane u odeljku 2.3.

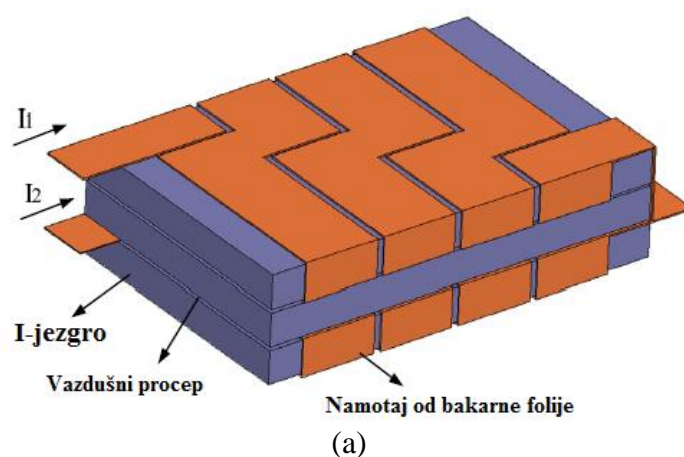


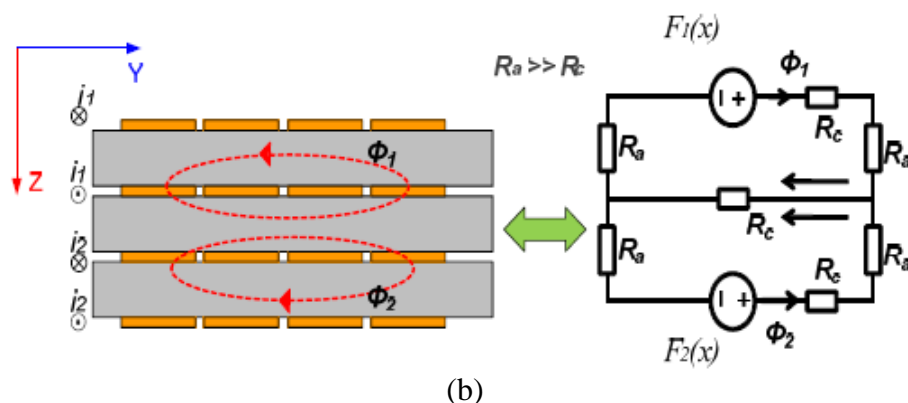
Slika 2.9. Induktor sa jezgrom „savijenim“ oko provodne strukture a) prvobitna struktura i b) unapređen model sa kompleksnijim namotajem i pojednostavljenim jezgrom, [22]



Slika 2.10. Unapređena struktura induktora sa „savijenim“ jezgrom koja omogućava laku realizaciju višefaznog induktora na jednom jezgri, [6, 21]

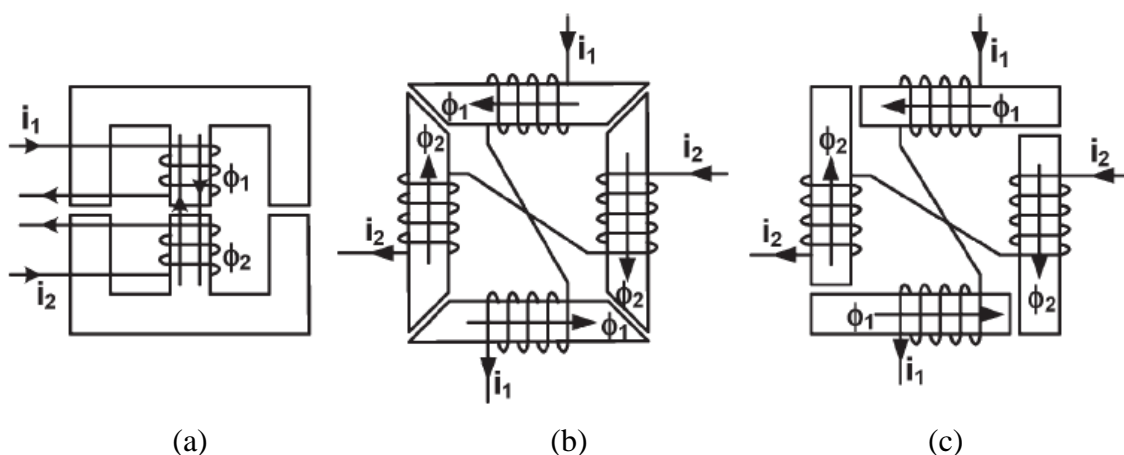
Još jedno zanimljivo rešenje je u svom radu prezentovao Z. Ouyang [17], koji je tri „I“-jezgra naslagao jedno na drugo (Slika 2.11). Vazdušne procepe je formirao postavljanjem provodnih folija kontrolisane debljine. Namotaji od bakarne folije su namotani na spoljna jezgra, dok se u sredini nalazi još jedno istovetno jezgro namenjeno da obezbedi zajednički put niske reluktanse magnetnim fluksevima dva spoljna namotaja. Prednosti ove strukture su niska cena, mogućnost vođenja velikih struja zbog velikog vazdušnog procepa, nizak profil, dobra termička svojstva, fleksibilnost konstrukcije. Veliku manu ove konstrukcije predstavljaju veliki gubici usled vrtložnih struja. Ovde se, zapravo javlja veliki rast AC otpornosti provodnih struktura u odnosu na DC otpornost, a sve kao posledica usmerenosti linija magnetnog fluksa upravno na provodne strukture koje se nalaze u magnetnom procepu.





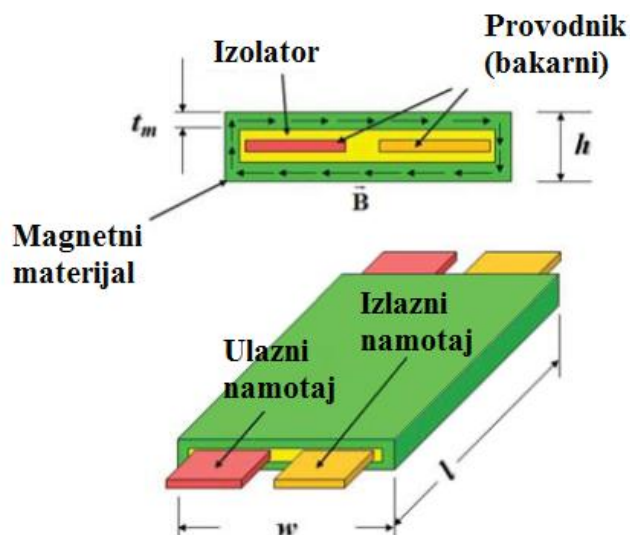
Slika 2.11. Jeftino i jednostavno rešenje planarnog spregnutog induktora a) 3D ilustracija i b) bočni prikaz i reluktantni model, [17]

Glavni fokus rada koji je predstavio H. Kosai je bio usmeren ka optimizaciji konstrukcije spregnutog induktora kako bi se postiglo maksimalno poništavanje DC fluksa [23, 24]. Ovaj kriterijum je veoma važan za primene u konvertorima velike snage. Za potrebe istraživanja su konstruisane tri različite strukture prikazane na slici 2.12. U pitanju su: E-E jezgro, kvadratno jezgro sa uglom vazdušnog procepa od  $45^\circ$  i kvadratno jezgro sa uglom vazdušnog procepa od  $90^\circ$ . Nakon analiza rezultata simulacija i testiranja u test kolu naponskog regulatora, pokazalo se da je struktura sa vazdušnim procepom od  $45^\circ$  davala najbolju kombinaciju balansa AC fluksa i poništavanja DC fluksa. Odnos rasipnog fluksa na vazdušnim procepima i ukupnog rasipnog fluksa najveći je kod ovog induktora. Time se potvrđuje da je uniformnost raspodele magnetnog fluksa najveća za ovaj tip jezgra.



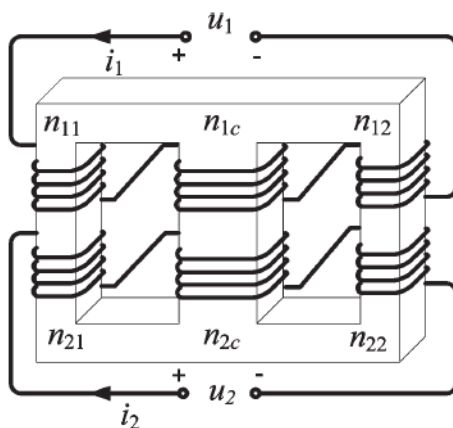
Slika 2.12. Tri različita tipa struktura sa spregnutim induktorima, a) E-E jezgro, b) kvadratno jezgro sa uglom vazdušnog procepa od  $45^\circ$  i c) kvadratno jezgro sa uglom vazdušnog procepa od  $90^\circ$ , [23, 24]

P. A. Morrow [18] predstavio je rešenje za sprezanje dve provodne linije nanošenjem magnetnih materijala na njih, čime bi se omogućilo formiranje naponskih regulatora na čipu i značajno unapredila kontrola potrošnje u mikroelektronici. Dokazao da je moguće smestiti naponski regulator na jedan čip i to uz pomoć tehnologije prezentovane u ovom radu. Ilustracija rešenja se nalazi na slici 2.13.



Slika 2.13. Sprezanje dva paralelna provodnika na čipu, [18]

U radu [19] predstavljena je varijanta dva spregnuta induktora u jezgru sa tri grane. Oba namotaja su raspoređena na sve tri grane čime se smanjuje površina (footprint) i gubici u bakarnim namotajima induktora (slika 2.14).

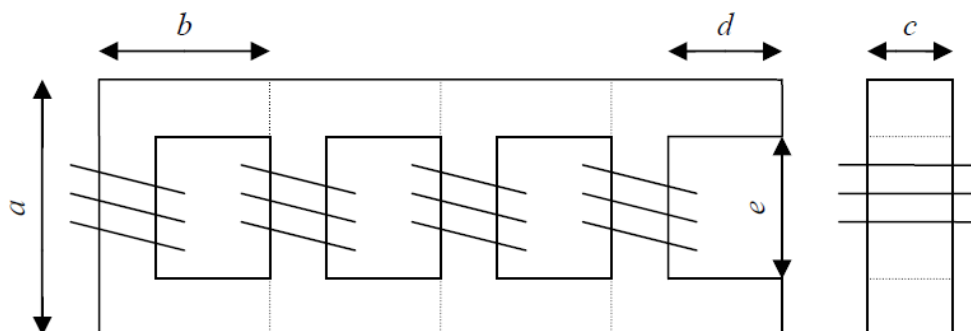


Slika 2.14. Spregnuti induktor na jezgru sa tri grane, [19]

### 2.1.2. Višefazni spregnuti induktori formirani pomoću komercijalno dostupnih jezgara

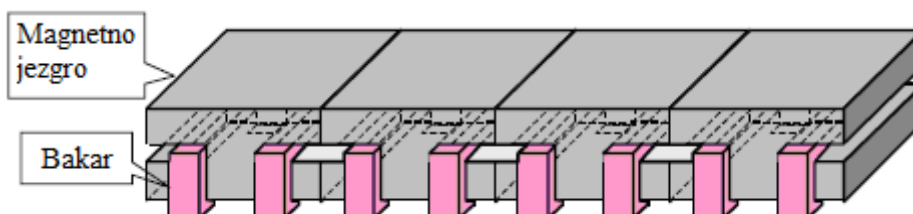
U ovu kategoriju su svrstani svi višefazni (broj faza  $N > 2$ ) spregnuti induktori sastavljeni od komercijalnih jezgara. Često induktori iz ove grupe poseduju bar jednu od dve mane: velike dimenzije i asimetričnost strukture.

Jedan od modela koji je planiran za upotrebu u autoindustriji predstavljen je u [25]. To je takozvano jezgro lestvičastog oblika. Dimenzije su obeležene na slici 2.15 i iznose:  $a=25$  mm,  $b = 16$  mm,  $c = 12$  mm,  $d = 10$  mm i  $e = 13$ . U automobilskoj industriji glavni akcenat nije na brzini odziva konvertora, već su bitnije cena, efikasnost i dimenzije komponente. Time su se vodili autori u ovom slučaju. Ovaj četvorofazni induktor je projektovan za snage reda 1 kW.

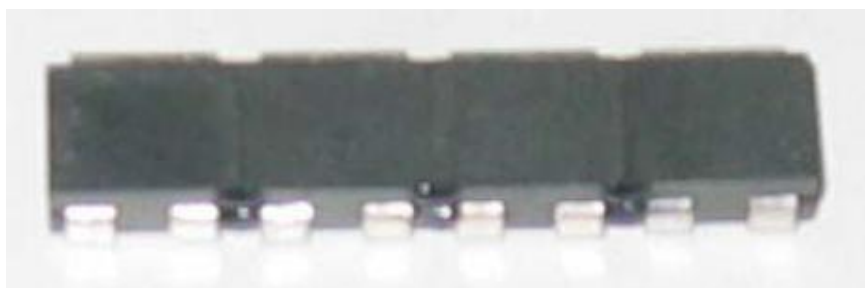


Slika 2.15. Lestvičasto jezgro višefaznog, spregnutog induktora

Koncept koji je predstavljen na slici 2.4 u varijanti sa dva spregnuta induktora proširen je na induktor sa četiri faze, i prikazan je na slici 2.16. Fabrikovana četvorofazna komponenta je prikazana na slici 2.17. Zbog nesimetrične strukture dve unutrašnje faze poseduju veću induktivnost u odnosu na dve spoljne faze ove strukture. Asimetričnost unosi nestabilnost među fazama i dovodi do smanjenja efikasnosti naponskog regulatora.



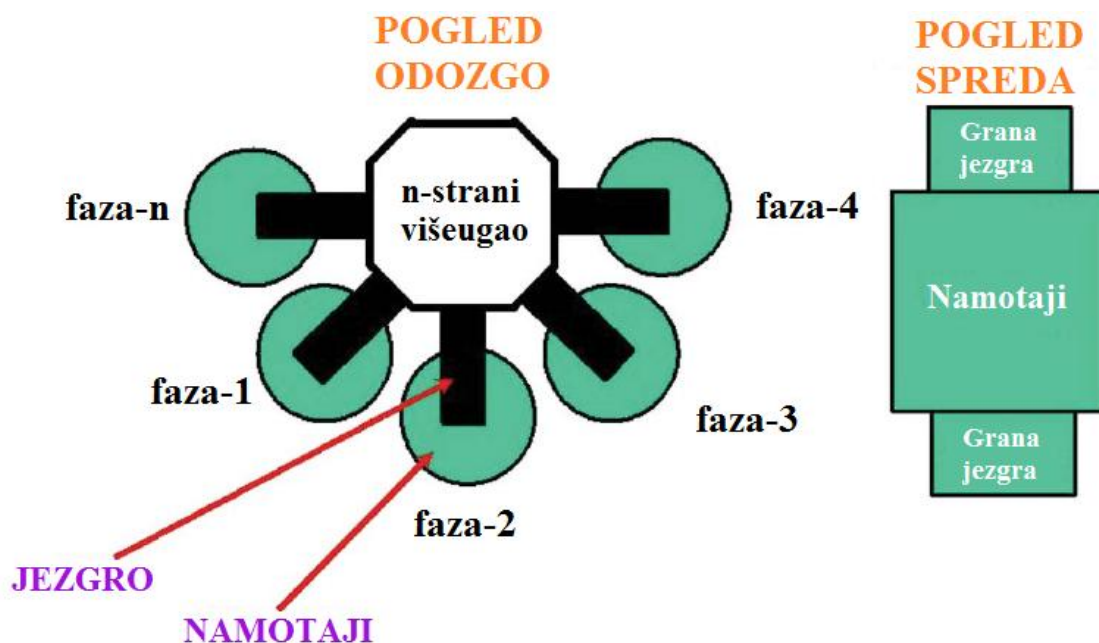
Slika 2.16. 4-fazna struktura sa navojima savijenim oko H-jezgra



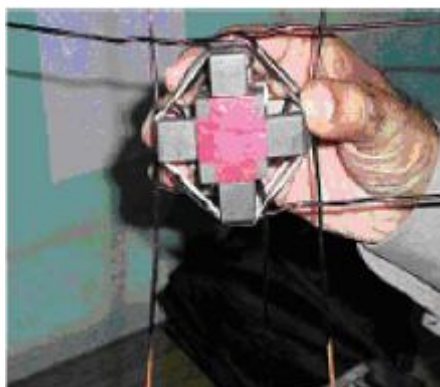
Slika 2.17. Izgled fabrikovanog 4-faznog jezgra

Na slici 2.18 se može videti šematski dijagram idejnog rešenja simetričnog induktora koje je predložio H. N. Nagaraja [26]. Jezgro poseduje centralnu granu okruženu bočnim granama koje na sebi imaju namotaje. Dužina vazdušnog procepa centralne grane je podešiva, te se podešavanjem dužine vazdušnog procepa može podešavati koeficijent sprege između bilo koja dva induktora. Merenjem na napravljenom uzorku (slika 2.19) uočena je razlika u vrednostima između induktivnosti faza od 5 %, dok je razlika kod međusobne induktivnosti iznosila 7 %.

Korišćenjem koncepta spregnutog i skoro simetričnog četvorofaznog induktora, efikasnost četvorofaznog sinhronog buck konvertora je porasla za 2 – 6 % dok je amplituda oscilacije prilikom tranzijentnog (prelaznog) odziva umanjena za 10% u poređenju sa slučajevima kada se ne koriste spregnuti induktori.



Slika 2.18. Šematski prikaz strukture simetrično spregnutog višefaznog induktora, predstavio H.N. Nagaraja [26]

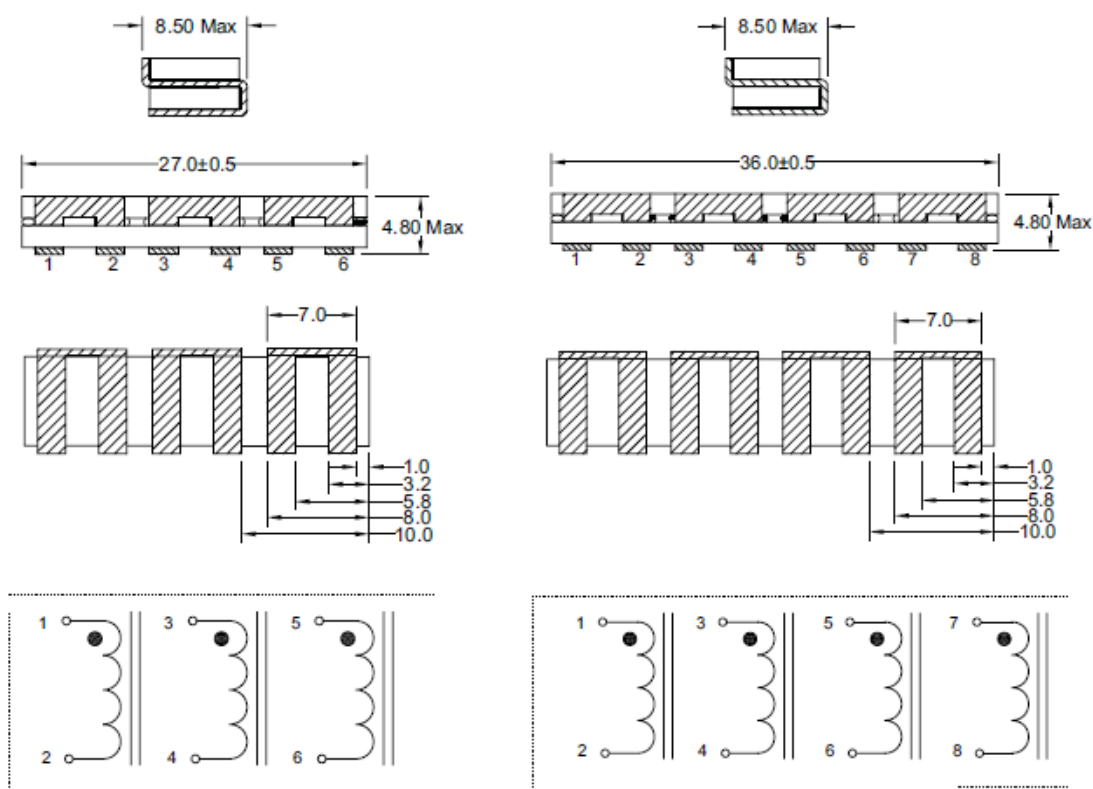


Slika 2.19. Jezgro sa četiri simetrično spregnute faze sastavljeno pomoću komercijalno dostupnih feritnih jezgra – H.N. Nagaraja [26]

### 2.1.3. Induktori sa više od dve spregnute faze koji su realizovani pomoću jezgra specijalno izrađenog za tu namenu

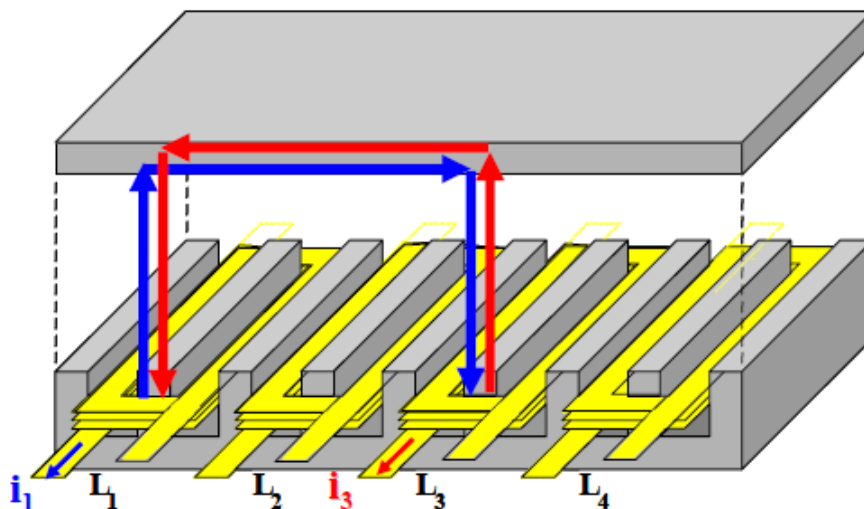
Na narednim stranicama će biti predstavljena rešenja koja, po kategorizaciji sa početka poglavlja, spadaju u kategoriju višefaznih induktora sa specifičnim jezgrima napravljenim u celosti i za konkretnu primenu.

U poglavlju 2.1 je već predstavljen dvofazni induktor proizvođača Cooper-Bussmann [16]. Na slici 2.20 je predstavljena višefazna varijanta induktora sa slika 2.5 i 2.6 koje nudi ovaj proizvođač. U katalogu su date vrednosti fazne induktivnosti sa mogućim odstupanjem od 20%. Jasno je da je ovakva struktura asimetrična u slučajevima kada sadrži više od dve faze, i zbog toga je normalna pojava da postoje razlike u induktivnosti među fazama. Proizvođač nudi induktor u varijantama sa 2, 3, 4, 5 i 6 faza po jednoj komponenti.



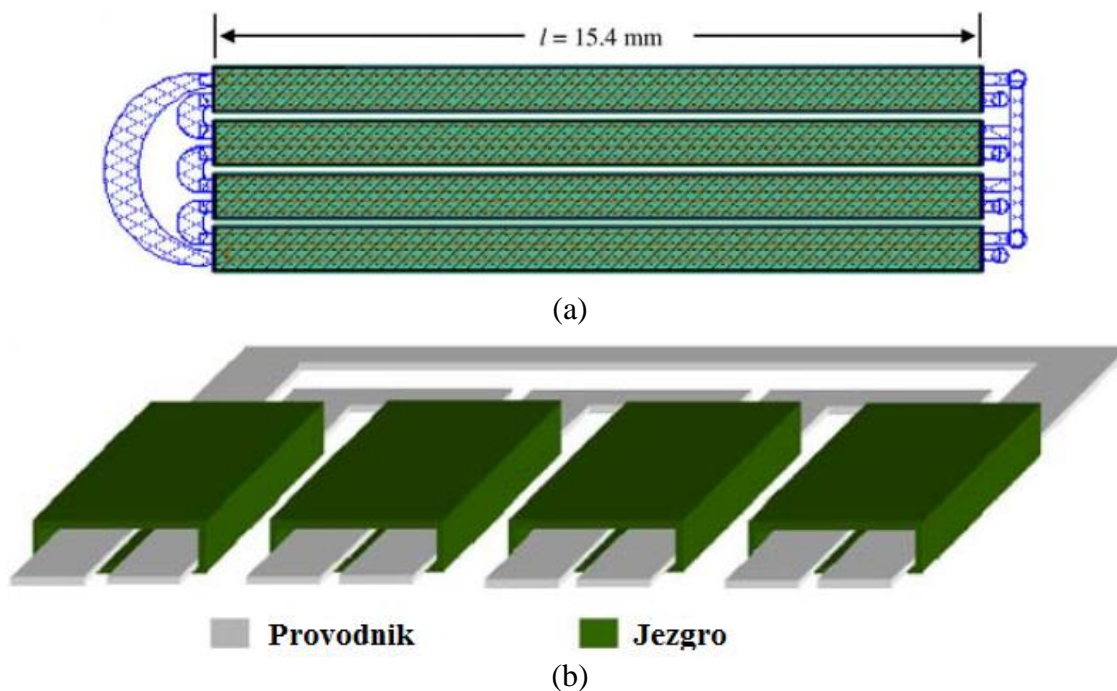
Slika 2.20. Prikaz konstrukcije trofaznih i četvorofaznih induktora koje proizvodi Cooper-Bussmann, [16]

Strukturu višefaznog spregnutog induktora realizovanu pomoću jezgra specifične namene ponudio je P.-L. Vong. Na slici 2.21 se može videti izgled kompaktne strukture sa četiri spregnuta induktora koja predstavlja ovaj koncept. Po obliku konstrukcije lako je zaključiti da ova komponenta poseduje asimetrične fazne karakteristike.



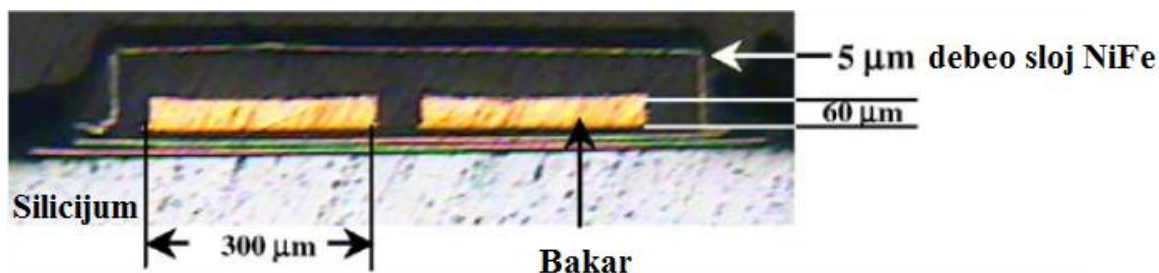
Slika 2.21. Induktor sa četiri spregnute faze

Rešenje slično onom sa slike 2.13 na kojoj je prikazana struktura P. Morrow-a [18], predstavio je S. Prabhakaran u svom istraživanju [27]. On je koristio feromagnetni materijal da uzajamno spregne susedne faze. Na slici 2.22a je prikazan konačni raspored jezgra i namotaja sa realnim dimenzijama, dok se na slici 2.22b može videti trodimenzionalni prikaz iste strukture. Višestruka sprega je realizovana pomoću četiri pravouga na NiFe jezgra i četiri bakarna provodnika sa po jednim namotajem. Namotaji su smešteni u sendvič između dva sloja magnetnog materijala. Raspored je takav da je po jedna polovina svakog namotaja pokrivena sa dva različita jezgra. Mikrograf prototipa dizajna sa slike 2.22 je predstavljen na slici 2.23. Kod izrade prototipa nanosen je samo gornji sloj magnetnog materijala. Može se, takođe, videti da je dobijena veoma tanka struktura.



Slika 2.22. Četiri spregnute faze induktora (a) raspored delova konstrukcije, (b) 3D model, [27]





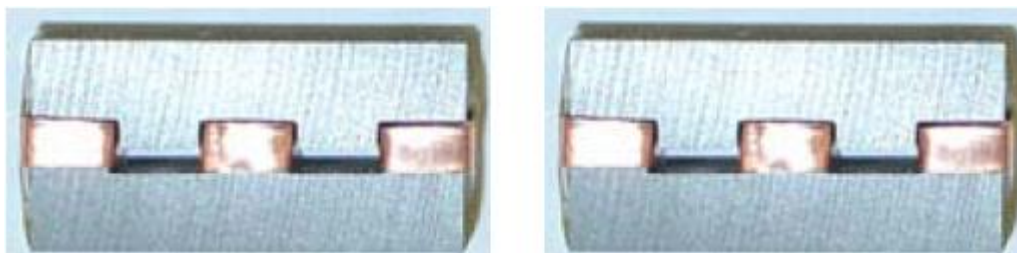
Slika 2.23. Snimak dobijen na mikroskopu koji prikazuje tanak sloj ferita nanesen preko provodnika dve različite faze

Y. Dong je u radovima [6, 28] predstavio korisne analize. Izvršio je uporedne testove spregnutih induktora niskog profila. Na slikama 2.9 i 2.10 je predstavljen ovaj koncept. U okviru svoga rada Dong je razvio, osim dvofaznog spregnutog induktora, varijantu strukture sa tri i šest spregnutih induktora u okviru jedne komponente. Kao naponski regulator korišćen je Buck konvertor sa šest „prepletenih“ faza. Za polaznu tačku analize uzeti su rezultati test-kola sa nespregnutim faznim induktorima. Provera performansi sva tri tipa induktora u šestofaznom naponskom regulatoru sprovedena je u kombinacijama predstavljenim na slici 2.24. U prvoj varijanti (slika 2.24a) su korišćena tri dvofazna spregnuta induktora, u varijanti sa slike 2.24b su korišćena dva induktora sa po tri spregnute faze i u poslednjoj varijanti (slika 2.24c) korišćen je jedan induktor sa šest spregnutih faza. U tabeli 2.1 je dat pregled najvažnijih karakteristika. Pokazalo se da korišćenjem tri induktora sa po dve spregnute faze može da se postigne brži odziv kola na promenu opterećenja i smanji broj korišćenih kondenzatora ili da se, za isti broj kondenzatora, dobije povećanje efikasnosti od 1%. Korišćenjem dva trofazna induktora se postiže dodatno smanjenje broja korišćenih kondenzatora uz povećanje efikasnosti kola. A u varijanti kada se ostavi isti broj kondenzatora kao u slučaju nespregnute strukture, povećanje efikasnosti je tek za nijansu veće nego slučaju kada se koriste tri dvofazna induktora. Kada se koristi šestofazni spregnuti induktor, povećanje ukupne efikasnosti kola iznosi 0.4% u odnosu na situaciju kada se koriste dva trofazna spregnuta induktora. Mana šestofaznog spregnutog induktora je asimetričnost koja se ogleda u tome što dodatno komplikuje upravljanje kolom naponskog regulatora. Razlika među fazama izaziva strujnu nebalansiranost, samim tim dolazi do neravnomerne raspodele toplote među fazama u kolu. Zbog korišćenja najmanjeg broja komponenti i uz ostale navedene razloge, Dong [6, 28] je zaključio da je varijanta sa dva trofazna spregnuta induktora najbolji izbor od tri ponuđene varijante.

Iz ovog primera se jasno vidi da je fazna simetričnost jedna od ključnih karakteristika višefaznih spregnutih induktora. Uz faznu induktivnost, broj spregnutih faza i koeficijent sprege, jako je bitno da konstruktori induktivnih struktura obrate pažnju na ovu jako značajnu karakteristiku svojih potencijalnih rešenja.



(a)



(b)



(c)

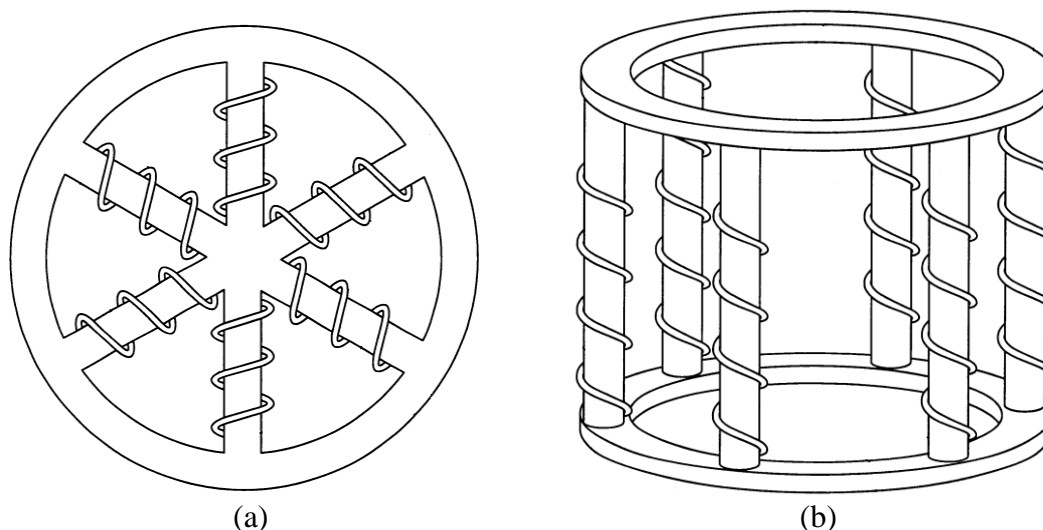
Slika 2.24. Kombinacije induktora koje su korišćene u uporednim testovima (a) 3x2-spregnute faze, (b) 2x3-spregnute faze, (c) 1x6-spregnutih faza

Tabela 2.1. Zbirni rezultati uporedne analize 2, 3 i 6-faznih induktora u radnom režimu, [6, 28]

Nespregnuti fazni induktori	3 x 2 spregnuta induktora	2 x 3 spregnuta induktora	1 x 6 spregnutih induktora
$L=100$ nH	$L_{ss}=110$ nH, $L_{lr}=50$ nH	$L_{ss}=200$ nH, $L_{lr}=100$ nH	Zbog izražene asimetričnosti nije moguća redukcija broja kondenzatora u kolu te je rađena analiza efikasnosti u optimalnim uslovima. Dobijeno je povećanje od <b>1.1%</b> , korišćeni kondenzatori: <b>31x10<math>\mu</math>F</b>
Korišćeni kondenzatori (6x100 $\mu$ F + 33x10 $\mu$ F)	Brži tranzijentni odzivi i redukcija broja korišćenih kondenzatora ( <b>1x100 <math>\mu</math>F</b> + 33x10 $\mu$ F)	Dodatna redukcija broja kondenzatora ( <b>25x10 <math>\mu</math>F</b> ) uz povećanje efikasnosti za <b>0.7%</b>	
Efikasnost kola ~85% (bez smanjenja broja kondenzatora)	Povećanje efikasnosti: <b>1%</b>	Povećanje efikasnosti: <b>1.1%</b>	
Zbirne karakteristike	Optimalna kombinacija za povećanje efikasnosti	Optimalan izbor za pojeftinjenje kola uz solidno unapređenje efikasnosti	Veliki problem - izražena asimetričnost strukture donosi probleme pri upravljanju kolom

Svesni pozitivnih efekata primene simetričnih višefaznih spregnutih induktora u kolima naponskih regulatora sa „prepletenim“ fazama, mnogi istraživači su se posvetili radu na pronalaženju odgovarajućeg koncepta.

C. R. Sullivan u [15] patentirao je strukture sa slike 2.25. Na slici 2.25a prikazana je varijanta jezgra u obliku točka sa ukrštenim poprečnim granama. Oslanjajući se na lestvičastu formu [25] sa slike 2.15 predstavio je koncept kružnog jezgra sa dva paralelna prstena spojena vertikalnim stubovima, gde se na svakom stubu nalazi po jedan fazni namotaj (slika 2.25b). Simetrična konstrukcija jezgra obezbeđuje jednake fazne karakteristike ukoliko se koristi isti broj faznih namotaja na svakom stubu.



Slika 2.25. Koncept simetričnog induktora a) u obliku točka sa ukrštenim poprečnim granama i b) sa dva paralelna prstena spojena vertikalnim stubovima

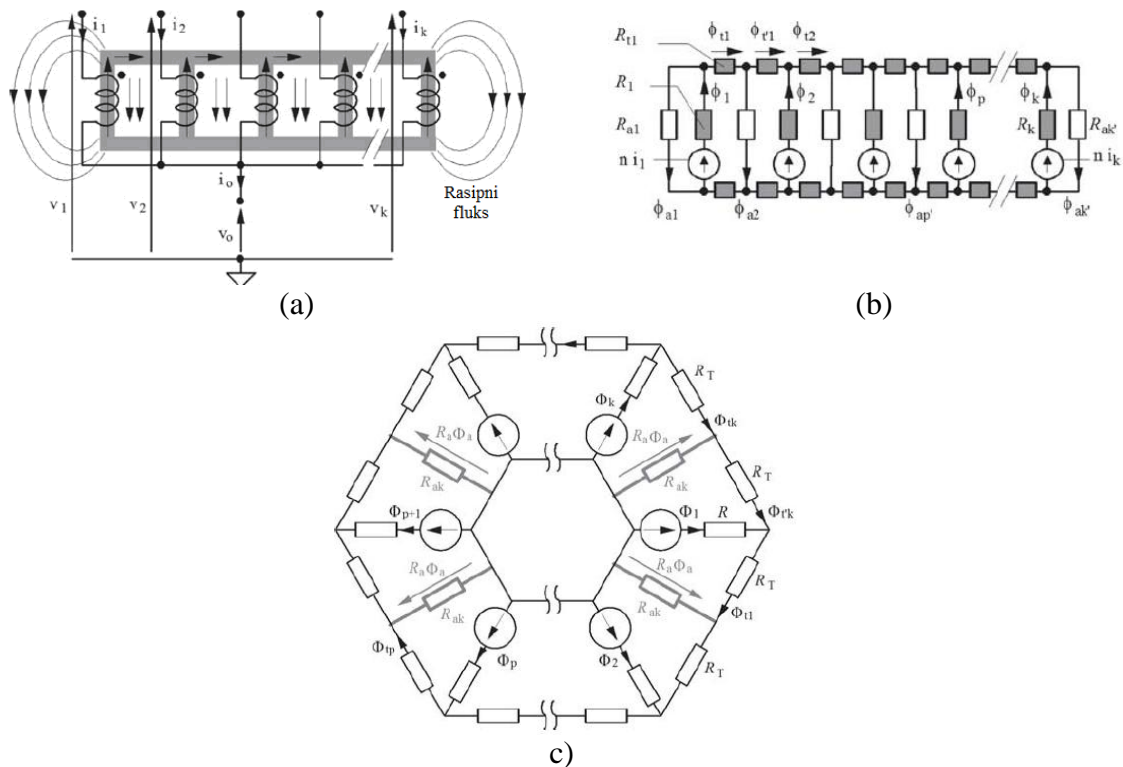
Simetričnu spregu u višefaznim naponskim regulatorima je predstavio i E. Laboure koristeći takozvane InterCell transformatore [29]. Naziv „InterCell Transformer“ je nastao da bi kompletno opisao funkciju ovih višefaznih komponenti. Laboure je termine „spregnuti induktor“ i „interphase transformer“, koji su najčešće korišćeni uz komponente ovog tipa, spojio u jedan izraz i svoje komponente nazvao InterCell Transformer.

Laboure je predstavio jasne kriterijume kojima se vodio pri razvoju pomenutih komponenti. Naveo je dva osnovna razloga za primenu spregnutih induktora:

- 1) induktor je konstruisan sa ciljem da redukuje (smanji) visokofrekventnu talasnost struje koja se stvara pod uticajem velike aktivnosti prekidačkih komponenti u naponskim regulatorima (konvertorima). Potreba za velikom induktivnošću.
- 2) DC i niskofrekventna AC komponenta se takođe prenose kroz induktor. One nose snagu konvertora kroz DC komponentu u DC-DC, DC-AC ili AC-DC konvertorima. Poznato je da nema funkcionalne potrebe za induktorima koji bi filtrirali ove komponente, ali niskofrekventne komponente struje imaju veliki udeo u ukupnoj količini struje. Stoga veličina induktora ima direktan uticaj na količinu uskladištene energije u njemu. Zato se induktori malih zapremina mogu koristiti za visoke struje, ukoliko se smanji njihova induktivnost.

Ovi zahtevi su u suprotnosti jedan sa drugim. U prvoj varijanti je logično da se koristi materijal velike permeabilnosti zbog boljeg filtriranja visoko frekventnih signala, dok se u drugoj varijanti koristi materijal male permeabilnosti čime se dobija manja induktivnost, moguće smanjenje veličine induktora ali i degradacija sposobnosti filtriranja visokofrekventnih signala.

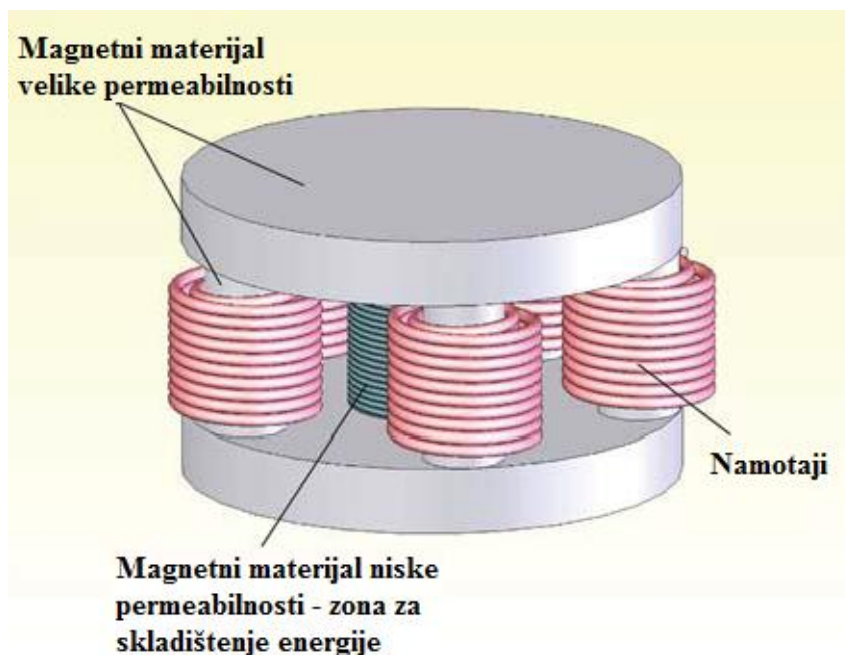
U svom radu je F. Forest [30] predstavio monolitni transformator sa proizvoljnim brojem stubova na koje su smešteni namotaji sa istim brojem zavojaka (slika 2.26). Rasipni fluks nastaje u vazduhu između horizontalnih grana monolitnog transformatora i označen je strelicama na slici 2.26a. reluktantni model ovog kola je dat na slici 2.26b. Sa željom da unapredi ovu topologiju, i ciljem da predloži strukturu sa simetričnim parametrima u kojima bi reluktanse u glavnim granama jezgra bile identične, kao i reluktanse rasipnih puteva kroz vazduh, Forest je predstavio reluktantni model takozvanog simetričnog monolitnog InterCell transformatora. Oslanjajući se na istraživanje iz Forestovog rada, Laboure je predstavio simetričnu strukturu višefaznog induktora (slika 2.27). Kao što je već rečeno, da bi se dobio balansiran fluks u jezgru, njegova konstrukcija mora biti simetrična kako bi obezbedila jednake reluktanse na svim magnetnim putanjama (slika 2.27).



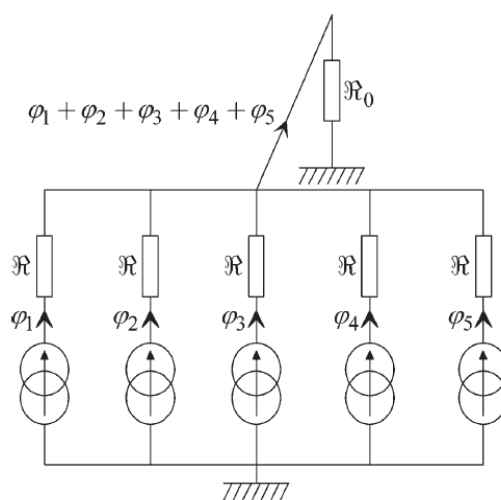
Slika 2.26. Monolitni InterCell transformator a) topologija, b) reluktantni model i c) reluktantni model simetričnog InterCell transformatora, [30]

Glavna ideja je bila da se napravi komponenta koja pruža dve magnetne putanje različitih permeabilnosti. U sredini se može videti magnetna putanja male permeabilnosti koja služi za vođenje nisko frekventnih i DC signala i putanja visoke permeabilnosti koja služi za vođenje magnetnog fluksa visokofrekventnih prekidačkih harmonika. Putanja male permeabilnosti može biti realizovana kroz vazduh ili kao dodatna grana jezgra sa vazдушnim

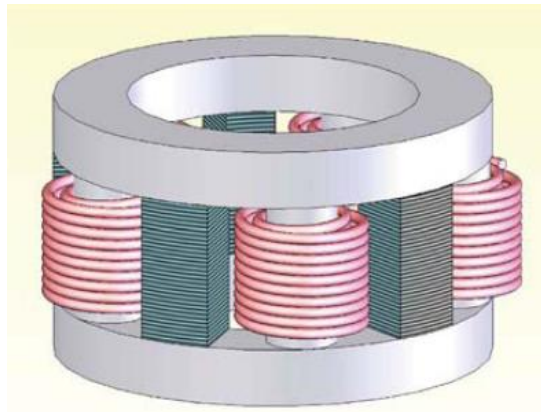
procepom. Takođe, može biti napravljena od materijala niske permeabilnosti. Ekvivalentni model magnetnog kola komponente koja sadrži pet spregnutih induktora se nalazi na slici 2.28. Na slici 2.29 je data malo izmenjena geometrija u odnosu na onu sa slike 2.27. Iako izmenjena daje isti efekat kada se koristi u kolu. Naime, putanje niske permeabilnosti su raspoređene po celom jezgru između stubova sa faznim namotajima, a u centru se nalazi vazdušni procep kružnog oblika. U ovoj varijanti se dobija veća ušteda materijala za izradu jezgra i smanjuje se ukupna masa komponente. Takođe se postiže bolje hlađenje komponente, što je bitna osobina kod primene u naponskim regulatorima koji rade na niskim naponima i sa visokom strujom.



Slika 2.27. Labourev koncept balansirano višefaznog spregnutog induktora

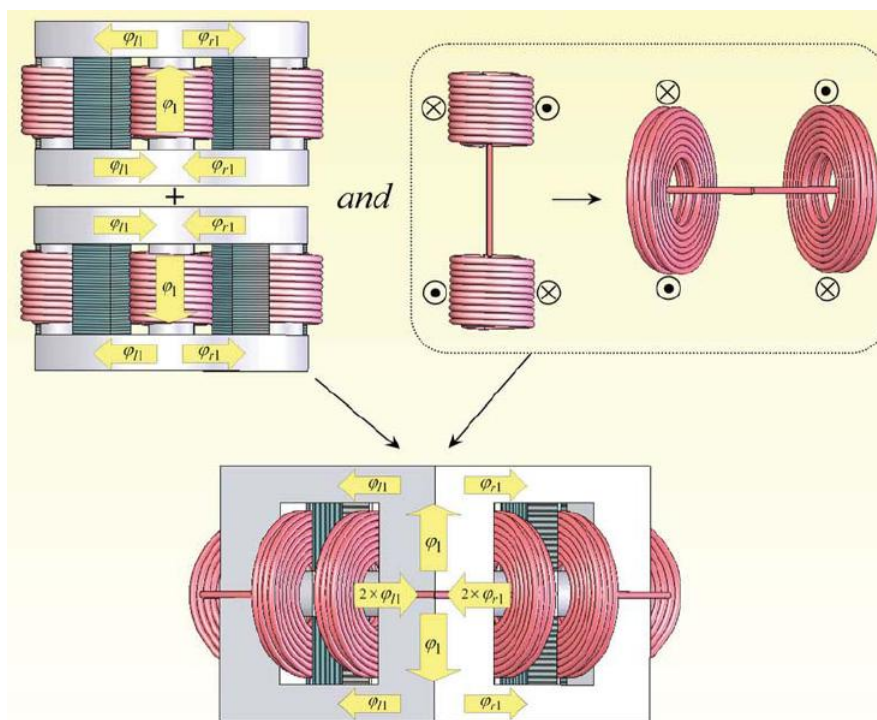


Slika 2.28. Ekvivalentni model magnetnog kola sa pet spregnutih induktora

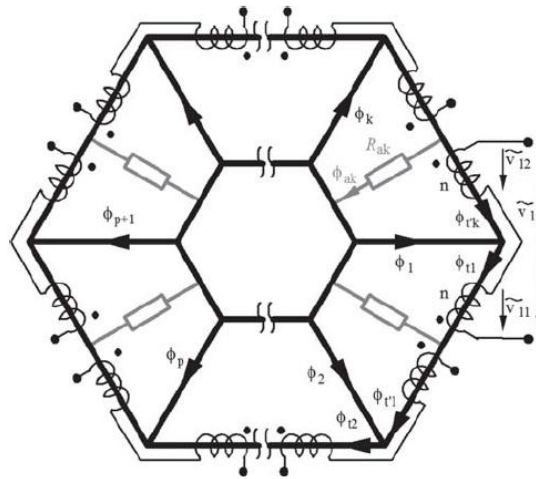


Slika 2.29. Višefazni spregnuti induktor sa raspodeljenim zonama niske permeabilnosti

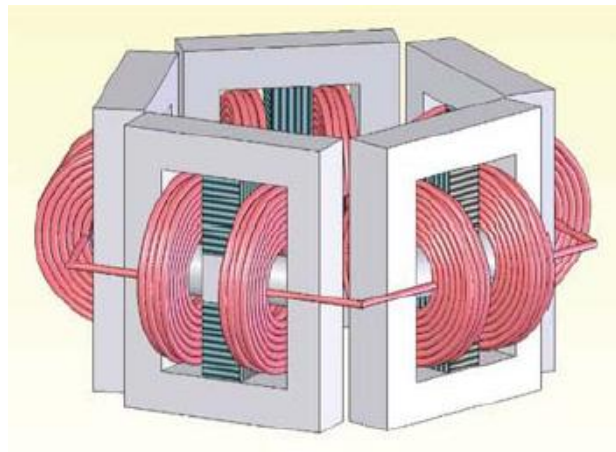
Konstrukcija komponente sa slike 2.29 može se modifikovati tako što bi se dupliralo jezgro i fazni namotaji koji bi se posle namotali na horizontalne ose. Na slici 2.30 je predstavljena ilustracija stvaranja koncepta novonastale strukture. Svako „okno“ nove strukture sadrži po dva namotaja, čime se poboljšava raspodela fluksa i AC otpornost. Kao što je u svom radu opisao Fransoa Forest [30], ovakva komponenta se može razdvojiti na proizvoljan broj ćelija. Na osnovu modela sa slike 2.31 razvijena je konstrukcija sa spregnutim susednim fazama i prikazana na slici 2.32. Time je omogućena jednostavnija implementacija komponente korišćenjem komercijalno dostupnih jezgra.



Slika 2.30. Ilustracija stvaranja alternativne strukture sa razdvojenim „oknima“ magnetnog jezgra u kojima su spregnuta po dva susedna namotaja

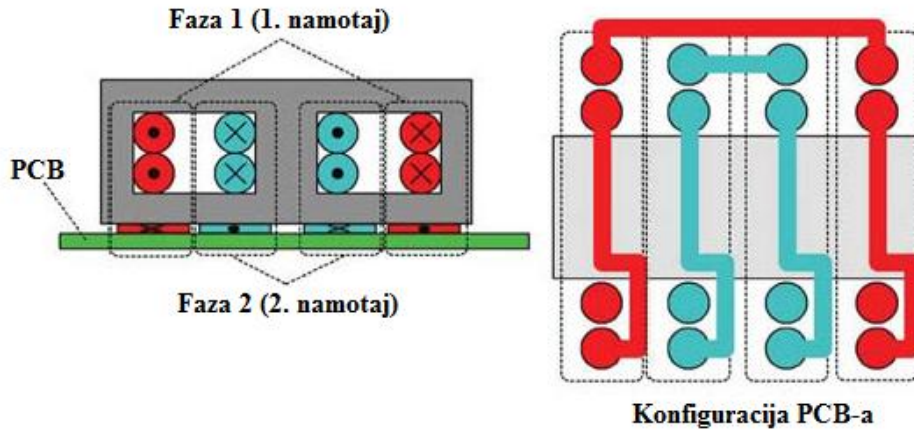


Slika 2.31. Raspodela fluksa u simetričnoj strukturi sa razdvojenim namotajima, [30]

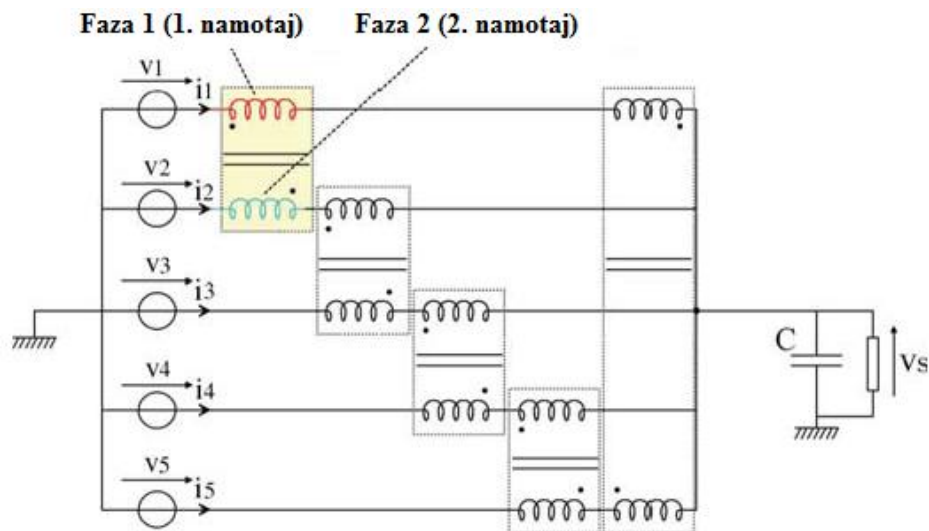


Slika 2.32. Struktura InterCell Transformatora izrađena pomoću komercijalno dostupnih jezgra

Ćelija InterCell transformatora koju je predstavio Laboure [29] je realizovana pomoću pet standardnih Ferroxcube E-jezgra nakačenih na provodne namotaje izrađene na površini PCB-a. Izgled namotaja izrađenih na PCBu je predstavljen na slici 2.33, dok je šematski prikaz namotaja u test kolu dat na slici 2.34. Vidi se da je razdvajanjem namotaja svaka faza spregnuta sa sebi susednom, a da je poslednja, peta faza, zatim spregnuta sa prvom fazom čime je zatvoren krug i dobija se balansirana struktura.



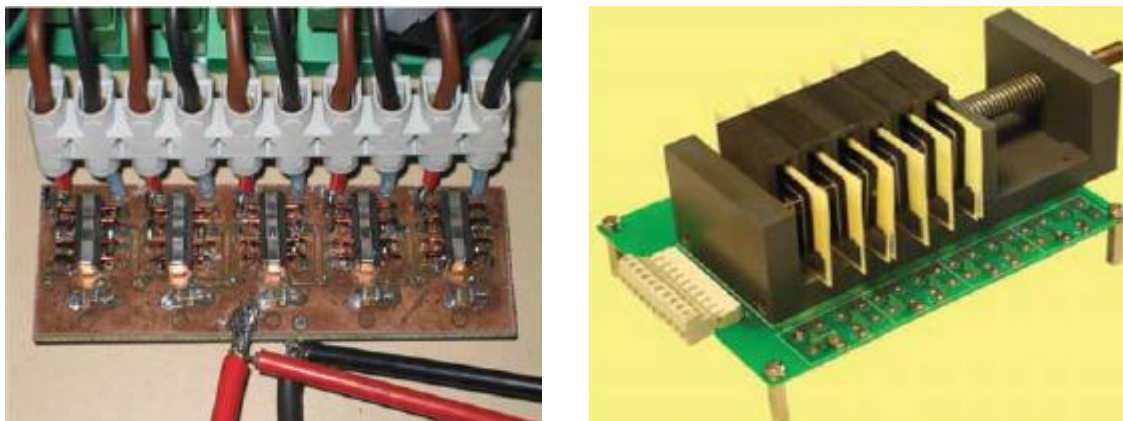
Slika 2.33. Izgled PCB namotaja jedne ćelije InterCell transformatora



Slika 2.34. Model petofaznog InterCell Transformatora u test kolu

Ono što je potrebno istaći je da su pri realizaciji InterCell transformatora oba autora, Forest i Labure, koristila komercijalno dostupna jezgra. Zbog specifične konstrukcije strukture sa podeljenim namotajima, nije potrebno jezgra raspoređivati simetrično u prostoru, već je dovoljno složiti ih jedno do drugog kao što je prikazano na slici 2.35.



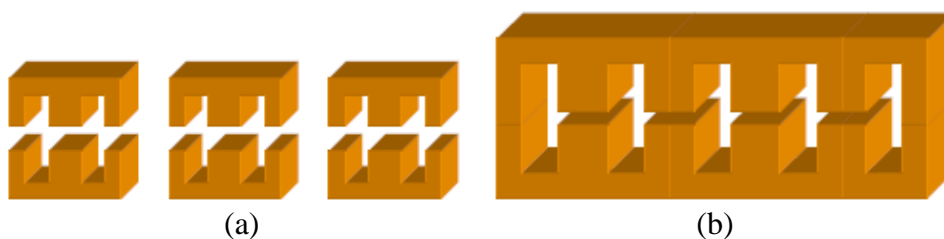


Slika 2.35. Praktična realizacija InterCell transformatora, a) Laboureove strukture izvedene na PCBu , b) Forestove strukture realizovane sa namotajima i velikim E jezgrima

## 2.2. Analize višefaznih induktorskih struktura

Razmatrajući problematiku magnetnih komponenti, P. Zumel [13] je za slučajeve kada se koristi veliki broj faza istakao da značajan problem predstavlja način pakovanja komponenti, a kao najkritičnije je označio magnetne komponente. On je uveo podelu na tri moguće alternative pomoću kojih bi se ublažio problem velikog broja magnetnih komponenti u višefaznim konvertorima (slika 2.36):

- *Pojedinačni induktori* – induktori kao pojedinačne komponente koje se pakuju tako da ostaju međusobno potpuno nezavisne. Dinamička i statička svojstva ovih komponenti ostaju nepromenjena. Njihove glavne mane su veliki gubici i velike dimenzije.
- „*Nespregnuti*“ *integrirani induktori* – to su induktori integrirani unutar jednog jezgra. Koncept „preplitanja“ je prenet i na magnetne flukseve. Fluksevi istog talasnog oblika su vremenski pomereni i mogu se međusobno sabirati i oduzimati. Komponenta se uglavnom ponaša kao induktor i skladišti energiju unutar jezgra. Glavna prednost integracije više induktora u jednu komponentu se ogleda kroz smanjenje dimenzija komponente, smanjenjem gubitaka u njoj, kao i cene izrade.
- „*Jako*“ *spregnuti višefazni induktori (poput višefaznih transformatora)* – namotaji su integrirani unutar zajedničkog magnetnog jezgra. Komponenta se ponaša kao transformator jer, u idealnom slučaju, ne postoji energija uskladištena u jezgru, ali se zato prenosi od svake pojedinačne faze ka preostalim fazama. Potrebe za dodatnim filtriranjem su, u ovom slučaju, značajno smanjene.





(c)

Slika 2.36. različite varijante realizacije magnetnih komponenti koje se koriste u konvertorima sa „prepletenim“ fazama, (a) pojedinačne komponente, (b) jezgra za integrisane induktore, (c) jezgra za višefazne transformatore, [13]

U nastavku svog istraživanja Zumel je analizirao moguće geometrijske izvedbe integrisanih induktora. Detaljnu analizu je sproveo na dva tipa struktura jezgra (slika 2.37):

- paralelne magnetne grane sa vazдушnim procepom i dodatnim granama bez vazdušnog procepa koje umanjuju međufaznu spregu, takozvani „nespregnuti induktori“,
- paralelne magnetne grane, sa ili bez magnetnog procepa, takozvani „spregnuti induktori“.

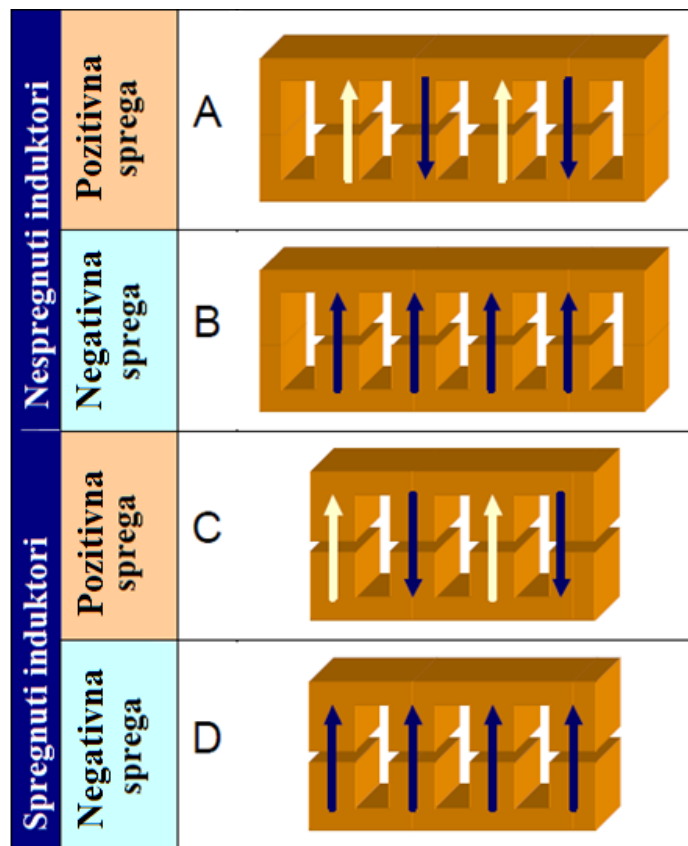
Obe strukture se mogu posmatrati kroz dva različita rasporeda namotaja, uz pretpostavku da su ulazne struje iste u svim namotajima:

- kada svi namotaji stvaraju fluks koji je usmeren kroz sve grane, „inverzna sprega“,
- polovina namotaja formira fluks u jednom smeru, dok druga polovina namotaja stvara suprotan fluks, „direktna sprega“.

Zumel je dao osnovne karakteristike svih konfiguracija koje su predstavljene na slici 2.37:

- 1) „Nespregnuti“ integrisani induktori sa negativno spregnutim fazama (fluks kroz grane jezgra orijentisan u istom smeru, *TIP B*) – posto se DC fluks sabira u bočnim granama, nema značajnog smanjenja dimenzija. Gubici mogu biti manji usled smanjenja AC fluksa.
- 2) „Nespregnuti“ integrisani induktori sa pozitivnom spregom (suprotan smer fluksa u susednim granama, *TIP A*) – omogućava smanjenje gubitaka u jezgru i smanjenje dimenzija komponente (20-45%). DC fluks je niži u bočnim granama te je za njihovu izradu potrebno i manje materijala.
- 3) Spregnuti induktori sa pozitivno spregnutim fazama (suprotan smer fluksa u susednim granama, *TIP C*) – stvara se veća talasnost struje u svakoj fazi, povećavaju se gubici u bakarnim namotajima, dok uopšte nema poništavanja DC fluksa.
- 4) Spregnuti induktori sa negativno spregnutim fazama (fluks kroz grane jezgra je orijentisan u istom smeru, *TIP D*) – pokazalo se kao dobra varijanta za magnetnu integraciju. Mogu se smanjiti dimenzije jer je fluks centralizovan, srednja vrednost struja može biti takođe smanjena, kao i AC fluks u jezgru, u zavisnosti od induktivnosti magnetizacije. Poželjno je da ova induktivnost bude što veća, te su materijali visoke permeabilnosti pogodni za ovakve strukture. Sa porastom broja faza, rastu i pogodnosti koje ovakva struktura unosi u kola višefaznih konvertora.

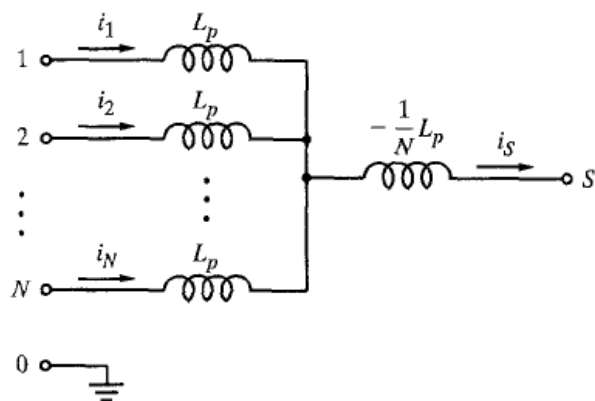
Pored navedenih karakteristika, Zumel je istakao značaj postizanja što približnije simetričnosti struktura. Naime, ukoliko je sprega između faza različita od para do para, prednosti višefaznih struktura, kao što je smanjenje faznih harmonika i manje potrebe za filtriranjem signala, značajno se smanjuju.



slika 2.37. Konfiguracije koje se primenjuju u magnetnoj integraciji razvrstane po tipovima sprege i orijentaciji namotaja

U svome radu iz 1997, Park i Kim [31] su predstavili koncept sprezanja više faza pomoću komponenti koje je nazvao „Multi-interphase transformers“ (Multi-IPTs). Ove komponente imaju dve funkcije. Jedna je potiskivanje struja koje cirkulišu između paralelnih grana kola, a druga funkcija je da na izlazu kola daju uprosečen napon svih paralelnih grana kola. Obe funkcije mogu dobro poslužiti za realizaciju raspodele struje i formiranje različitih naponskih oblika i nivoa.

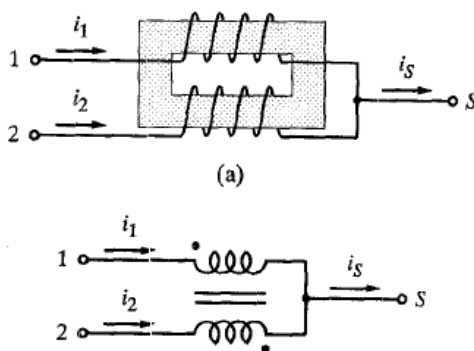
Sistem jednačina (2.1) predstavlja uopštenu jednačinu za strukturu N-IPT-a sa N paralelnih induktora koja je izvedena iz osnovnog modela prikazanog na slici 2.38.



Slika 2.38. Osnovni model N – međufaznih transformatora

$$\begin{aligned}
 v_{1S} &= L_p \cdot \frac{di_1}{dt} - \frac{1}{N} L_p \cdot \frac{di_S}{dt} \\
 v_{2S} &= L_p \cdot \frac{di_2}{dt} - \frac{1}{N} L_p \cdot \frac{di_S}{dt} \\
 &\vdots \\
 v_{NS} &= L_p \cdot \frac{di_N}{dt} - \frac{1}{N} L_p \cdot \frac{di_S}{dt} \\
 i_S &= i_1 + i_2 + \dots + i_N
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

Kao najprostiji IPT predstavljen je takozvani 2-IPT (slika 2.39). Odnos struje i napona je predstavljen kroz elektromagnetnu analizu tokom koje su zanemareni gubici u jezgru i namotajima, kao i rasipni fluks.

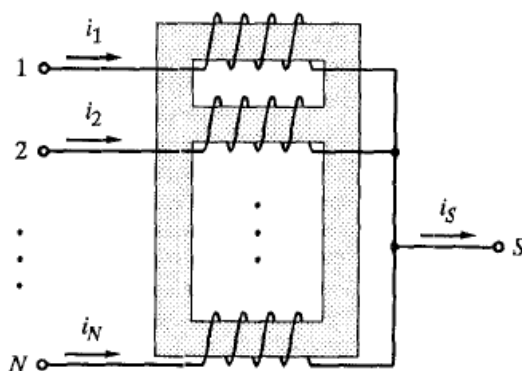


Slika 2.39. 2-IPT, najprostiji IPT sa dve paralelne grane

$$\begin{aligned}
 v_{1S} &= L \cdot \frac{di_1}{dt} - L \cdot \frac{di_2}{dt} \\
 v_{2S} &= L \cdot \frac{di_2}{dt} - L \cdot \frac{di_1}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

$$\begin{aligned} v_{1S} &= 2L \cdot \frac{di_1}{dt} - L \cdot \frac{di_S}{dt} \\ v_{2S} &= 2L \cdot \frac{di_2}{dt} - L \cdot \frac{di_S}{dt} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Na slici 2.40 je prikazan N-IPT čije jezgro poseduje više grana. To je nadograđena verzija 2-IPT te se njegove naponsko-strujne relacije mogu predstaviti na sličan način, što je prikazano kroz sisteme jednačina (2.4) i (2.5). Jednačina je izvedena uz pretpostavku da su sve putanje fluksa kroz paralelne grane jezgra identične.



Slika 2.40. N-IPT, IPT sa N paralelnih grana

$$\begin{aligned} v_{1S} &= L \frac{di_1}{dt} - \frac{1}{N-1} L \frac{di_2}{dt} - \dots - \frac{1}{N-1} L \frac{di_N}{dt} \\ v_{2S} &= L \frac{di_2}{dt} - \frac{1}{N-1} L \frac{di_3}{dt} - \dots - \frac{1}{N-1} L \frac{di_1}{dt} \\ &\vdots \\ v_{NS} &= L \frac{di_N}{dt} - \frac{1}{N-1} L \frac{di_1}{dt} - \dots - \frac{1}{N-1} L \frac{di_{N-1}}{dt} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Kada se uprosti izraz (2.4) dobija se:

$$\begin{aligned} v_{1S} &= \frac{N}{N-1} L \frac{di_1}{dt} - \frac{1}{N-1} L \frac{di_S}{dt} \\ v_{2S} &= \frac{N}{N-1} L \frac{di_2}{dt} - \frac{1}{N-1} L \frac{di_S}{dt} \\ &\vdots \\ v_{NS} &= \frac{N}{N-1} L \frac{di_N}{dt} - \frac{1}{N-1} L \frac{di_S}{dt} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Jednačine (2.4) i (2.5) su identične sa (2.3), u koju je ubačena zavisnost  $L_p = \frac{N}{N-1} L$ .

Jezgro N-IPT-a koje je prikazano na slici 2.40 izgleda jednostavno, ali je u praksi ozbiljan problem formiranje odgovarajuće geometrijske strukture. Pretpostavka da su magnetne putanje kojima fluks prolazi kroz jezgro međusobno identične tačna je jedino u slučajevima kada jezgro poseduje simetričnu strukturu. Projektovati i realizovati simetričnu strukturu je veoma zahtevan posao. Iz tog razloga su, kao što je već pomenuto u prethodnim poglavljima i mnogim istraživanjima [29, 31-35], jako često korišćena rešenja gde se po dve faze višefaznih konvertora sprežu pomoću dvofaznih struktura sličnih 2-IPT da bi se očuvala simetričnost između faza.

### 2.3. Zaključak

U ovom poglavlju su predstavljena rešenja autora koji su se trudili da donesu unapređenja na polju izrade spregnutih induktora, sa konačnim ciljem da unaprede performanse modernih naponskih regulatora. Pokazano je da, u zavisnosti od potrebe, postoje različita rešenja i da svaka od njih imaju svoje pozitivne karakteristike koje mogu biti posebno korisne u specifičnim slučajevima.

Primetno je da u praksi postoji mali broj rešenja sa višefaznim induktorima koji imaju simetrične fazne karakteristike. Iako je jasno, da sva istraživanja ukazuju upravo na to da veći broj faza ( $n > 2$ ) i dobra balansiranost faznih struja (flukseva) donosi velika poboljšanja prilikom upravljanja naponskim regulatorima kao i porast efikasnosti ovih kola.

U narednom poglavlju će biti predstavljena ideja autora ove disertacije i način na koji je realizovao komponentu višefaznog spregnutog induktora sa feritnim jezgrom.

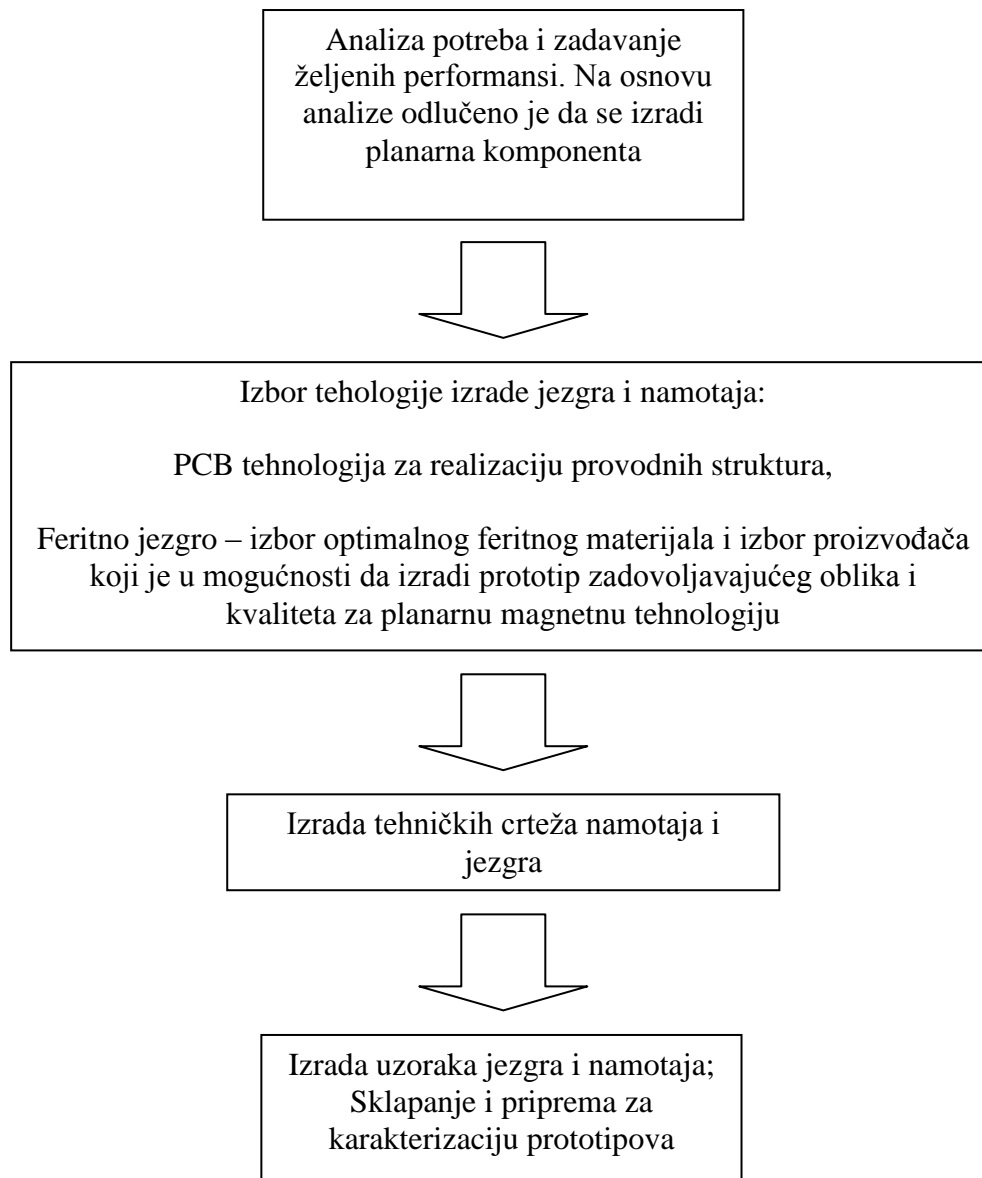
## 3. Projektovanje višefaznog spregnutog induktora

Nakon analize do sada urađenog na polju izrade induktora sa spregnutim fazama i uočavanja potreba modernih napajanja, pristupilo se projektovanju simetričnog šestofaznog induktora sa spregnutim fazama. Ideja je bila da se konstruiše komponenta sa jednim jezgrom i šest odvojenih faznih namotaja unutar njega. Dobijena komponenta bi trebalo da poseduje sledeće osobine:

- 1) male dimenzije komponente – dimenzije pasivnih komponenti i njihova cena imaju većinski udeo u izradi kola energetske elektronike (snažnih elektronskih kola) [12],
- 2) kompaktnost – da sve faze budu smeštene unutar jednog, celovitog jezgra komponente. Time se vrši nadogradnja prvog uslova i, praktično, stremi ka istom cilju, a to je minijaturizacija komponente i ušteda magnetnog materijala,
- 3) simetričnost faznih induktora – veoma važna karakteristika, dokazano je da višefazni spregnuti induktori sa simetričnom strukturom unapređuju efikasnost kola naponskih regulatora. Takođe se postiže međufazna balansiranost i ujednačena raspodela zagrevanja u kolu,
- 4) laka implementacija komponente pojednostavljuje serijsku proizvodnju – što jednostavniji princip izrade provodnih struktura i feritnog jezgra kao i sastavljanje komponente,
- 5) mala dužina provodnih struktura – da bi se smanjili gubici u bakarnim namotajima,
- 6) radna frekvencija – stabilni električni i magnetni parametri ( $L$ ,  $R$ ,  $k$ ) u širokom frekvencijskom opsegu mogu se dobiti pravilnim izborom odgovarajućih magnetnih materijala od kojih će se izraditi jezgro,
- 7) odgovarajuće radne temperature – zadovoljenje izazova radnih uslova. Radna temperatura zavisi od izbora magnetnog materijala.

Uzimajući u obzir navedene željene karakteristike komponente, i razmatrajući postojeće strukture predstavljene od strane raznih autora, pristupilo se projektovanju višefaznog induktora sa spregnutim fazama. Pažnja je posvećena svim navedenim osobinama koje treba da poseduje projektovana komponenta. Prve četiri navedene osobine predstavljaju težnju ka konstruisanju moderne, napredne komponente sa ciljem da se postigne povećanje gustine pakovanja elektronskih kola, ušteda magnetnog materijala, a samim tim i smanjenje cene izrade komponente i zadovoljenje modernih principa minijaturizacije elektronskih kola uz laku implementaciju u serijskoj proizvodnji. Peta osobina se, naravno, odnosi na projektovanje provodnih struktura i izbor adekvatne tehnologije. Poslednje dve osobine diktiraju izbor odgovarajućeg materijala za izradu jezgra. Na osnovu navedenih potreba i željenih karakteristika komponente, odlučeno je da se krene u razvoj komponente u planarnoj magnetnoj tehnologiji.

Na slici 3.1 je prikazan uprošćen blok dijagram koji opisuje razvoj nove planarne komponente od ideje do realizacije gotovog proizvoda. Ovaj postupak se pomalo razlikuje od uobičajenih postupaka razvoja magnetnih komponenti [36-38].



Slika 3.1 Uprošćena blok-šema toka razvoja planarnog šestofaznog induktora sa spregnutim fazama

Planarne tehnologije u magnetici donose poboljšanja određenih osobina komponenti izrađenih u toj tehnologiji. U nastavku poglavlja će biti detaljno opisane korišćene tehnike izrade i važni koraci razvoja komponente koji su prikazani u okviru blok-šeme sa slike 3.1.



### 3.1. O tehnologiji izrade planarne magnetne komponente

Optimalana metoda za realizaciju planarnih namotaja jeste izrada namotaja u PCB tehnologiji, dok će za izradu planarnog jezgra tankog poprečnog preseka, u ovom slučaju, biti korišćeni NiZn feritni materijali. Tehnikom integracije magnetnih komponenti može se smanjiti broj delova i zapremina konvertora, dok ovako izrađena integrisana komponenta najčešće doprinosi i povećanju efikasnosti kola. Brzim razvojem višeslojnih PCB-ova i tehnika izrade PCB-ova sa debeloslojnim bakrom stvara se mogućnost za korišćenje planarnih struktura od feromagnetskih materijala (tzv. planarna magnetika) u kombinaciji sa PCB namotajima, što obezbeđuje lakši razvoj ugradnih DC-DC konvertora [39].

U svojim radovima je Ziwei Ouyang [39, 40] dao detaljan prikaz karakteristika tehnologije planarne magnetike. Jasno je da trenutni napredak ka povećanju efikasnosti, visokoj radnoj frekvenciji, velikoj gustini snage, niskom zapreminskom profilu komponente ograničava upotrebu tradicionalnih faznih namotaja žice. Poslednjih godina je planarna magnetika postala veoma popularna zbog dobrih temperaturnih karakteristika, ponovljivosti u procesu izrade, modularnosti, male zapremine uz nizak profil strukture, jednostavnog načina izrade i integracije namotaja na PCB-u.

Vršeći detaljnu analizu karakteristika, Ouyang [39, 40] je izdvojio listu prednosti i mana planarnih induktora u odnosu na korišćenje tradicionalnih namotaja žice u komponentama. Prednosti su sledeće:

- **Nizak profil (manji poprečni presek)** – planarne magnetne komponente imaju mnogo niži profil od konvencionalnih komponenti sa namotajima žice, što doprinosi minijaturizaciji. Uobičajeno je visina planarnih magnetnih komponenti manja za 25 – 50% u odnosu na uobičajne komponente sa žičanim namotajima.
- **Odlične termalne karakteristike i velika gustina snage** – planarna magnetna jezgra imaju veliki odnos površine prema ukupnoj zapremini u poređenju sa konvencionalnim jezgrima. Posledica toga je da planarna jezgra mnogo efikasnije odvede toplotu zbog čega poseduju mnogo manju termičku osetljivost u poređenju sa konvencionalnim induktorima.
- **Laka izrada i smanjenje troškova proizvodnje** – nema više manuelnog motanja namotaja zbog primene PCB tehnologije. PCB tehnologije su lako prilagodljive masovnoj proizvodnji.
- **Ponovljivost u izradi segmenata** – planarne komponente se formiraju pomoću prethodno proizvedenih sastavnih delova, tako da sam proces sastavljanja komponente ima samo nekoliko faza. Ovakav vid pojednostavljenja sklapanja omogućava da se planarne magnetne komponente proizvode sa visokim nivoom ponovljivosti i sa značajno unapređenom preciznošću.
- **Modularnost** – pošto se PCB namotaji koriste u izradi planarnih magnetnih komponenti, poluprovodnici i druge pasivne komponente takođe mogu biti dodate na zajednički PCB te nije potrebno izvoditi dodatne provodne veze.

- **Laka implementacija prepletenih namotaja** – pošto je kod višeslojnih PCB-ova moguća interkonekcija proizvoljnih slojeva, preplitanje primarnih i sekundarnih namotaja može biti realizovano mnogo jednostavnije nego u slučaju konvencionalnih magnetnih komponenti. Time se može značajno smanjiti rasipna induktivnost i gubici u namotajima koji nastaju na visokim frekvencijama.

Pored navedenih dobrih osobina, planarne magnetne komponente poseduju i nekoliko mana koje su, koje su date u [39]:

- **Velika površina komponente (footprint)** – jezgra planarnih magnetnih komponenti zauzimaju velike površine zbog svoje pločaste strukture. Čak i ukoliko bi se površina jezgra maksimalno optimizovala, skoro jedna trećina površine PCB namotaja bi i dalje bila izložena i zauzimala bi površinu štampane pločice koja nije pokrivena jezgrom, što ukazuje na neizbežno veliku površinu koju zauzimaju planarne magnetne komponente na PCBu.
- **Nizak faktor ispune bakarnih namotaja** – ukoliko se za implementaciju planarnih namotaja koristi PCB, faktor ispune bakra je uobičajeno mali. Razlog je taj što je minimalni unutrašnji razmak između namotaja  $150\ \mu\text{m}$ , dok je potrebno da sloj dielektrika ima debljinu od bar  $100\ \mu\text{m}$ . Bakar na tankim polimernim podlogama omogućava poboljšani faktor ispune jer je debljina izolacionog sloja kod njih svedena na svega  $50\ \mu\text{m}$ . Mnogo tankih, fleksibilnih slojeva može se integrisati u jednu celinu sličnu krutoj PCB strukturi čime se postiže poboljšani faktor ispune.
- **Ograničen broj namotaja** – posledica je prethodno navedenog problema malog faktora ispune bakarnih namotaja u PCB-u. Povećanjem broja namotaja javlja se potreba za korišćenjem velikog broja slojeva. Jedina mogućnost je da se smanji širina namotaja na račun povećanja njihove DC otpornosti, što je nepoželjna opcija. Povećanjem broja slojeva značajno se povećava cena izrade PCB-a.
- **Velika parazitna kapacitivnost između namotaja** – kada su namotaji naslagani jako blizu jedan drugom javlja se povećana kapacitivnost između namotaja. Kada se tome doda činjenica da PCB namotaji poseduju veću površinu od običnih žičanih namotaja, ovaj negativni efekat dobija na značaju.

Kada se sumiraju sve prednosti i mane planarne tehnologije i kada se uzme u obzir ideja novog koncepta, jasno je da je planarna magnetna tehnologija najpovoljniji izbor za izradu prototipa željenog induktora.

## 3.2. Konstrukcija jezgra i namotaja planarnog šestofaznog spregnutog induktora

Konstruisanje (projektovanje) jezgra i provodnih struktura komponente su u ovom slučaju dva međusobno zavisna procesa. U slučaju induktora koji će biti predstavljen u ovom radu, projektovanje se odvijalo u sledećim koracima:

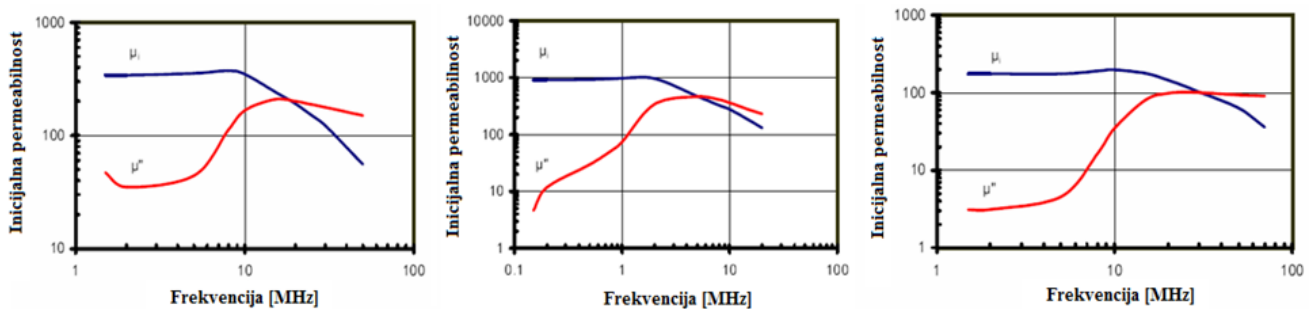
- 1) postavka glavnih dimenzija jezgra;
- 2) formiranje osnovnog oblika jezgra na 2D crtežu;
- 3) formiranje 2D crteža provodnih struktura i izbor broja faza;
- 4) simetrično raspoređivanje provodnih struktura i uklapanje sa oblikom jezgra;
- 5) završni raspored delova jezgra – raspoređivanje vertikalnih stubova za fazne namotaje, fiksiranje dimenzija i oblika horizontalnih ploča koje obuhvataju svih šest faza;
- 6) izmene i prilagođenja provodnih struktura konačnom obliku jezgra;
- 7) završna, precizna prilagođenja konstrukcije i rasporeda namotaja ograničenjima tehnologije izrade PCBa.

U prethodnih sedam tačaka je ukratko dat pregled koraka razvoja komponente. Oslanjajući se na koncept predstavljen u [29] i reluktantne modele predstavljene u radu Fransoe Foresta [30] odlučeno je da se pristupi razvoju simetričnog jezgra sa simetričnim rasporedom faznih namotaja. Iz tog razloga konačno je odlučeno da bude konstruisana planarna komponenta kružnog oblika. Analizom uobičajenih dimenzija induktora sa feritnim jezgrima i spregnutih induktora odlučeno je da prečnik jezgra iznosi ~20 mm. Nakon toga se pristupilo projektovanju oblika provodnih struktura. Razmatranjem mogućeg rasporeda faznih namotaja i utroška magnetnog materijala u slučajevima konstrukcija sa 3, 4, 5 i 6 spregnutih faza, kao i mogućih prednosti nekih od njih, izvršen je konačni izbor. Odlučeno je da se napravi struktura sa šest spregnutih faza. Paran broj faza omogućava potpuno simetričan raspored faznih namotaja. Osim toga, omogućeno je simultano uključivanje više faza ovakve simetrične strukture a da ukupna simetričnost bude zadržana. To može biti značajna karakteristika za konstruktore naprednih naponskih regulatora. Isto tako je bilo moguće napraviti strukturu sa manje i više faza, na primer 4 ili 8. Ipak, izabrana je šestofazna struktura jer nudi više mogućnosti za različite analize od četvorofazne strukture. Pored toga, optimizacija osmofazne strukture oduzela bi dosta vremena i resursa, a želja je bila da se to izbegne u fazi razvoja koncepta čiju je valjanost tek trebalo potvrditi.

### 3.2.1. Projektovanje i izrada jezgra

Prilikom projektovanja magnetnih komponenti u kolima energetske elektronike feromagnetni materijali su od velikog značaja, posebno feromagnetni keramički materijali i metali [36].

Na osnovu dobrog pređašnjeg iskustva [41] za izradu su izabrani NiZn feritni materijali. Nakon analize permeabilnosti i frekventnih karakteristika različitih komercijalno dostupnih feritnih materijala, uz osvrt na potrebe ovog istraživanja, izabrana su tri tipa feritnih materijala od kojih će se izraditi jezgra. Birani su materijali dobavljača koji je mogao da ispuni tehničke zahteve izrade feritnog jezgra. Osim toga, ovaj proizvođač nudi veliki izbor feritnih materijala za različite primene. Na slici 3.2. predstavljene su frekventne karakteristike inicijalne permeabilnosti tri materijala proizvođača Ceramic Magnetics, inc. [42], koji su izabrani za izradu jezgra. Inicijalna permeabilnost je predstavljena u kompleksnom obliku. Predstavljanjem permeabilnosti u kompleksnom obliku, razdvajanjem na realni i imaginarni deo permeabilnosti magnetnog materijala, možemo analizirati određene performanse magnetnih materijala. Imaginarni deo kompleksne permeabilnosti je povezan sa gubicima u materijalu [36]. Pri izboru feritnog materijala za izradu induktora potrebno je obratiti pažnju na planirani frekventni opseg u kome bi se koristio induktor i na osnovu toga izabrati feritni materijal sa relativno malim  $\mu''$  u radnom opsegu učestanosti. Realni deo kompleksne permeabilnosti  $\mu'$  daje glavni doprinos frekventnoj karakteristici induktivnosti. Za potrebe ovog istraživanja izabrani su materijali sa  $\mu'$  koja ima skoro konstantnu vrednost u oblasti ispod rezonantne frekvencije. Time se povećavaju šanse da se dobije stabilna vrednost induktivnosti u širem frekventnom opsegu. Materijali C2010 i C2025 imaju inicijalne permeabilnosti od 340 i 175. Materijal CN20 poseduje inicijalnu permeabilnost od 925. Izabrani su materijali različitih permeabilnosti kako bi se dodatno mogli korigovati parametri analiziranih induktora, što će se videti u poglavlju 4 u kome će biti predstavljeni rezultati analize električnih i magnetnih parametara izrađenih prototipova induktora. Konačni cilj ovakve analize jeste da se pronađe optimalna kombinacija, i analiziraju mogući dalji koraci ka unapređenju komponente pravilnim izborom materijala. Na slici 3.3 su predstavljene B-H krive feritnih materijala C2025 i CN20.

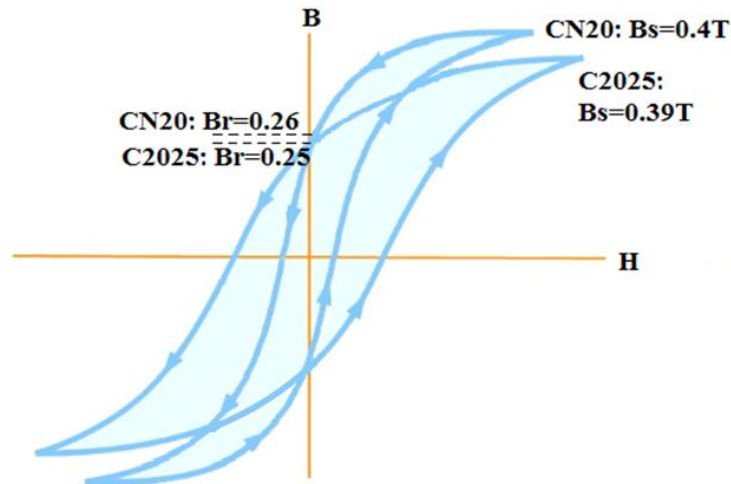


(a)

(b)

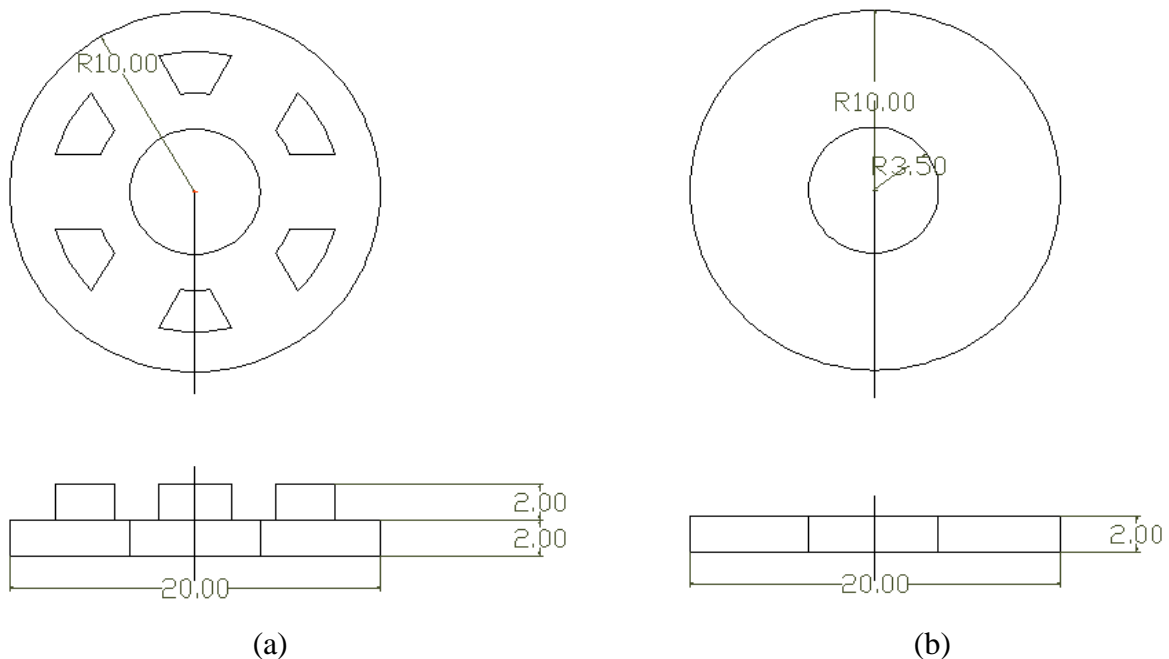
(c)

Slika 3.2. Kataloške vrednosti inicijalne permeabilnosti feritnih materijala (a) C2010, (b) CN20, (c) C2025, [42]

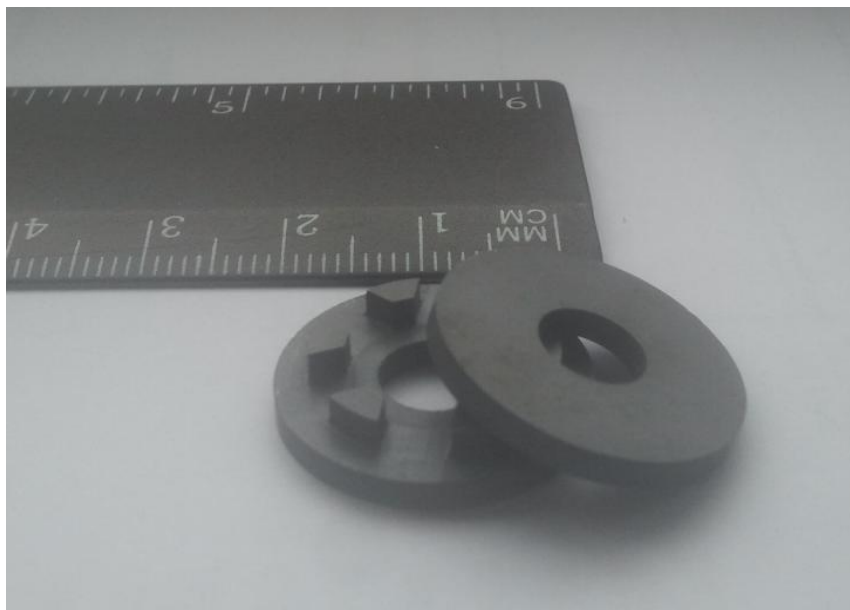


Slika 3.3. B-H kriva feritnih materijala C2025 i CN20

Za izradu feritnog jezgra izabrana je kompanija Ceramic magnetics, inc. [42], koja nudi opciju izrade jezgra od feritnih materijala po narudžbini. Tehnički crtež po kome je izrađeno jezgro je dat na slici 3.4. Jezgro je dobijeno mašinskom obradom komada feritnog materijala i prikazano je na slici 3.5. Kao što je već rečeno, jezgro je konstruisano da bude kružnog oblika, kako bi se na najbolji način u njega mogla smestiti simetrična struktura sa šest faznih induktora. Prečnik jezgra iznosi 20 mm. Na slici 3.4 se vidi da su vertikalni stubovi jezgra raspoređeni kružno na jednakim rastojanjima. Visina vertikalnih stubova iznosi 2 mm, koliko iznosi i debljina gornje i donje horizontalne ploče. Tehnički crtež koji se nalazi na slici 3.4 predstavlja osnovu jezgra sa stubovima, dok slika 3.4b predstavlja gornju granu jezgra pomoću koga se formira kompletan sklop jezgra nakon što se u sredinu postavi PCB sa namotajima. Jezgro je projektovano tako da njegova visina nakon montaže iznosi ukupno 6 mm. Još jedna prednost je to što se jezgro montira na PCB sa donje i gornje strane, te njegov profil na svakoj od strana iznosi svega 2 mm. Takođe, visina vertikalnih stubova se formira prema ukupnoj debljini PCB-a sa namotajima.



Slika. 3.4. Tehnički crtež feritnog jezgra, a) osnova jezgra, b) gornja grana jezgra

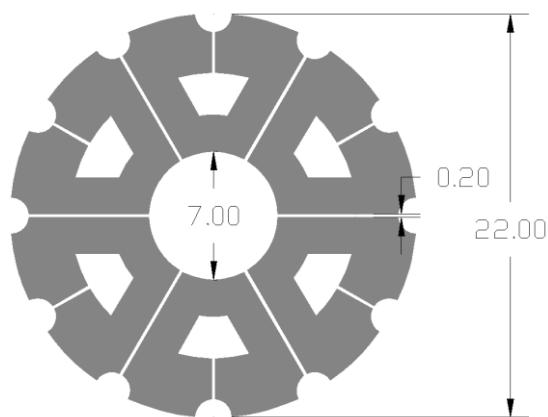


Slika. 3.5. Fabrikovano feritno jezgro

#### 3.2.2. Projektovanje i izrada faznih namotaja induktora

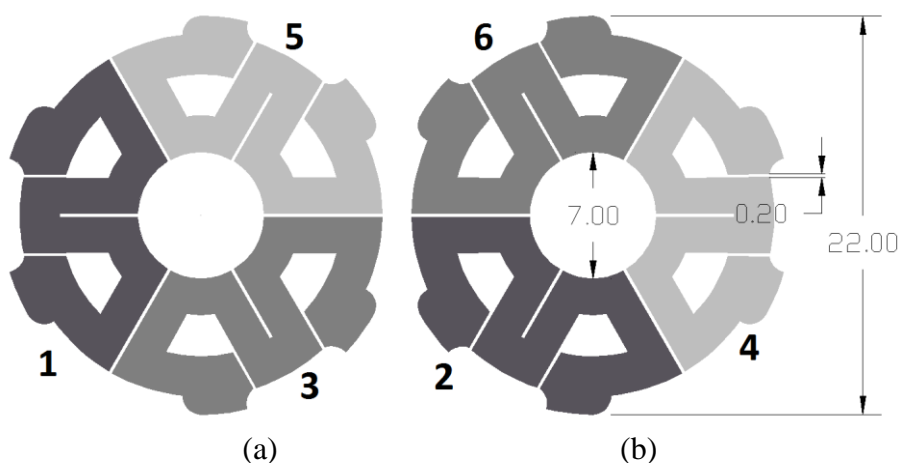
Za izradu namotaja izabrana je PCB tehnologija te je bilo potrebno razmotriti kojim tehnološkim postupkom će se sprovesti izrada. Odlučeno je da se prototip izradi na mini CNC mašini mašinskom obradom PCBa. Rezolucija, odnosno najmanje rastojanje između bakarnih provodnika koje može da postigne mašina koja je bila na raspolaganju za izradu zavojaka, ograničena je na 200  $\mu\text{m}$ . Nakon konačnih prilagođenja izabranoj tehnologiji i tehnici izrade dobijen je izgled konačnog crteža planarnih induktora na slikama 3.6 i 3.7.

Svih šest namotaja jednoslojne strukture (slika 3.6) je postavljeno kružno u simetričnom rasporedu. Projektovani su tako da imaju samo jedan namotaj, a da se vertikalni stubovi jezgra, nakon montaže, nalaze tačno u sredini namotaja. Širina bakra kod namotaja iznosi 2 mm duž cele putanje. Proširenja na spoljnim obodima namotaja služe da naglase pristupne tačke faznih namotaja. Takođe su nastala iz praktičnih razloga, da bi se omogućilo jednostavnije pristupanje fazama pomoću mernih sondi. Minimalno rastojanje između namotaja koje omogućava tehnologija mašinske obrade PCB-a iznosi 100  $\mu\text{m}$ , ali mašina takvih karakteristika nije bila dostupna prilikom izrade prototipa.



Slika 3.6. Tehnički crtež planarnih namotaja jednoslojnog induktora sa šest faza

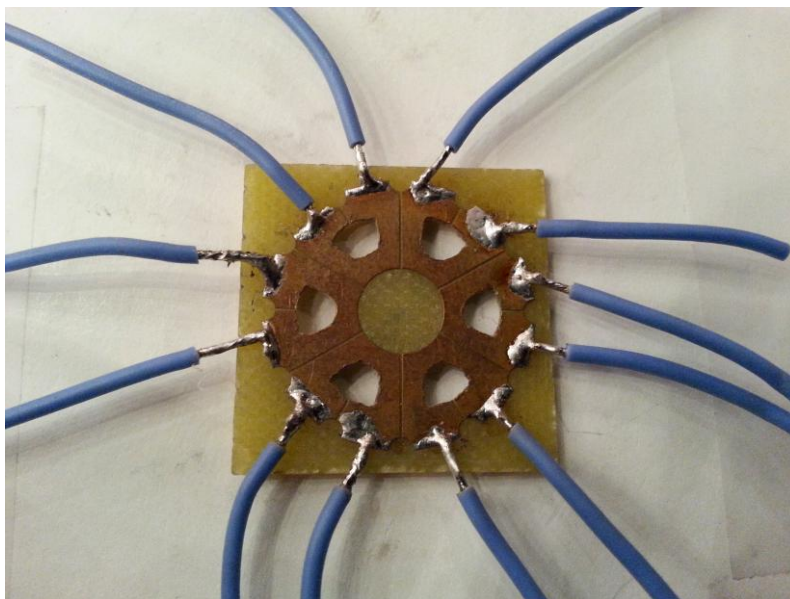
Druga varijanta strukture sa šest induktora predstavljena je na slici 3.7. Kod ove konstrukcije fazni namotaji su raspoređeni u dva sloja. Po tri namotaja su simetrično raspoređena na gornjem i donjem sloju PCB-a. Namotaji dvoslojne strukture su dva puta duži od namotaja jednoslojne strukture i projektovani su tako da svaki od njih obuhvati dva vertikalna stubića jezgra. Prilikom dizajna, namotaji donjeg sloja su rotirani za pola faznog namotaja u odnosu na gornji sloj. To je urađeno sa ciljem da se ostvari i analizira zavisnost sprege između dva različita sloja PCB-a kroz jedan vertikalni stub jezgra. Time se, takođe, postiže da sve susedne faze između dva sloja ostvaruju spregu istog intenziteta, zbog potpune simetrije ovakvog rasporeda između slojeva. Bitno je istaći da su namotaji dvoslojne strukture projektovani tako da se koriste u kombinaciji sa istim jezgrom koje je predstavljeno na slikama 3.4 i 3.5.



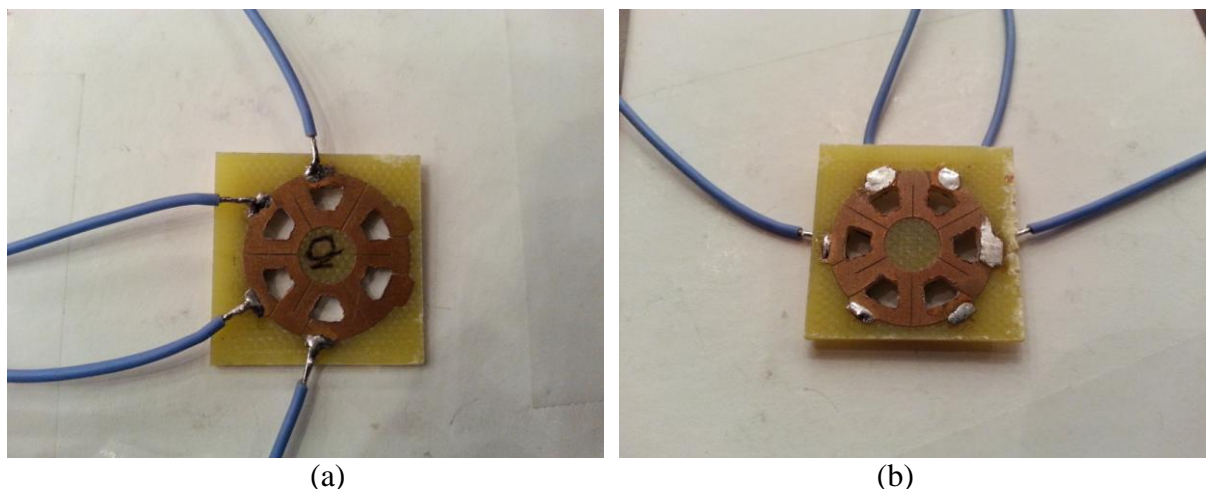
Slika 3.7. Tehnički crtež planarnih namotaja dvoslojnog induktora sa šest faza, (a) gornji sloj, (b) donji sloj

Provodne strukture dobijene mašinskim postupkom su predstavljene na slikama 3.8 i 3.9. Provodne strukture izrađene su na standardnoj ploči od pertinaksa sa provodnim slojem bakra debljine  $35\mu\text{m}$ . Unutar kontura svakog od šest induktora napravljeni su otvori na plastičnoj podlozi kako bi se jezgro moglo nesmetano montirati. Potrebno je napomenuti da je za potrebe ovog istraživanja uzeta osnovna varijanta PCB-a koja je najpristupačnija za

nabavku. Dalje mogućnosti unapređenja kvaliteta PCB-a i konstrukcije provodnih struktura će biti razmatrane u nastavku teksta.



Slika 3.8. Jednoslojna provodna struktura na PCB-u sa zalemljenim pristupnim provodnicima koji su se koristili tokom karakterizacije komponente



Slika 3.9. Dvoslojna struktura na PCB-u, a) gornji sloj, b) donji sloj

### 3.3. Predstavljanje prototipa komponente i uvodno testiranje performansi jezgra

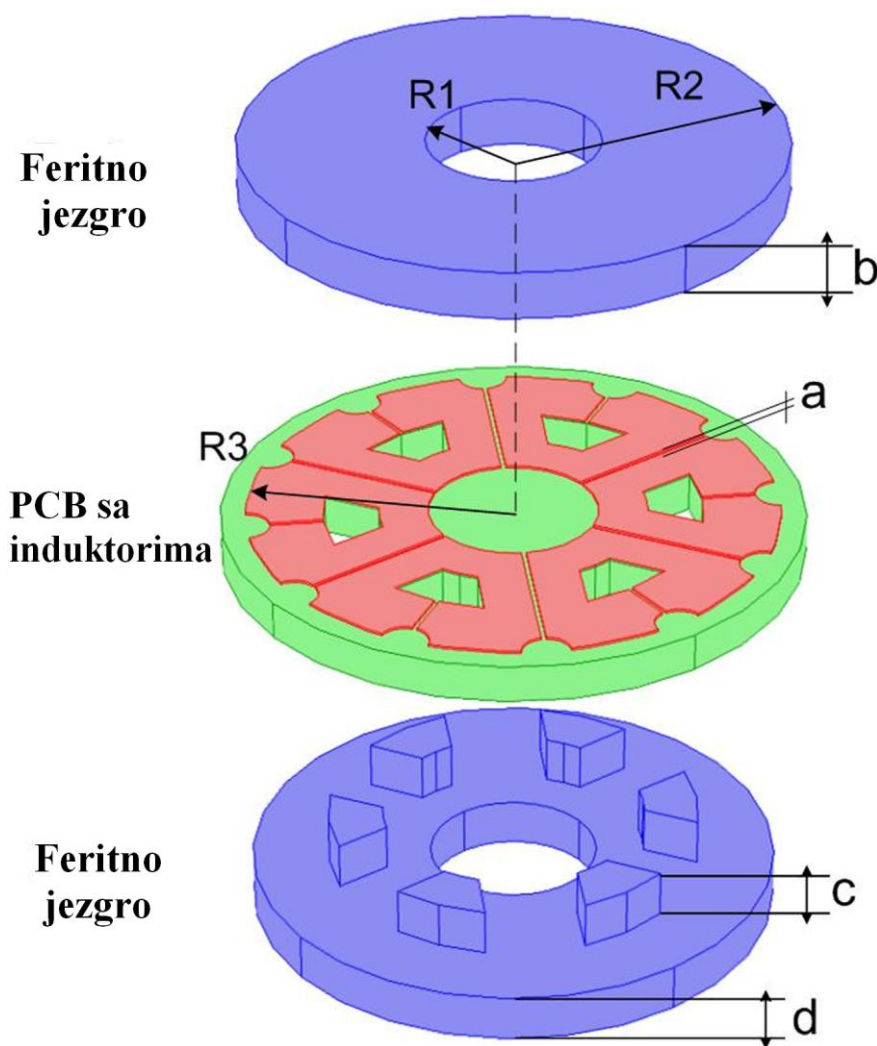
Nakon što su izrađeni jezgro i provodne strukture projektovane komponente bilo je potrebno završiti poslednje pripreme za montažu jezgra. Na podlozi od pertinaksa su formirani otvori za montažu jezgra. Tokom tog postupka primećeno je da bi se u budućnosti



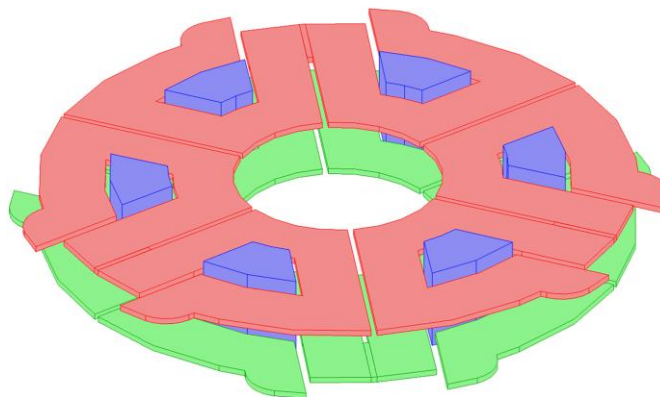
moglo razmisliti o unapređenju jezgra tako što bi se formirali vertikalni stubovi sa zaobljenim ivicama. Time bi se značajno pojednostavila priprema za montažu jezgra kao i sam postupak montaže. Na slici 3.10 je predstavljen 3D model koji ilustruje način montaže jezgra. Slika 3.10a) prikazuje model jednoslojne strukture, dok je na slici 3.10b) dat uprošćen 3D model dvoslojne strukture sa vertikalnim feritnim stubovima koji ilustruju njihovu uobičajenu poziciju kada je jezgro montirano. U tabeli 3.1 su predstavljene dimenzije induktora.

Tabela 3.1. Geometrijski parametri induktora

R1	R2	R3	A	b	c	d
3.5 mm	10 mm	11 mm	0.2 mm	2 mm	2 mm	2 mm



a)



b)

Slika 3.10. a) 3D model jednoslojnog induktora i b) poprečni presek kroz strukturu dvoslojnog induktora

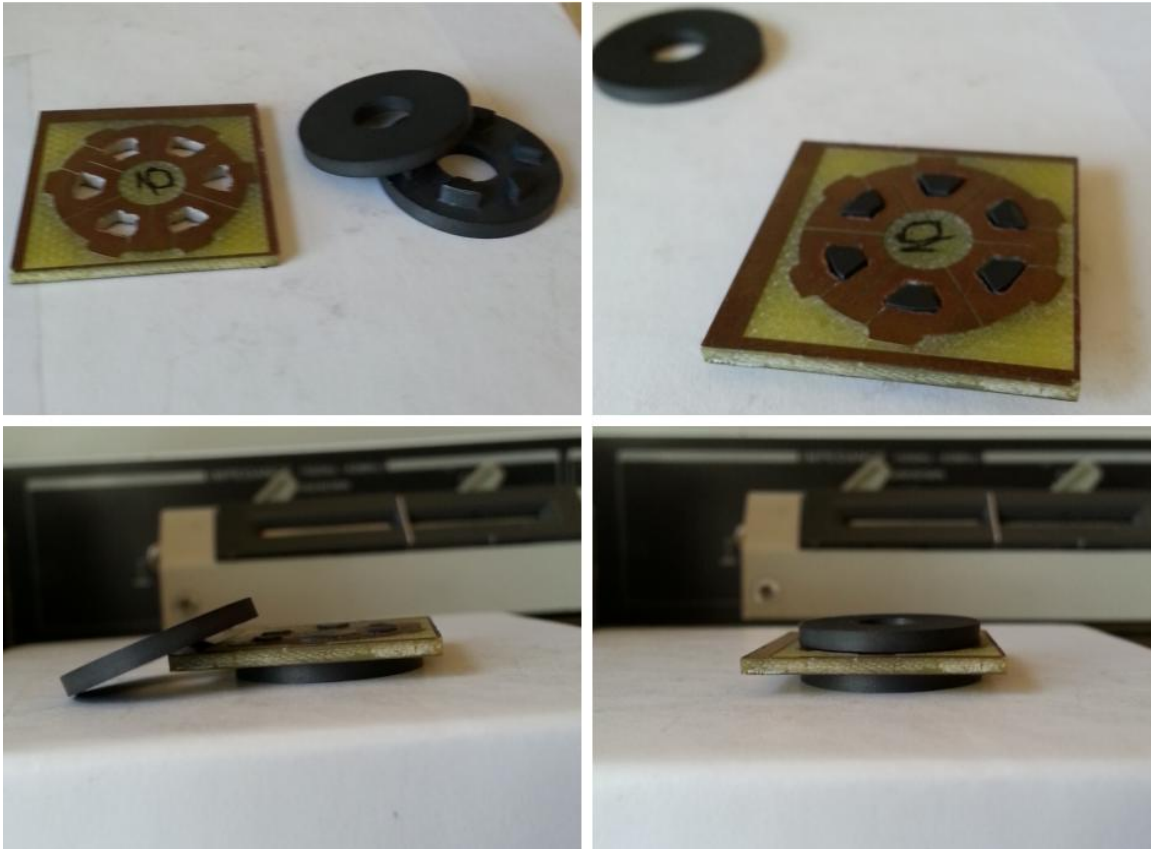
Sklopljeno jezgro bez dodatog PCB-a sa provodnim strukturama je prikazano na slici 3.11. Postupak montaže jezgra je vrlo jednostavan i predstavljen je u četiri koraka na slici 3.12. Dimenzije PCB-a su izabrane tako da se ostvari idealno naleganje kružne horizontalne ploče na vertikalne stubiće, a da pri tome prostor između ferita i bakarnog provodnika bude što manji. Nakon što se namontira jezgro i fiksira steznim priborom, komponenta dobija svoj finalni oblik i karakteristike te je moguće pristupiti postupku analize njenih osnovnih parametara. U nastavku ovog poglavlja će biti predstavljene osnovne analize pomoću kojih je izvršena selekcija odgovarajućeg feritnog materijala za izradu jezgra koji obezbeđuje željene performanse komponente. Izabrani materijali će biti korišćeni tokom detaljnih merenja, simulacija i analiza koje će naknadno biti sprovedene na proizvedenim uzorcima, te je pravilan izbor materijala značajan za efikasnost tih postupaka.



(a)

(b)

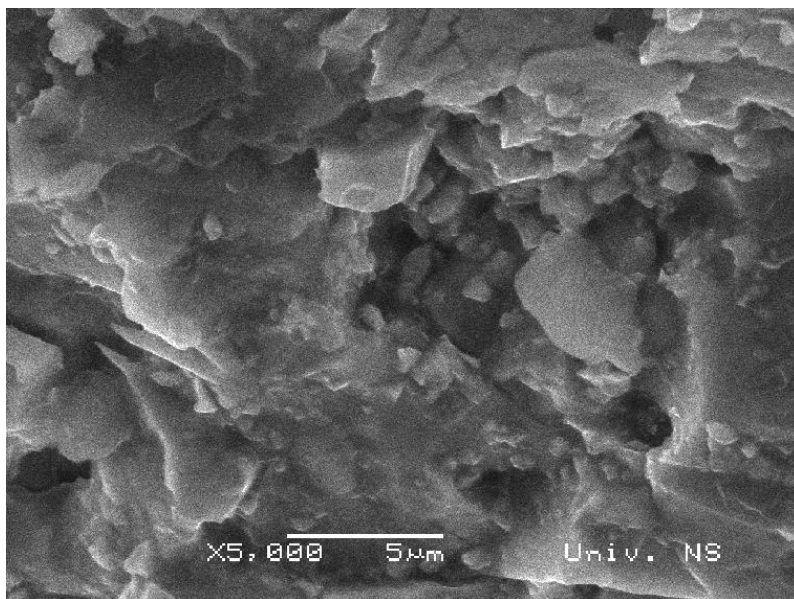
Slika 3.11. Presentacija sklopljenog jezgra bez provodne strukture



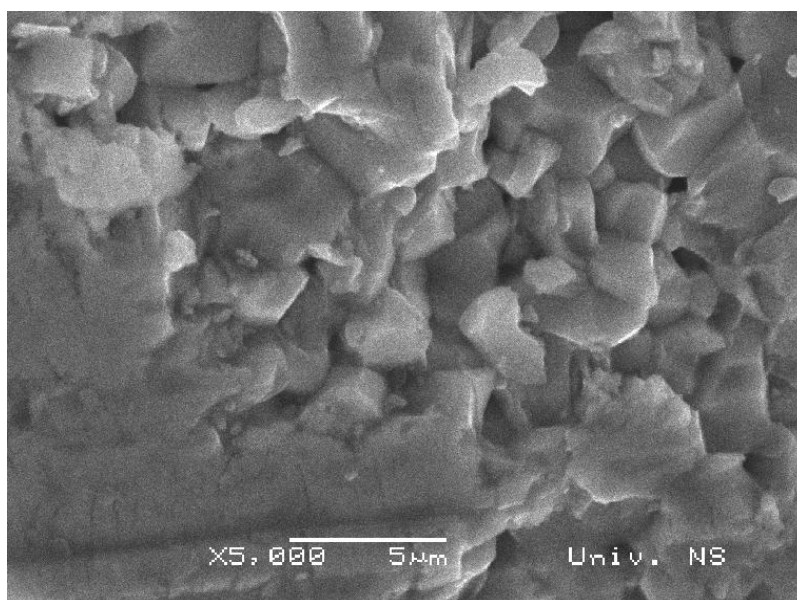
Slika 3.12. Četiri koraka prilikom montaže jezgra

### 3.3.1. Kvalitativna analiza uzoraka i izbor optimalnog materijala za izradu jezgra

Materijali CN20 i C2025 su strukturno analizirani. Slika 3.13 predstavlja rezultate analize materijala feritnog jezgra pomoću SEM (*Scanning electron microscopy*), tip JEOL JSM 6460 LV skenirajući mikroskop sa EDS uređajem Oxford INCA. Ovi rezultati pokazuju da materijal CN20 poseduje strukturu sa većim zrnima (domenima) u odnosu na feritni materijal C2025. Posledično, materijal CN20 poseduje veću permeabilnost i nižu rezonantnu frekvenciju. Velika feritna zrna u strukturi materijala CN20 donose dominantan uticaj kretanja zidova magnetnih domena što osigurava nisku rezonantnu frekvenciju ovog materijala. Zbog malih zrna kod feritnog materijala C2025 visoko frekventni efekat spin rotacije postaje dominantan što vodi ka visokoj rezonantnoj frekvenciji i nižoj inicijalnoj permeabilnosti ovog materijala [41, 43]. Takođe je uočeno da materijal CN20 poseduje manju poroznost na spojevima između zrna ferita, što takođe unapređuje magnetna svojstva materijala (veća magnetna permeabilnost).



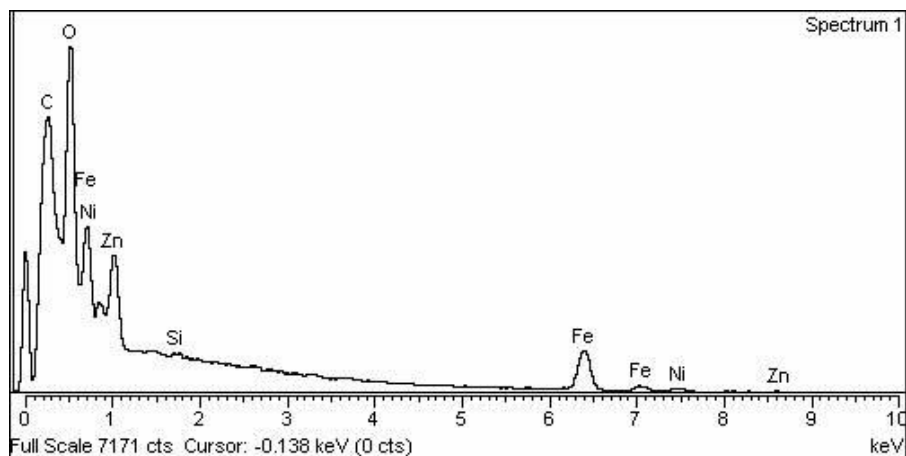
a)



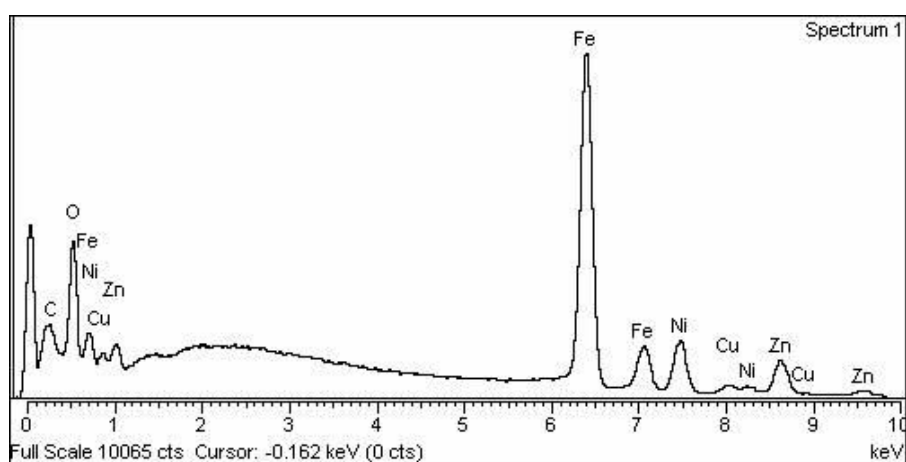
b)

Slika 3.13. SEM slike unutrašnje strukture feritnog materijala a) CN20, b) C2025

Hemijski sastav materijala je analiziran EDS spektroskopijom (*Energy Dispersive Spectroscopy*) pomoću SEM. Rezultati ove analize su prezentovani na slici 3.14. Relativni odnos hemijskih elemenata u feritnom materijalu je dat u tabelama 3.2 i 3.3. Materijal CN20 ima nižu koncentraciju gvožđa (Fe) i, posledično, nižu koncentraciju Ni i Zn izolacionih slojeva u poređenju sa materijalom C2025 [44]. Uprkos toj činjenici materijal CN20 poseduje veću permeabilnost što dovodi do zaključka da je ovaj materijal duže mleven prilikom pripreme i da je proces sinterovanja kod njega mnogo duže trajao, te su dobijena veća feritna zrna u poređenju sa materijalom C2025.



a)



b)

Slika 3.14. EDS spektar feritnih materijala korišćenih za izradu jezgra a) CN20, b) C2025

Tabela 3.2. Hemijski sastav feritnog materijala CN20

Element	C	O	Si	Fe	Ni	Zn
Weight (%)	26.76	59.96	0.30	11.23	1.13	0.62

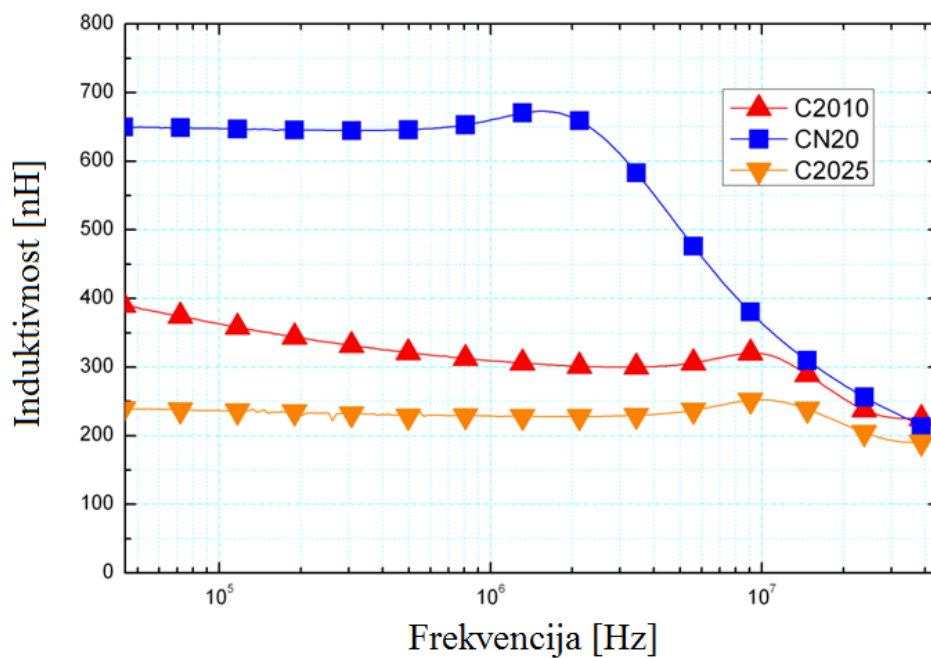
Tabela 3.3. Hemijski sastav feritnog materijala C2025

Element	C	O	Fe	Ni	Cu	Zn
Weight (%)	9.01	24.52	43.73	10.30	1.97	10.48

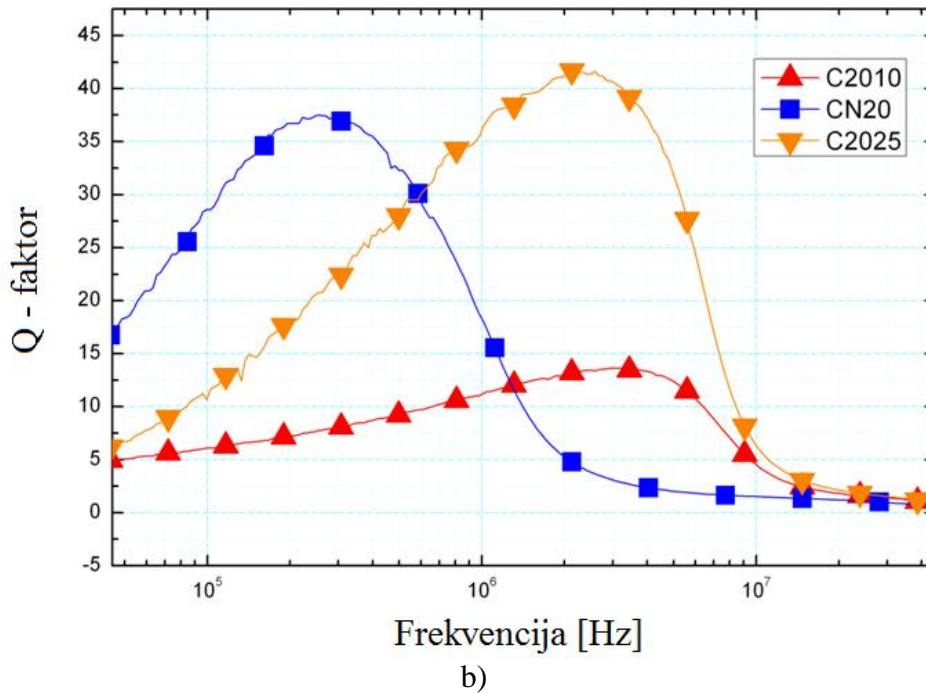
Pored strukturne analize, dobijeni uzorci su podvrgnuti inicijalnoj analizi električnih parametara. Merenje induktivnosti i Q-faktora uzoraka izvršeno je na impedansnom analizatoru HP4194A (slika 3.15). Dobijeni rezultati su predstavljeni u frekventnom opsegu od 50 kHz do 40 MHz (slika 3.16). Grafik sa slike 3.16a predstavlja frekventnu karakteristiku induktivnosti iz koje se jasno može videti uticaj feritnih materijala na induktivnost i rezonantnu frekvenciju induktora. Feritni materijal C2010 ima nezadovoljavajući oblik frekventne karakteristike induktivnosti i mali Q-faktor u poređenju sa materijalima CN20 i C2025. Zbog ovih neželjenih karakteristika jezgro napravljeno od materijala C2010 je isključeno iz budućih detaljnijih analiza. Uzorci načinjeni od materijala CN20 i C2025 su doneli željene električne karakteristike i biće detaljnije analizirani u nastavku teksta.



Slika 3.15. Inicijalna testiranja električnih parametara uzoraka sa montiranim feritnim jezgrom na impedansnom analizatoru HP4194A



(a)



b)

Slika 3.16. Frekventne karakteristike a) induktivnosti, b) Q-faktora, na uzorcima sa sva tri tipa feritnih jezgra

### 3.3.2. Analiza mehaničkih karakteristika feritnih materijala

Prototipovi jezgra izrađeni mašinskom obradom komada feritnih materijala. Vibracije i mehanički stres u feritnim materijalima utiču na njihova mehanička i magnetna svojstva. Ovo se posebno odražava na inicijalnu permeabilnost feritnih materijala. Stres unutar materijala može nastati tokom procesa izrade jezgra ili tokom sklapanja gotovog proizvoda [45]. U zavisnosti od primene, induktori takođe mogu biti izloženi raznim vrstama mehaničkog stresa. Iz prethodno navedenih razloga sprovedena je analiza mehaničkih osobina feritnih materijala gotovih jezgara. Rezultati ove analize su predstavljeni u Prilogu B.

Posle strukturnih i mehaničkih analiza, kao i analiza ključnih električnih svojstava na uzorcima, može se zaključiti da je materijal CN20 pogodan za induktore koji se koriste u frekventnom opsegu do 1 MHz i da nije pogodan za upotrebe u situacijama gde bi komponenta bila izložena spoljnim uticajima u vidu vibracija i raznih vrsta mehaničkog stresa. Materijal C2025 je pogodniji za primene u otežanim mehaničkim uslovima uz stabilne karakteristike na frekvencijama do 7 MHz [46].

### **3.4. Zaključak**

Metode i redosled operacija tokom projektovanja simetričnog šestofaznog induktora sa spregnutim strukturama su detaljno objašnjene u ovom poglavlju. Opisana je izrada nacrti i uzoraka, kao i postupak izbora odgovarajućeg materijala analizom eksperimentalnih rezultata. Tokom projektovanja simetričnog šestofaznog induktora sa spregnutim strukturama izvedene su analize električnih i mehaničkih karakteristika izrađenih prototipova, te analiza dobijenih rezultata i konačni izbor feritnih materijala odgovarajućih karakteristika od kojih će biti izrađena jezgra i koji će biti analizirani u nastavku istraživanja.

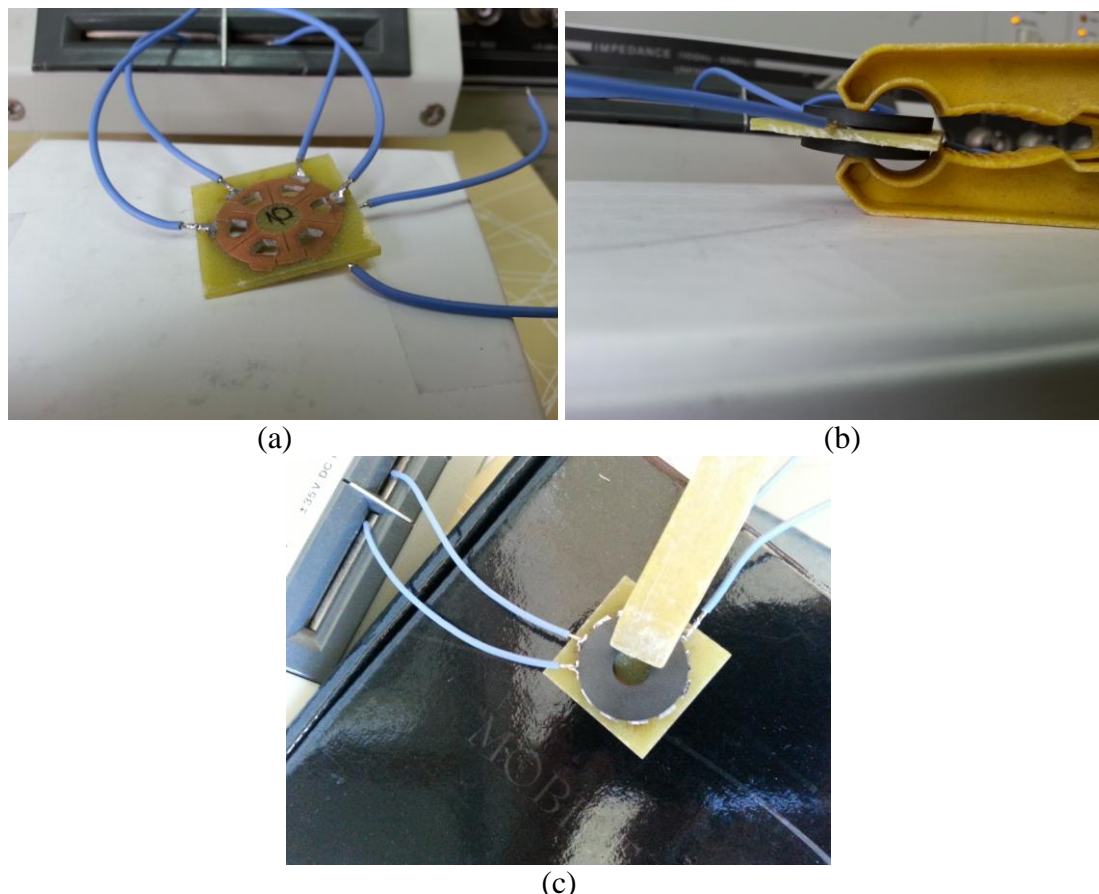


## 4. Karakterizacija šestofaznog induktora – rezultati i analiza

Karakterizacija jednoslojnog i dvoslojnog šestofaznog induktora je sprovedena laboratorijskim testovima na impedansnom analizatoru Agilent HP4194A pomoću koga je merena fazna induktivnost, otpornost i međufazna sprega. Impedansni analizator je predstavljen na slici 3.15 u prethodnom poglavlju. Uređaj poseduje mogućnost merenja električnih parametara u opsegu od 100 Hz do 40 MHz. Osim eksperimentalne analize, sprovedena je numerička simulacija merenih električnih parametara sa željom da se potvrde dobijeni rezultati, simulacijama je obuhvaćena i analiza raspodela linija vektora magnetske indukcije u jednoslojnoj i dvoslojnoj strukturi. Za te potrebe je iskorišćen softver COMSOL multiphysics [47] i dobijeni rezultati će biti predstavljeni zajedno sa eksperimentalnim rezultatima na objedinjenim graficima. Gustina i raspodela linija vektora magnetske indukcije će biti predstavljena u vidu grafičkih ilustracija koje su veoma jednostavne za analizu.

### 4.1. Merenje fazne induktivnosti i otpornosti

Prvi korak u karakterizaciji induktora predstavlja određivanje njegovih najvažnijih električnih parametara. Analizirana je fazna induktivnost, kao najvažniji parametar svakog induktora, i otpornost kroz fazne namotaje koja je takođe bitna jer unosi džulove gubitke u kolo u kome će se koristiti. Na slici 4.1 se može videti jedan od uzoraka tokom testiranja i to u varijanti bez jezgra (slika 4.1a) i sa jezgrom (slika 4.1b i c). Prilikom merenja na uzorak su zalemljene žice, pomoću kojih je uzorak povezan na merni ulaz impedansnog analizatora. Izvršena su i dodatna merenja pomoću kojih je utvrđen i kompenzovan uticaj zalemljenih žica na rezultate merenja koji će u nastavku teksta biti predstavljeni na graficima. Na slikama 4.1b i 4.1c može se videti da je korišćena štipaljka za učvršćivanje montiranog jezgra koja je služila da obezbedi stabilnost mernog procesa minimizacijom i stabilizacijom veličine vazdušnog procepa između horizontalnih ploča jezgra i njegovih vertikalnih stubića. Merni postupak je sproveden na jednoslojnoj i dvoslojnoj induktorskoj strukturi u laboratorijskim uslovima. Prilikom merenja su radene analize na uzorcima bez jezgra i sa jezgrom od feritnih materijala CN20 i C2025 [42].

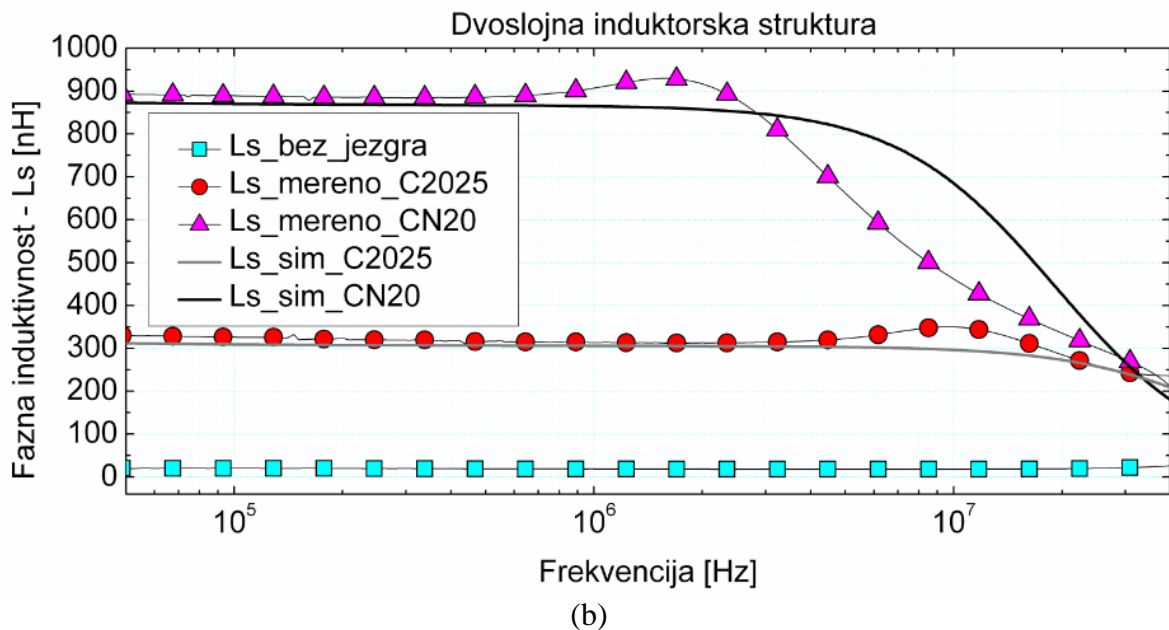
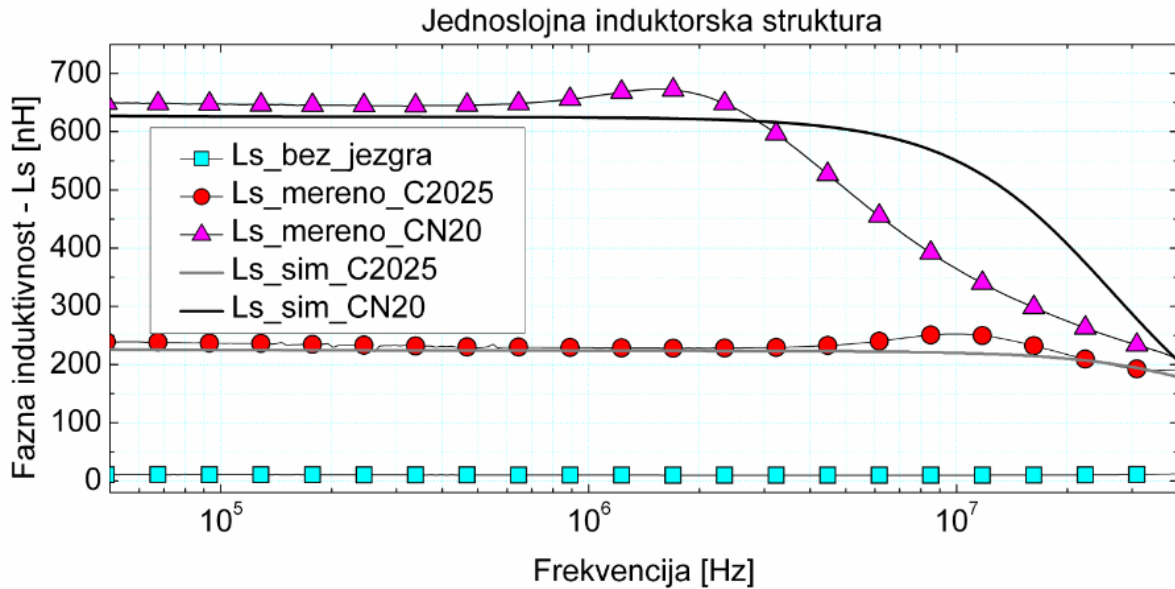


Slika 4.1. Impedansna spektroskopija na induktoru a) bez jezgra, b) sa jezgrom-pogled sa strane, c) sa jezgrom-pogled odozgo

Grafici zavisnosti fazne induktivnosti od frekvencije su prikazani na slici 4.2. Frekvencijske karakteristike su merene u opsegu od 50 kHz do 40 MHz. Merena fazna induktivnost jednoslojnog induktora iznosi 10 nH, dok fazna induktivnost kod dvoslojne strukture iznosi 20 nH. Sve faze, i kod jednoslojne i kod dvoslojne strukture, imaju uzajamno jednake vrednosti fazne induktivnosti. Fazna induktivnost dvoslojne strukture ima očekivano veću vrednost jer je dužina njene provodne linije veća od dužine fazne linije jednoslojne strukture. Kada se na jednoslojnu strukturu montira jezgro od feritnog materijala C2025 induktivnost u stabilnoj zoni frekvencijskog opsega iznosi 230 nH, dok sa jezgrom izrađenim od materijala CN20 fazna induktivnost iznosi čak 650 nH. Fazna induktivnost dvoslojne strukture, upotrebom ista dva jezgra kao i u slučaju jednoslojne strukture iznosi, 320 nH sa jezgrom C2025 i 900 nH sa jezgrom CN20. Može se primetiti da materijal veće permeabilnosti, logično, donosi jače povećanje fazne induktivnosti induktora u kome se koristi. Međutim, zbog ranije opisanih osobina feritnih materijala, stabilnu frekventnu karakteristiku ima do 1 MHz radne frekvencije. Fazni induktor sa jezgrom izrađenim pomoću materijala C2025 ima stabilne karakteristike u frekventnom opsegu do 7 MHz, što ga čini pogodnim za upotrebe na višim frekvencijama.

Najvažnije je istaći da su dobijene frekvencijske karakteristike željenog oblika. Naime, veoma stabilne vrednosti fazne induktivnosti u frekventnom opsegu ispod rezonantne frekvencije korišćenih materijala veliki su plus za karakteristike projektovanih komponenti. To je posebno bitno kada se uzme u obzir praktična primena, jer omogućava stabilno korišćenje komponente u širokom frekventnom opsegu, odnosno u kolima koja čiji su radni

režimi podešeni na različitim frekvencijama. Punom linijom je na oba grafika predstavljen rezultat numeričke analize u COMSOL multiphysics simulacionom softveru. Može se uočiti da se u opsezima od interesa za primene u napajanjima koja rade na frekvencijama reda nekoliko stotina kHz do nekoliko MHz, javljaju dobra slaganja sa mernim rezultatima.



Slika 4.2. Frekvencijska karakteristika induktivnosti faznog namotaja a) jednoslojne, b) dvoslojne strukture šestofaznog induktora, [48]

Važno je uočiti da je vrednost induktivnosti faznih namotaja dvoslojne strukture u vazduhu dva puta veća od induktivnosti namotaja jednoslojne strukture u istoj sredini. Montažom jezgra ovaj odnos se drastično menja. U ovim slučajevima je induktivnost dvoslojne strukture veća od vrednosti fazne induktivnosti za maksimalnih 40%. Razloge za to treba tražiti u činjenici da kod dvoslojne strukture postoji veći efektivni procep i da se efektivna permeabilnost magnetnog kola smanjuje. Takođe, bitan faktor može predstavljati

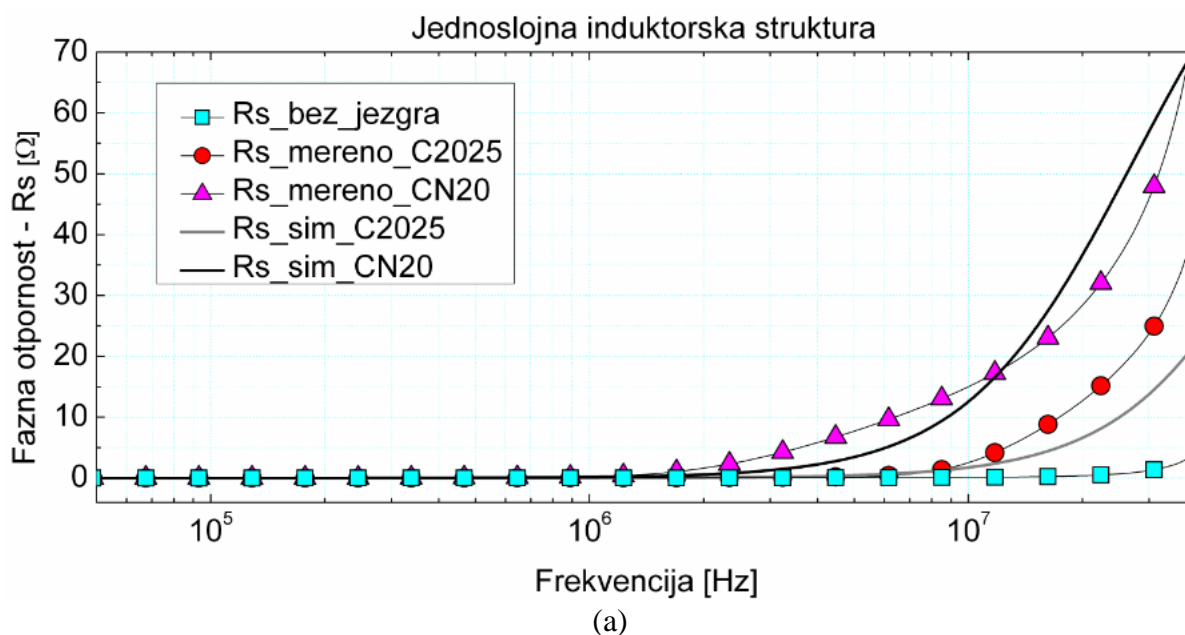
činjenica da dva zavojka koji formiraju namotaj dvoslojne strukture i koji se nalaze u istoj ravni na malom odstojanju jedan od drugog formiraju negativnu uzajamnu spregu, te ukupna induktivnost namotaja postaje manja usled uticaja negativne sprege.

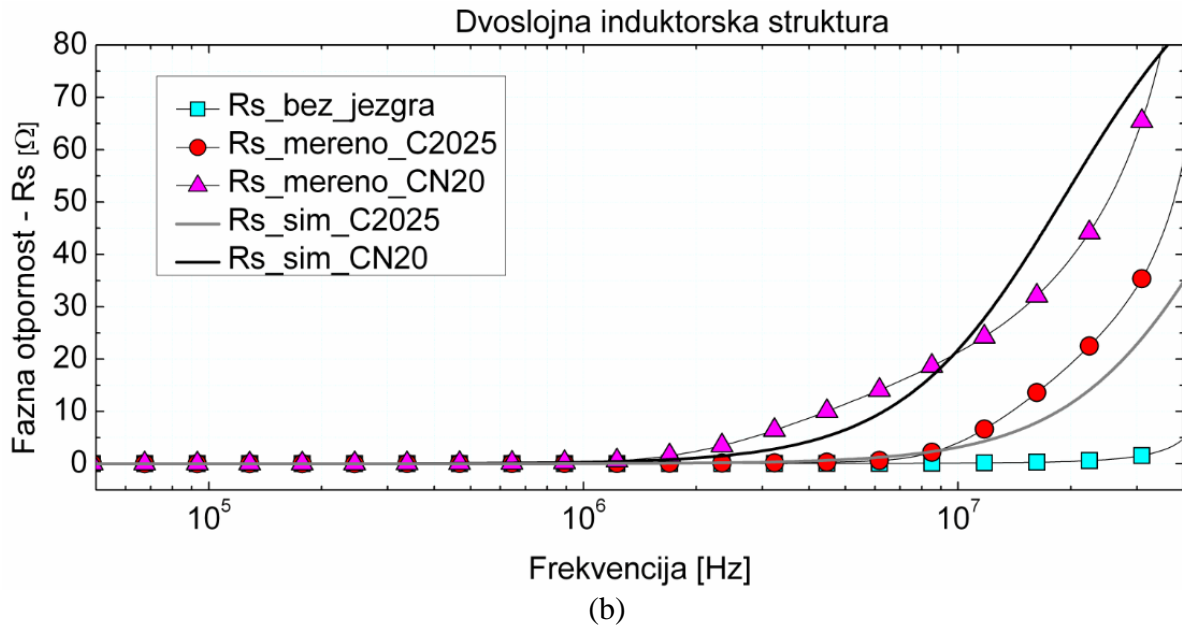
Na isti način kao za induktivnost, sprovedena je i frekvencijska analiza otpornosti pojedinačnih faza u šestofaznom induktoru. Rezultati merenja i simulacija su prikazani na slici 4.3. Otpornost faznih namotaja je veoma bitna sa aspekta gubitaka u namotajima i podatak je koji može da koristi projektantu kola za pravilan izbor radne frekvencije. Gubici u faznim namotajima induktora mogu biti predstavljeni kao suma DC i AC gubitaka [35, 49]:

$$P_{wind} = R_{DC} \cdot I_{DC}^2 + R_{AC} \cdot I_{AC}^2 \quad (4.1)$$

$R_{DC}$  je otpornost namotaja pri nepromenljivoj struji,  $R_{AC}$  predstavlja otpornost kroz fazni namotaj pri vremenski promenljivom polju čija je veličina zavisna od frekvencije vremenski promenljive struje koja protiče kroz namotaj.  $I_{DC}$  je jednosmerna struja kroz namotaj,  $I_{AC}$  predstavlja RMS (*Root-mean square*), efektivnu vrednost naizmenične struje koja protiče kroz fazni namotaj.

Porastom frekvencije postepeno raste vrednost  $R_{AC}$ , kada frekvencija dostigne 2 MHz kod materijala CN20 i 5MHz kod materijala C2025, dolazi do njenog naglog rasta. U tabeli 4.1 je dat opseg vrednosti  $R_{AC}$  koja se kreće od nekoliko mΩ do nekoliko stotina mΩ na frekvencijama od 50 kHz do 980 kHz za feritno jezgro CN20, i od 50 kHz do 5 MHz kada se koristi feritno jezgro C2025. Na graficima otpornosti faznih namotaja, kao i kod grafika za induktivnost, mogu se videti i rezultati uporednih numeričkih simulacija. Kao i kod induktivnosti, dobijena su zadovoljavajuća slaganja između izmerene i simulirane fazne otpornosti na pomenutim frekvencijama.





Slika 4.3. Frekvencijska karakteristika otpornosti faznih namotaja a) jednoslojne i b) dvoslojne strukture šestofaznog induktora, [48]

## 4.2. Koeficijent sprege između faznih induktora u jednoslojnoj i dvoslojnoj strukturi šestofaznog induktora

Postupak određivanja koeficijenta sprege se tehnički ne razlikuje mnogo od postupka merenja fazne induktivnosti i otpornosti. Praktično se koristi sličan merni postupak kao i kod određivanja fazne induktivnosti u kome se merenjem na impedansnom analizatoru dobija frekventna karakteristika dva redno vezana induktora čiju uzajamnu spregu treba odrediti. Na slici 4.4 se može videti jedan od uzoraka tokom određivanja koeficijenta sprege. U sredini se mogu uočiti dva kratko spojena plava provodnika koji služe da redno povežu dva fazna namotaja. Tokom merenja se određuje ukupna induktivnost dva redno vezana namotaja. U dobijenu vrednost je ugrađena i uzajamna sprega redno vezanih induktora, odnosno međusobna induktivnost induktora ( $M$ ). Redna veza dva induktora može biti predstavljena jednačinom:

$$L_{s1+s2} = L_{s1} + L_{s2} + 2 \cdot M \quad (4.2)$$

$L_{s1}$  i  $L_{s2}$  su fazne induktivnosti dobijene pojedinačnim merenjima,  $L_{s1+s2}$  je merena induktivnost dva redno vezana induktora, a  $M$  predstavlja njihovu međusobnu induktivnost. Korišćenjem prethodno izmerenih vrednosti faznih induktivnosti ( $L_{s1}$  i  $L_{s2}$ ) i izmerene ukupne induktivnosti dva redno vezana induktora ( $L_{s1+s2}$ ), može se odrediti vrednost međusobne induktivnosti dva induktora ( $M$ ). Ubacivanjem  $M$  u jednačinu (4.3) može se odrediti koeficijent međusobne sprege dva induktora ( $k$ ):

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{s1} \cdot L_{s2}}} \quad (4.3)$$

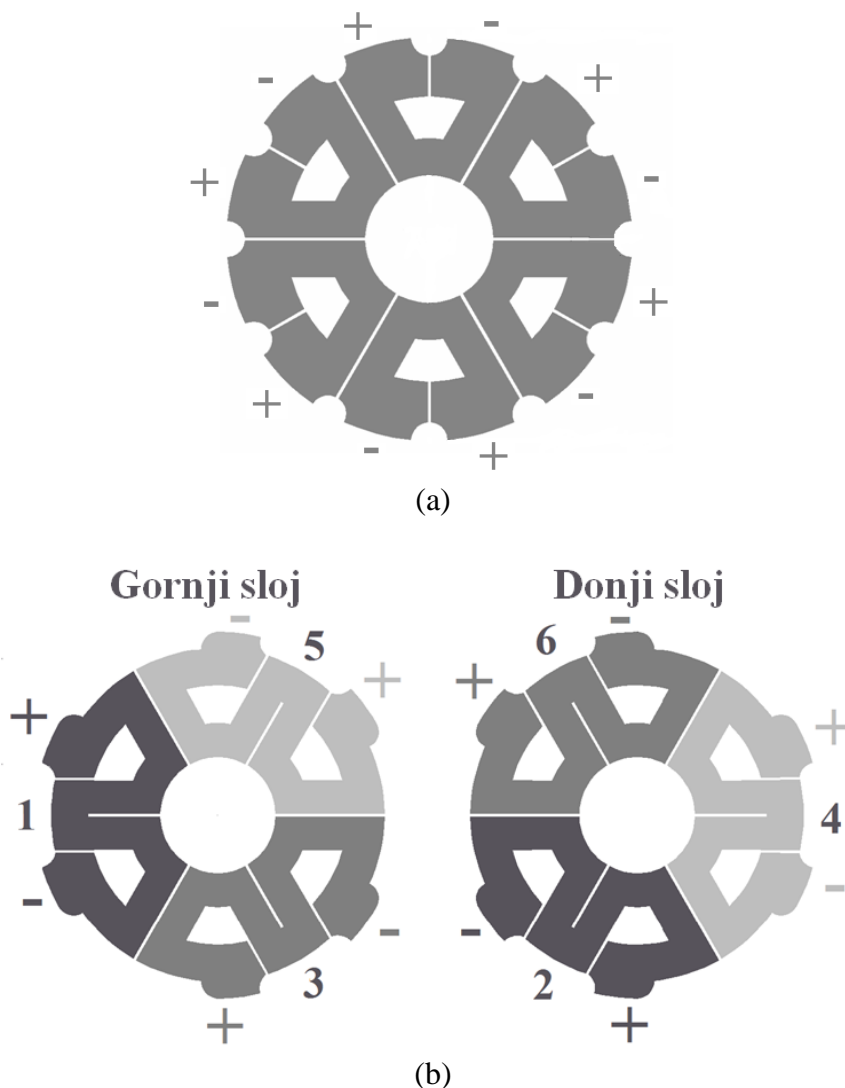
Pošto se u ovom radu analiziraju simetrične strukture sa identičnim faznim namotajima i simetričnim jezgrom može se smatrati da je  $L_{s1} = L_{s2} = L$ , te se jednačina (4.3) se može uprostiti, i glasi:

$$k = \frac{M}{L} \quad (4.4)$$



Slika 4.4. Merenje koeficijenta sprege između faznih induktora rednim vezivanjem faznih namotaja

Prilikom određivanja koeficijenta sprege između svih faznih induktora svi fazni namotaji su pobuđeni u istom smeru. Na slici 4.5 je ilustrovan način na koji su polarizovane faze induktora tokom postupka određivanja koeficijenata sprege između faza induktora. Izabrano je da svi induktori budu negativno spregnuti. Ne postoji poseban razlog jer znak sprege u ovom koraku analize ne igra nikakvu ulogu i svakako će na graficima biti predstavljen kao apsolutna vrednost dobijenog koeficijenta.



Slika 4.5. Ilustracija načina polarizacije induktora tokom određivanja koeficijenta sprege između induktora a) jednoslojne i b) dvoslojne strukture

Dobijeni koeficijenti sprege su predstavljeni na slici 4.6 u obliku frekvencijske zavisnosti modula koeficijenta sprege. Poput frekvencijskih karakteristika fazne induktivnosti i otpornosti, ove karakteristike su stabilne u opsegu ispod rezonantne frekvencije feritnog materijala od koga je izrađeno jezgro. Na graficima su date frekvencijske karakteristike sledećih koeficijenata sprege:

$k_{12}$  – kod jednoslojne strukture  $k_{12}=k_{23}=k_{34}=k_{45}=k_{56}=k_{61}$  i predstavlja spregu između susednih faznih namotaja šestofaznog induktora;

$k_{12}$  – kod dvoslojne strukture  $k_{12}=k_{23}=k_{34}=k_{45}=k_{56}=k_{61}$  i predstavlja spregu između susednih induktora iz dva različita sloja (jedan iz donjeg i jedan iz gornjeg sloja);

$k_{13}$  – kod jednoslojne strukture  $k_{13}=k_{24}=k_{35}=k_{46}=k_{51}=k_{62}$  i predstavlja spregu između dva parna ili dva neparna induktora u šestofaznom induktoru;

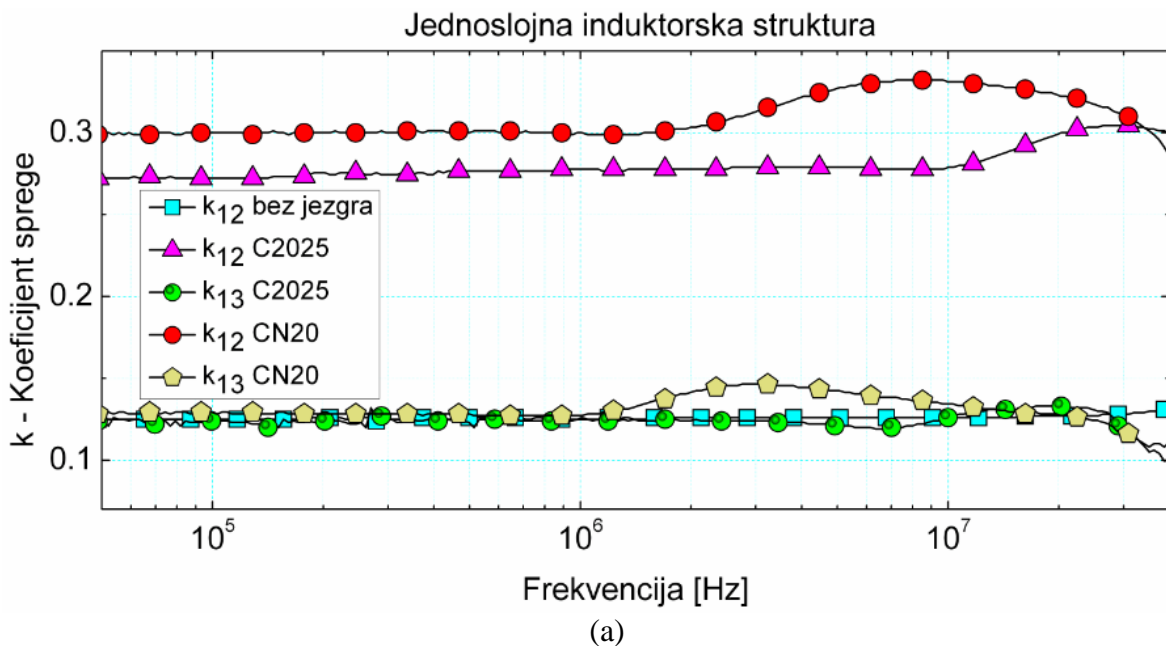
$k_{13}$  – kod dvoslojne strukture  $k_{13}=k_{24}=k_{35}=k_{46}=k_{51}=k_{62}$  i predstavlja uzajamnu spregu induktora gornjeg sloja ( $k_{13}=k_{35}=k_{51}$ ) i induktora donjeg sloja ( $k_{24}=k_{46}=k_{62}$ ).

Koeficijent sprege  $k_{14}$  je izuzet sa grafika 4.6 da bi se izbegla prenatrpanost grafika. Ipak, vrednost  $k_{14}$  je data u tabeli 4.1, gde važi sledeće:

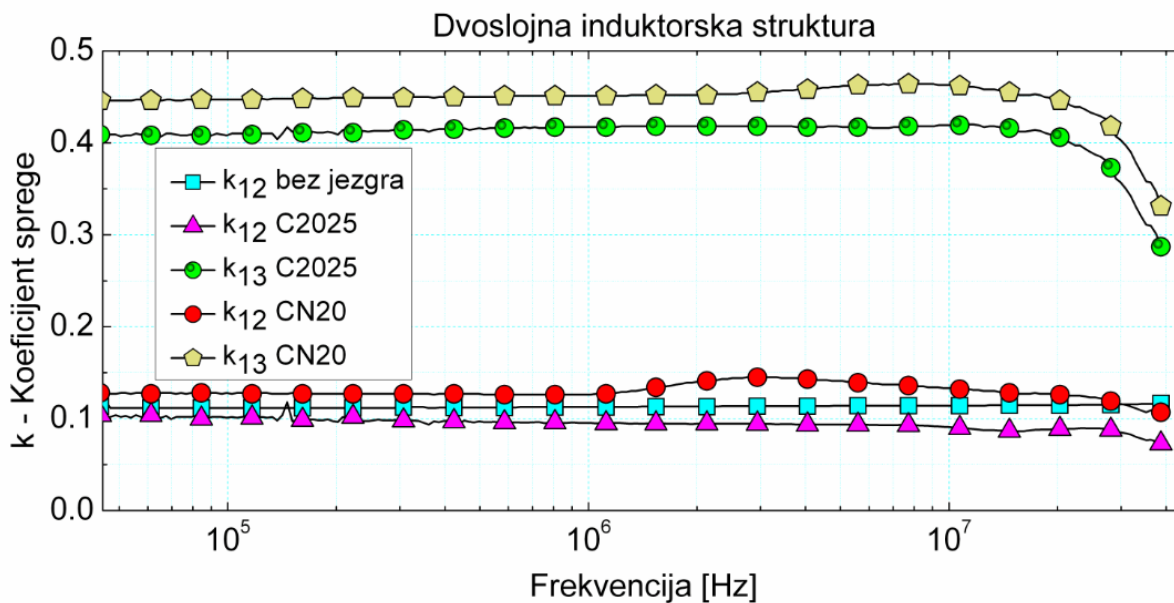
$k_{14}$  – kod jednoslojne strukture  $k_{14}=k_{25}=k_{36}=\mathbf{k_{41}}=\mathbf{k_{52}}=\mathbf{k_{62}}$  predstavlja spregu između naspramnih induktora;

$k_{14}$  – kod dvoslojne strukture  $k_{14}=k_{25}=k_{36}=\mathbf{k_{41}}=\mathbf{k_{52}}=\mathbf{k_{62}}$  predstavlja spregu između naspramnih induktora od kojih se jedan nalazi u gornjem, a drugi u donjem sloju.

Važno je napomenuti da su sve navedene jednakosti koeficijenta sprege potvrđene merenjima i da dolaze kao posledica simetričnosti strukture šestofaznog induktora. Najbitnije karakteristike dobijene tokom impedansne spektroskopije i numeričkih simulacija su, radi preglednosti, skupljene i prezentovane u tabeli 4.1. Najveću faznu induktivnost ima dvoslojna struktura sa jezgrom CN20, takođe i najveću otpornosti faznog namotaja što je nepoželjna karakteristika. Iz tog razloga, prilikom dizajniranja sličnih komponenti u budućnosti treba praviti odgovarajuće kompromise prilikom izbora optimalne strukture u zavisnosti od mesta i vrste primene. Može se videti da je najveći koeficijent sprege ostvaren između dva susedna namotaja iz istog sloja u dvoslojnoj strukturi  $k_{13}$ . Ova pojava će biti komentarisana u narednom odeljku kada se budu analizirali rezultati simulacija raspodele linija vektora magnetske indukcije unutar jezgra. U svakom slučaju već sada može da posluži kao dobra osnova za unapređenje koeficijenta sprege kod jednoslojne strukture.







Slika 4.6. Frekvencijska karakteristika koeficijenta sprege između faznih namotaja a) jednoslojne, b) dvoslojne strukture šestofaznog induktora, [48]

Tabela 4.1. Glavni parametri jednoslojne i dvoslojne strukture šestofaznog induktora

Induktorska struktura	Jednoslojna		Dvoslojna	
	C2025	CN20	C2025	CN20
Feritni materijal jezgra	C2025	CN20	C2025	CN20
Induktivnost faze $L_s$ [nH]	230	650	320	900
Koeficijent sprege $k_{12}$	0.27	0.3	0.1	0.13
Koeficijent sprege $k_{13}$	0.125	0.13	0.41	0.45
Koeficijent sprege $k_{14}$	0.045	0.085	0.14	0.21
DC fazna otpornost $R_{DC}$ [mΩ]	4.5	4.5	10.4	10.4
AC fazna otpornost * $R_{AC}$ [mΩ]	8 - 240	8 - 222	14 - 359	14 - 317

(\* C2025 [50 kHz – 5 MHz], CN20 [50 – 980 kHz])

### 4.3. Simulacija i analiza raspodele linija vektora magnetske indukcije u projektovanim induktorskim strukturama

Frekventno zavisni parametri induktora (fazna induktivnost i otpornost) i gustina linija vektora magnetske indukcije su analizirani pomoću COMSOL Multiphysics softvera [47, 50]. 3D modeli jednoslojne i dvoslojne strukture induktora su analizirani pomoću Amperovog zakona, gde se pretpostavlja da je:

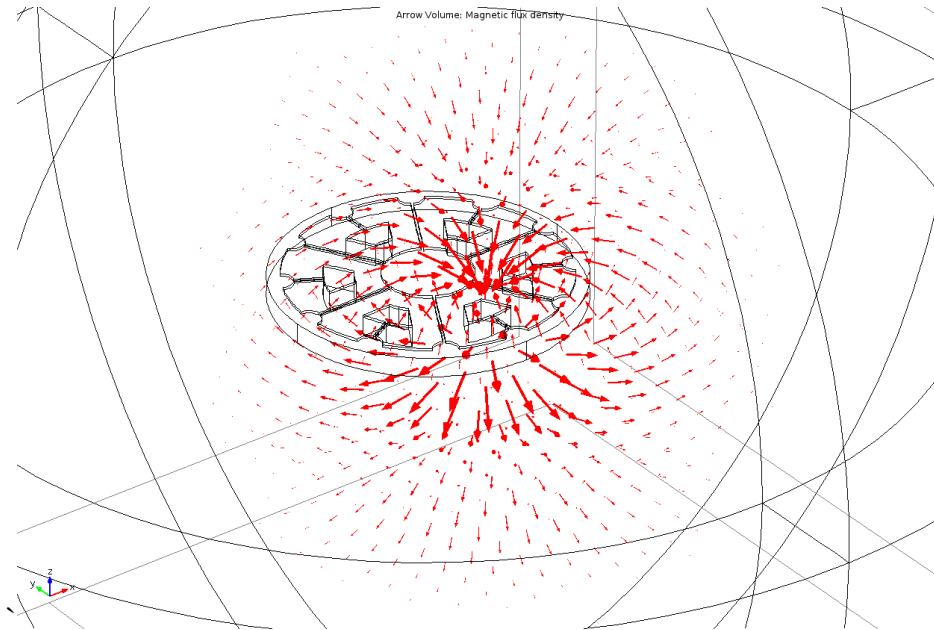
$$(j\omega\sigma - \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r)A + \nabla \times H = J_e, \quad (4.5)$$

$$B = \nabla \times A, \quad (4.6)$$

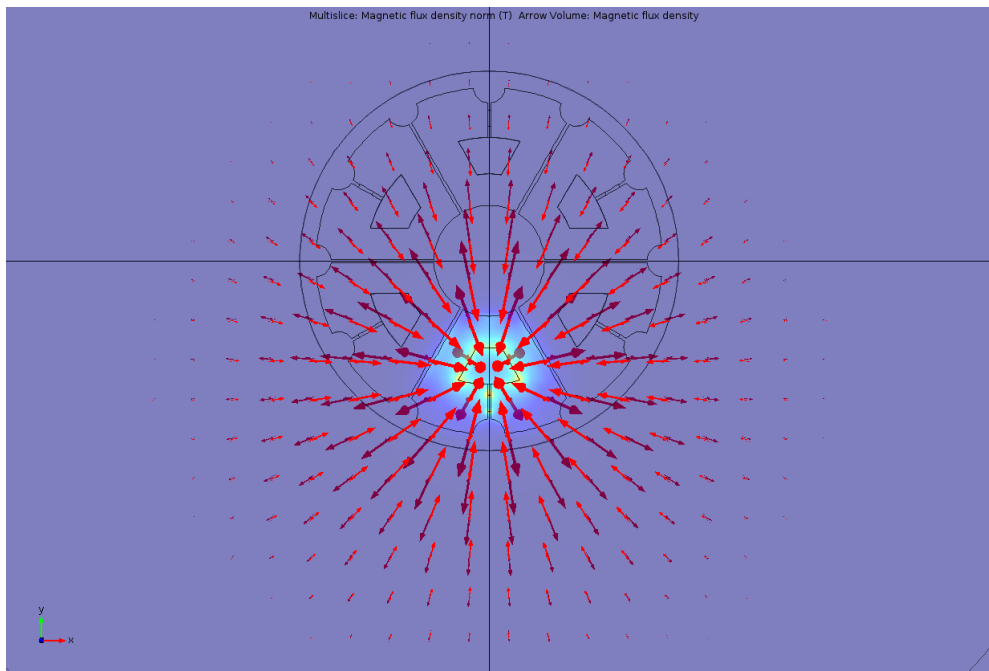
gde  $B$  predstavlja vektor gustine magnetskog fluksa (vektor magnetske indukcije),  $H$  vektor jačine magnetskog polja,  $J_e$  gustinu struje spoljnog izvora,  $A$  magnetni vektor potencijal,  $\sigma$  specifičnu električnu provodnost,  $\omega$  ugaonu frekvenciju,  $\varepsilon_0$  permitivnost vakuuma,  $\varepsilon_r$  relativnu permitivnost i  $\nabla$  diferencijalni operator.

Beskonačni sferni elementi su korišćeni da uobliče geometriju na otvorenim granicama (graničnim površinama). Bakarni provodnici su zamenjeni impedansnim graničnim uslovom kako bi se uredio površinski efekat na visokim frekvencijama. Tokom analize gustine linija vektora magnetske indukcije u stacionarnom režimu, korišćen je domen kalema sa jednim namotajem.

Na slici 4.7 je prikazana raspodela linija vektora magnetske indukcije jednog faznog induktora u vazduhu dobijena analizom u COMSOL-u. Može se primetiti da je gustina linija vektor magnetske indukcije najveća u sredini namotaja kružnog oblika što je očekivano kada su u pitanju kružni namotaji induktora. Ovakva raspodela linija vektora magnetske indukcije podseća na raspodelu kod vazдушnih solenoida (cilindričnih induktora sa više namotaja u vazдушnom okruženju). Slično ponašanje je uočeno na slici 4.8 gde je predstavljena raspodela linija vektora magnetske indukcije kroz fazni induktor dvoslojne strukture koja se takođe nalazi u vazduhu. Mala razlika je u tome što se najgušća raspodela linija vektora magnetske indukcije formirala tačno na sredini rastojanja između centralnih otvora dva vezana zavojka koji čine jedan fazni induktor. Nastanak ovakve raspodele treba pripisati činjenici da se uticaji dve paralelne, središnje, provodne linije poništavaju, a da se vektori magnetske indukcije oba namotaja sabirju i postaju dominantne upravo u zoni srednjeg rastojanja između njih.

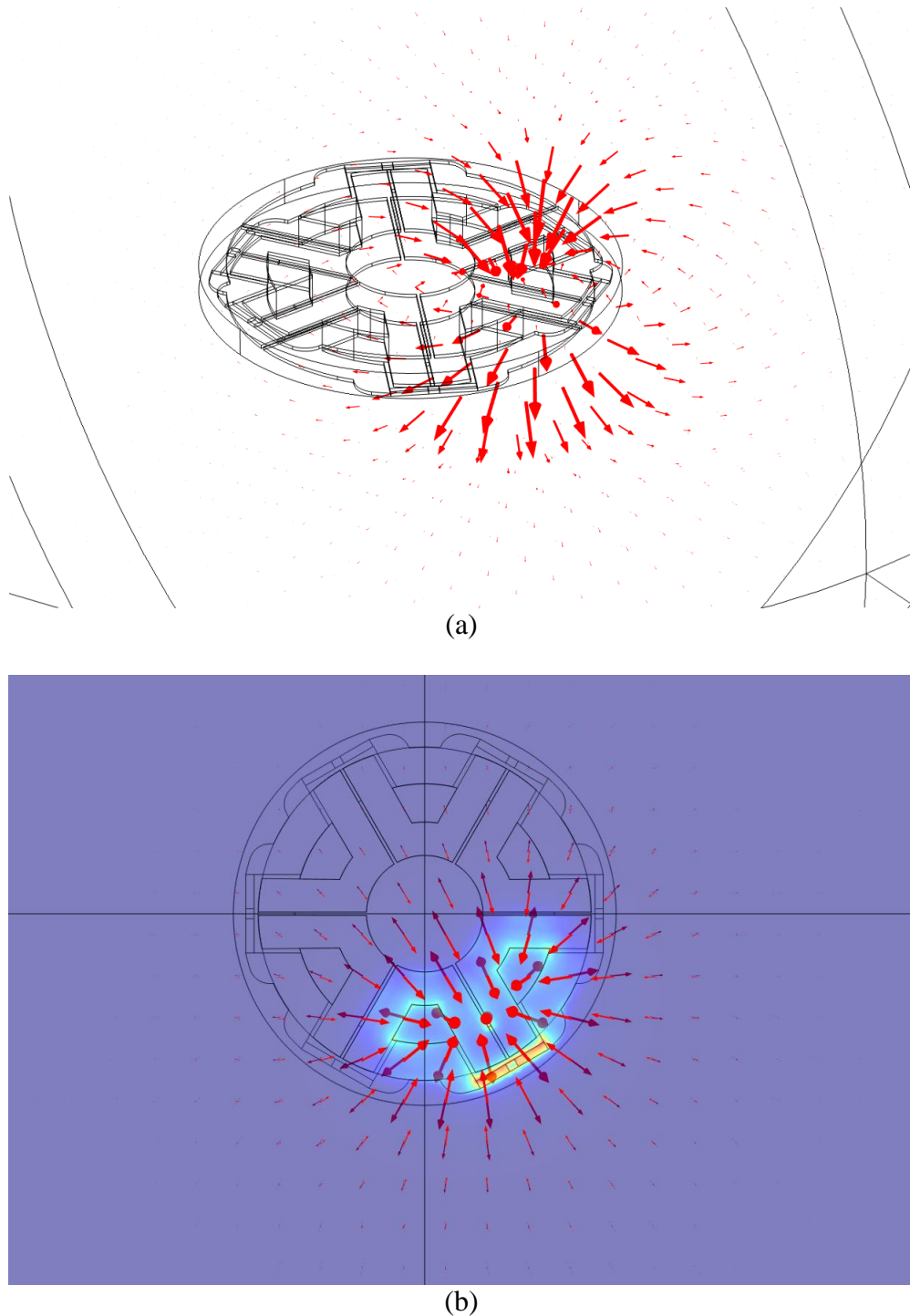


(a)



(b)

Slika 4.7. Raspodela linija vektora magnetske indukcije kroz jednu aktivnu fazu induktora za slučaj kada se jednoslojna struktura nalazi u vazduhu, a) prostorni prikaz, b) pogled od gore

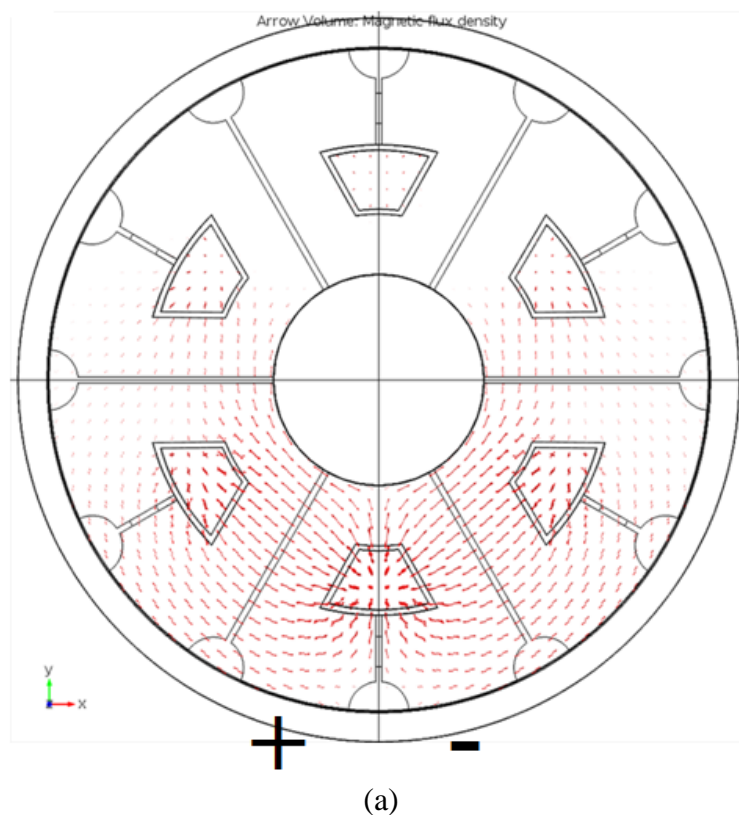


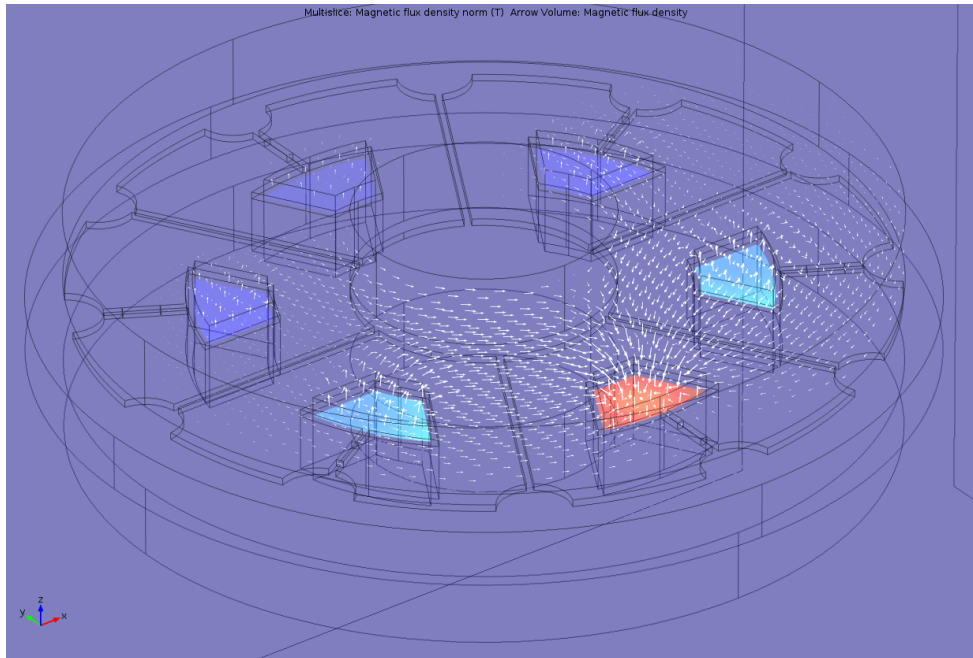
Slika 4.8. Raspodela linija vektora magnetske indukcije kroz jednu aktivnu fazu induktora za slučaj kada se dvoslojna struktura nalazi u vazduhu, a) prostorni prikaz, b) pogled od gore

Simulacije su izvršene na 3D modelima jednoslojne i dvoslojne strukture sa jezgrima. Na slici 4.9 je data prostorna raspodela linija vektora magnetske indukcije u komponenti. Može se primetiti da su linije vektora magnetske indukcije ravnomerno raspoređene u feritnom jezgru, prolazeći kroz feritni materijal putanjom niske reluktanse. Slika 4.10 daje bočni prikaz raspodele linija vektora magnetske indukcije kroz jezgro gde se, takođe, može uočiti ravnomerna raspodela linija vektora magnetske indukcije u prostoru po z-osi. Ove slike

služe kao dodatni dokaz da simetrična struktura sa sobom donosi mnoge prednosti, te da su uslovi za sve fazne induktore u ovako projektovanoj strukturi istovetni.

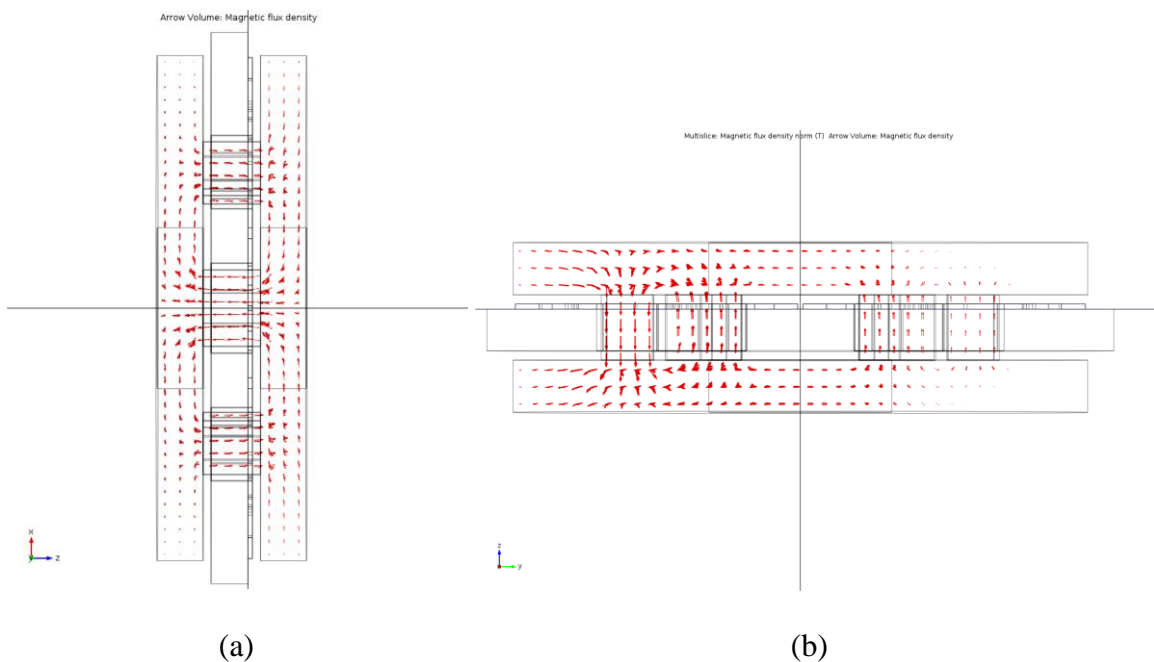
Mora se istaći da je u svojim istraživanjima Laboure [29] uočio potencijalni problem sa magnetnim fluksom u bočnim (horizontalnim) granama jezgra njegovog takozvanog InterCell transformatora. Ovaj fluks dolazi iz vertikalnih stubića jezgra i protiče kroz donje i gornje zajedničke horizontalne grane jezgra. Naime, Laboure upozorava da postoji mogućnost nastanka opasnih lokalnih pregrevanja u jezgru koja se javljaju kao posledica uvećanja gustine bočnih linija vektora magnetske indukcije u odnosu na njihovu gustinu kroz vertikalne stubiće za dva do tri puta. S obzirom da projektovano jezgro šestofaznog induktora poseduje horizontalne ploče veće površine, na slici 4.9 se vidi kako se linije vektora magnetske indukcije ravnomerno raspoređuju po većoj površini jezgra, te je značajno smanjena opasnost od nastanka lokalnih pregrevanja.





(b)

Slika 4.9. Simulacija raspodele linija vektora magnetske indukcije unutar jezgra jednoslojnog šestofaznog induktora gde je aktivna jedna faza, a) pogled od gore, b) 3D prikaz



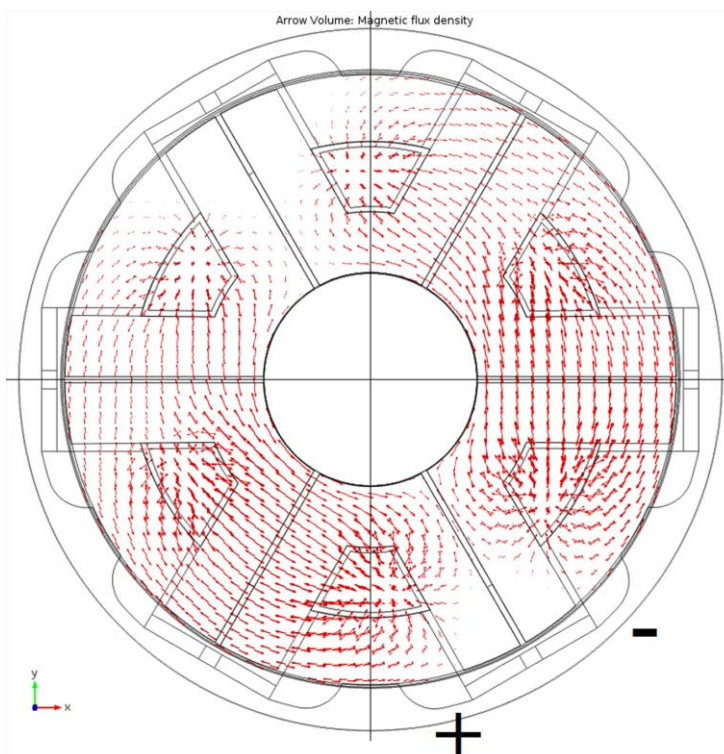
(a)

(b)

Slika 4.10. Izgled poprečnog preseka jezgra po a) xz-osi, b) yz-osi

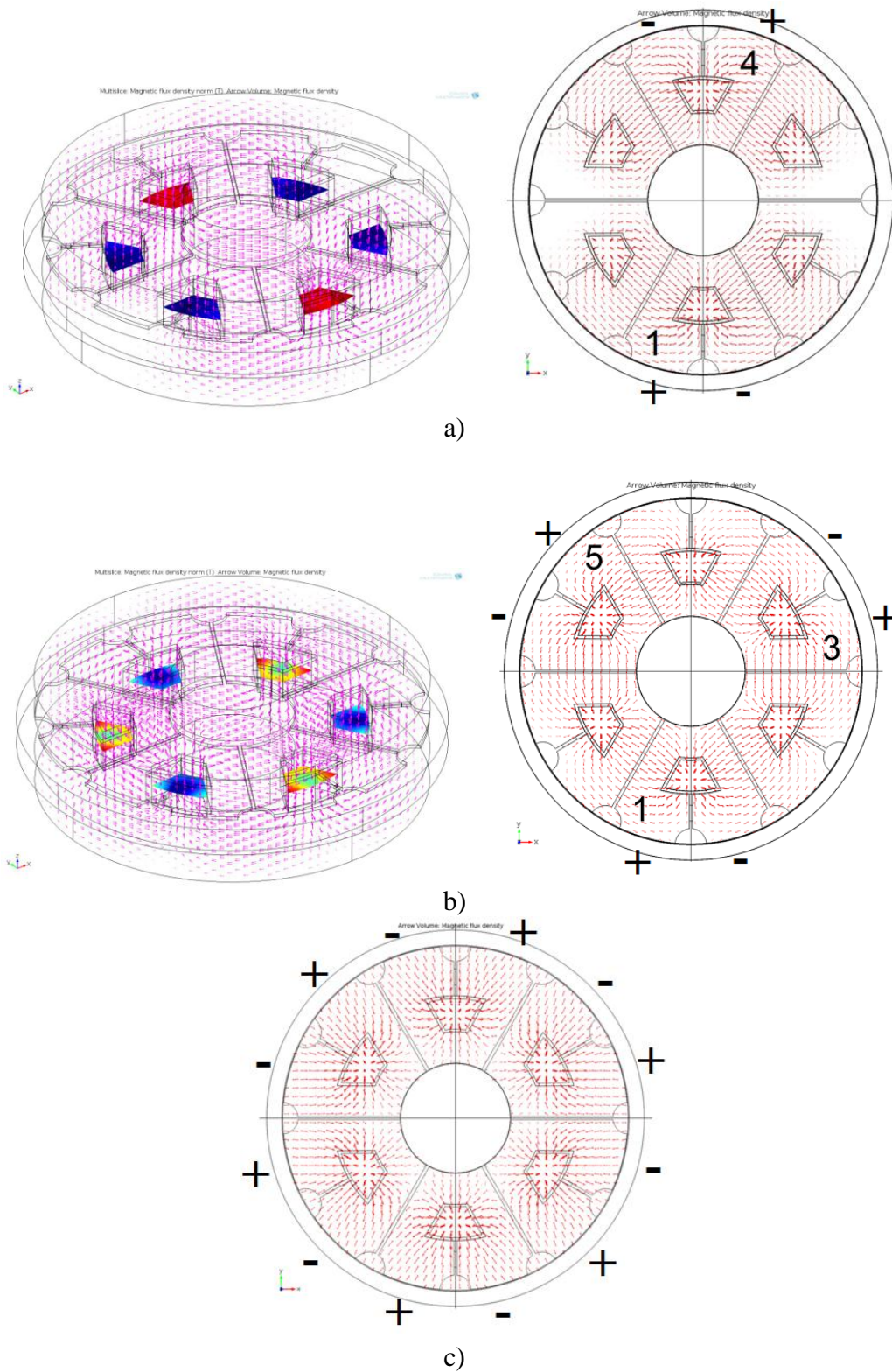
Simulacijom raspodele linija vektora magnetske indukcije jedne faze u dvoslojnoj strukturi šestofaznog induktora dobija se rezultat prikazan na slici 4.11. Može se videti da je gustina linija vektora magnetske indukcije veća kod dvoslojne strukture u odnosu na jednoslojnu strukturu. Takođe, vidi se da magnetni fluks pobuđene faze zahvata veću površinu susednih induktora. Posledica toga je veći koeficijent sprege koji se javlja između induktora koji se nalaze jedan pored drugog u istom sloju dvoslojne strukture, u poređenju sa

koeficijentom sprege susednih induktora u dva različita sloja dvoslojne strukture. Ovo otkriće može da posluži kao dobra smernica za unapređenje koeficijenata sprege kod obe strukture unapređenjem aktuelne konstrukcije.



Slika 4.11. Raspodela linija vektora magnetske indukcije jedne faze u dvoslojnoj induktorskoj strukturi sa montiranim feritnim jezgrom

Na slici 4.12. prikazano je više varijanti raspodele linija vektora magnetske indukcije u jezgrou kada se istovremeno aktiviraju neke od faza. U praksi može da se desi da projektant DC/DC konvertora, u slučaju naglog skoka potrošnje, aktivira više faza istovremeno kako bi izbegao preopterećenje faza. Na slici 4.12 su date varijante kada se aktiviraju dve naspramne faze (slika 4.12a), samo neparne faze (4.12b) i svih šest faza (4.12c). Slučaj svih šest aktivnih faza je teško moguće očekivati u praksi, ali je prikazan da bi dodatno ilustrovao faznu simetričnost šestofaznog induktora. Sva tri prikaza raspodele linija vektora magnetske indukcije potvrđuju istovetnu raspodelu kod svih faza u komponenti, čime je još jednom potvrđena neosporna simetričnost proizvedene komponente.



Slika 4.12. Presentacija simetrične raspodele linija vektora magnetske indukcije kod simetričnog šestofaznog induktora kada su aktivne, a) dve naspramne faze, b) 1, 3 i 5 faza, i c) sve faze



## 4.4. Zaključak

U ovom poglavlju su analizirani osnovni parametri izrađenih prototipova simetričnih šestofaznih spregnutih induktora. Induktivnost i otpornost faza je utvrđena impedansnom spektroskopijom u frekventnom opsegu od 50 kHz do 40 MHz. Merni rezultati su potvrđeni numeričkom simulacijom ovih veličina u simulacionom softveru COMSOL multiphysics. Osim induktivnosti i otpornosti faza, određen je i koeficijent sprege između faznih namotaja šestofaznog induktora.

Simulacioni softver COMSOL multiphysics je iskorišćen i za simulaciju raspodele linija vektora magnetske indukcije unutar projektovanih induktora. Dato je poređenje koeficijenata sprege različitih struktura, primećene prednosti i mane kod obe strukture i zaključeno je da postoje mogućnosti za njihova poboljšanja na osnovu analize raspodele linija vektora magnetske indukcije obe strukture.

## 5. Performanse šestofaznog induktora u radnim uslovima

S obzirom da je šestofazni spregnuti induktor razvijan za rad u DC/DC konvertorima, značajno je analizirati njegovo ponašanje u takvim radnim uslovima. Komercijalna kola zadovoljavajućeg kvaliteta nisu bila dostupna tokom istraživanja, te je odlučeno da se razvije test kolo koje bi moglo da simulira radne režime u kojima bi se našao jedan ovakav induktor i analiziraju njegove performanse [51].

U ovom poglavlju će biti predstavljena analiza ponašanja šestofaznog spregnutog induktora u radnim uslovima. Biće prikazani uporedni rezultati analize efikasnosti kola u uobičajenim uslovima rada i prilikom korišćenja svih kapaciteta simetričnog šestofaznog spregnutog induktora. Biće data i uporedna analiza talasnosti faznih struja i tranzijentnog odziva u različitim režimima rada. Kao dodatak, biće prikazana i termalna analiza test kola i komponente u radnim uslovima.

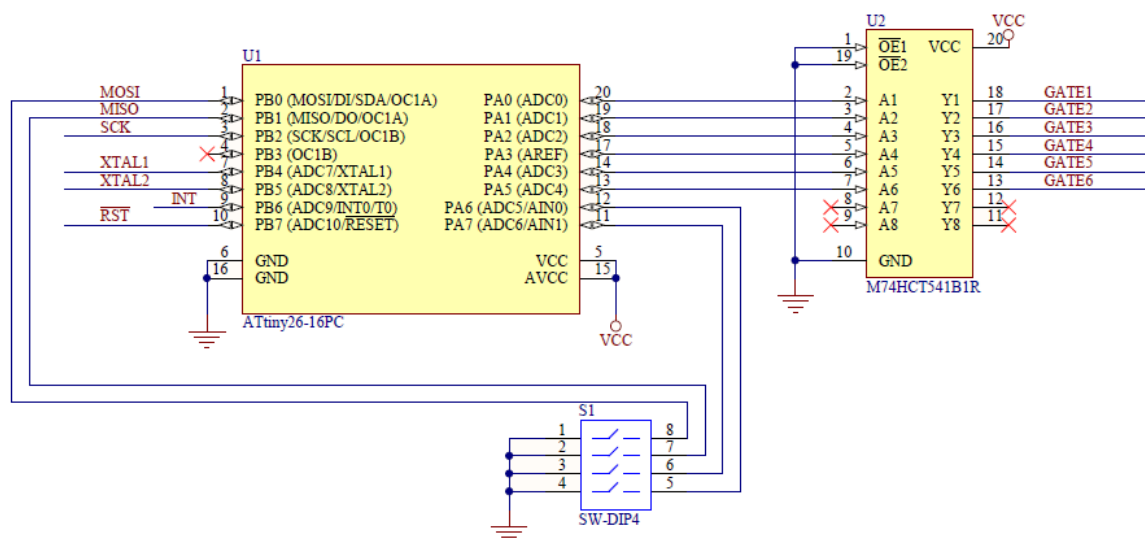
### 5.1 Test kolo

Projektovano je kolo šestofaznog DC/DC buck konvertora specijalno fizički prilagođeno za sprovođenje testova na proizvedenim strukturama. Potrebno je istaći da se ne radi o kolu visokih performansi, već je težnja i akcenat autora bio na tome da se sa što manje resursa razvije kolo koje će omogućiti analizu ključnih performansi šestofaznog spregnutog induktora. Test kolo čine dva dela: upravljački blok i blok velike snage.

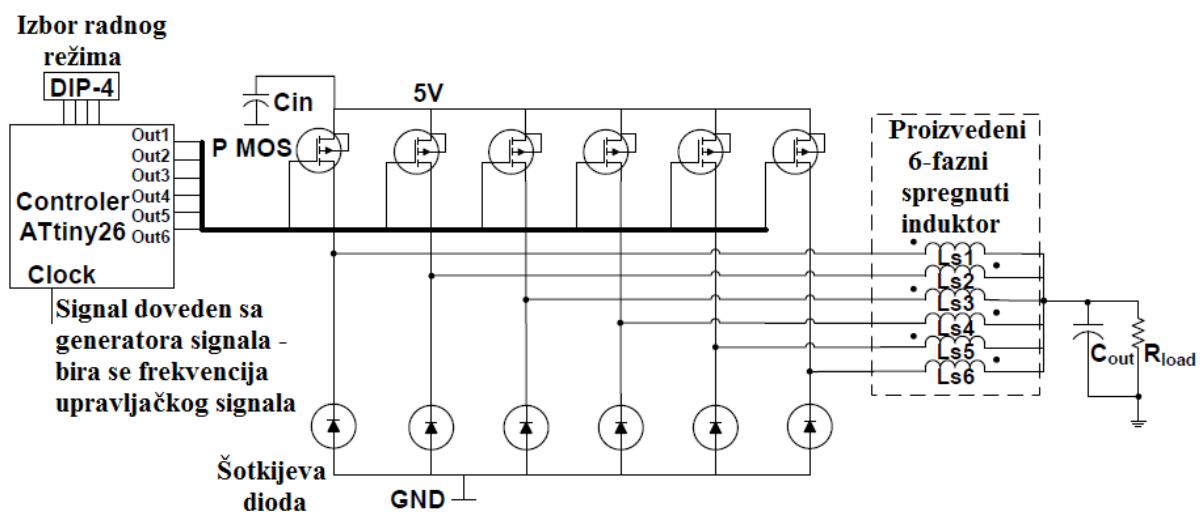
Na slici 5.1 je prikazana šema upravljačkog bloka. Glavni deo jednostavnog upravljačkog bloka jeste Atmelov AT TINY26 mikrokontroler [52]. Upravljački signali iz kontrolera se preko kola za sinhronizaciju (M74HCT541B1R) prenose ka bloku velike snage, odnosno direktno na gejtove snažnih MOSFET-ova. Mikrokontroler je tako podešen da bude sinhronizovan pomoću spoljnog generatora signala umesto pomoću kristalnog oscilatora unutar samog mikrokontrolera. Spoljnom sinhronizacijom se omogućava korisniku da vrlo lako kontroliše radnu frekvenciju mikrokontrolera, te se posledično olakšava kontrola frekvencije upravljačkih signala na izlazu kontrolera. Time se dobija jednostavna kontrola radne frekvencije test kola i laka analiza performansi spregnutog induktora na različitim radnim frekvencijama. Maksimalna radna frekvencija koja se postiže sa ovim upravljačkim blokom iznosi oko 5 MHz. Na šemi se može videti i četvoropolni prekidač SW-DIP4 koji služi za izbor radnih modova kola. Predviđeni radni režimi kola su sledeći: 1x1, 2x1, 3x1, 4x1, 5x1, 6x1, 3x2 i 2x3.

Na uprošćenju šemi kompletnog test kola koja je prikazana na slici 5.2, može se videti šema bloka velike snage. Ovaj deo kola je formiran kao uprošćeni koncept Buck konvertora u kome se u svakoj od šest faza koristi kombinacija MOSFET-dioda. SMD PMOS tranzistori IRF5305 su izabrani za kontrolabilne prekidačke elemente u kombinaciji sa Šotkijevim

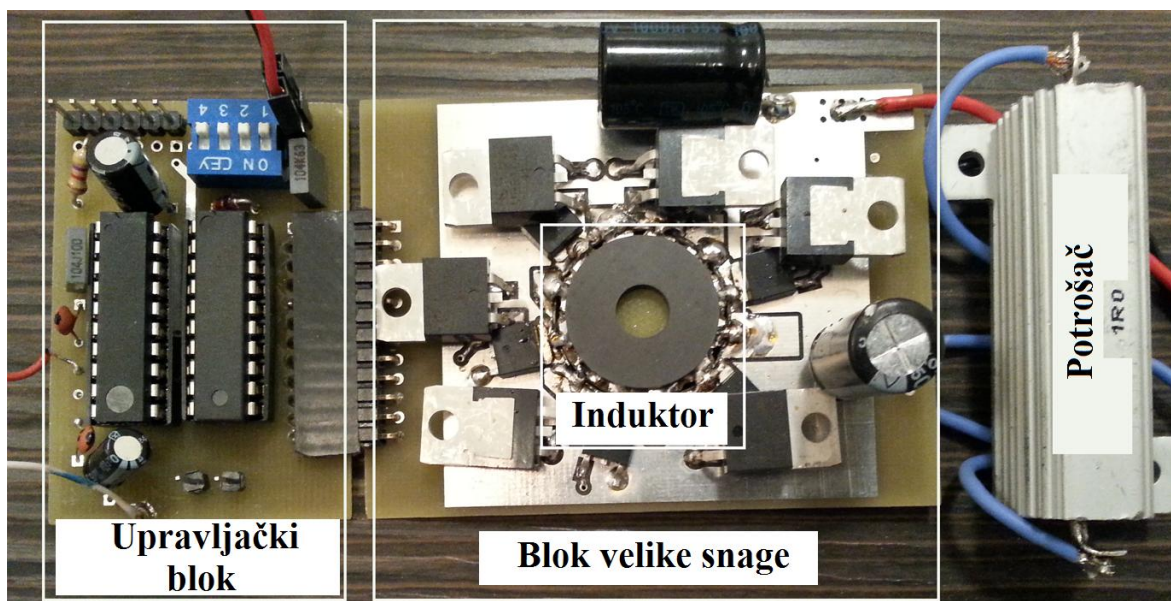
diodama koje imaju brz odziv i služe da obezbede kvalitetan relaksacioni ciklus induktora. Izlazi svih šest faznih induktora se spajaju u jednu tačku na izlazu kola sa koje se napaja potrošač. Izgled napravljenog test kola je dat na slici 5.3 gde su obeleženi upravljački i blok velike snage, kao i testirani uzorak induktora i potrošač na izlazu kola. U kolo su ugrađena samo dva kondenzatora koji su prikazani na šemi,  $C_{in}=1000 \mu\text{F}$  i  $C_{out}=470 \mu\text{F}$ . Tokom rada se nije težilo ka optimizaciji izlazne kapacitivnosti.



Slika 5.1. Šema upravljačkog bloka test kola



Slika 5.2. Uprošćena šema kompletnog test kola

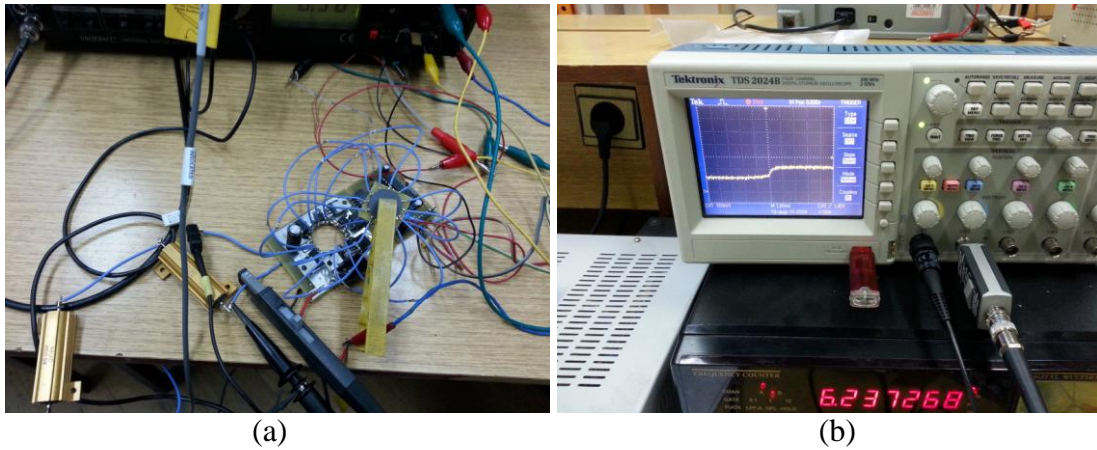


Slika 5.3. Test kolo sa induktorom i montiranim uzorkom jezgra

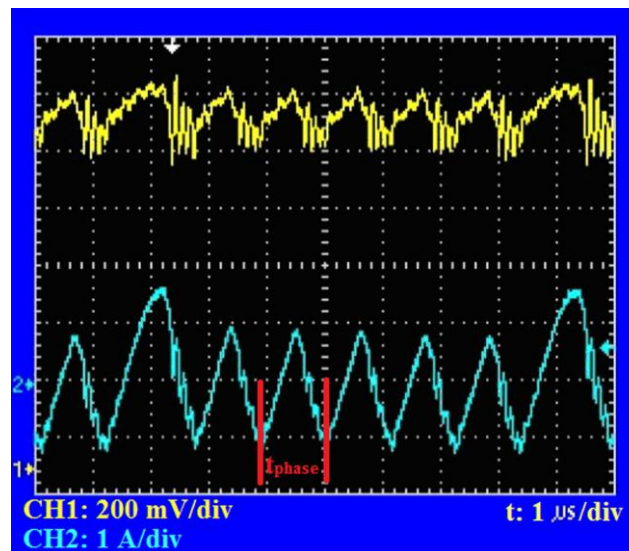
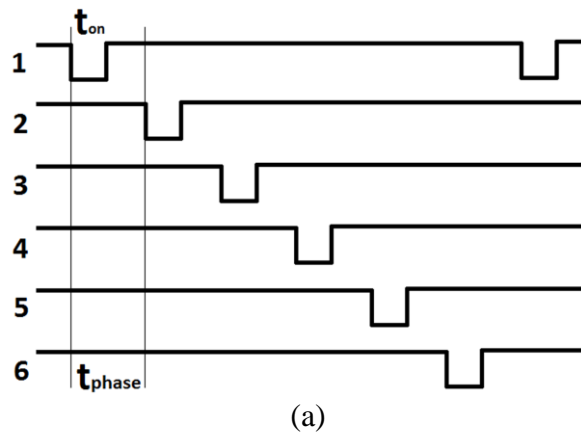
## 5.2. Odziv test kola sa spregnutim induktorom u različitim radnim režimima

### 5.2.1. Izlazni signali i analiza efikasnosti test kola u dva različita radna režima

Prilikom snimanja i analize ponašanja test kola korišćen je osciloskop proizvođača Tektronix TDS 2024B [53]. Na slici 5.4 može se videti koja je sve oprema korišćena tokom analiza. Pored osciloskopa, korišćena je AC strujna sonda marke Tektronix P6022 [53], kao i signal generator za pobudu test kola. Probni test je urađen na jednoslojnom uzorku sa jezgrom C2025 u radnom modu 6x1 čiji je kontrolni signal prikazan na slici 5.5a. Svaka faza je bila aktivna tokom jednakog vremenskog perioda  $t_{phase}=1.1 \mu s$ , ukupan faktor ispune kola u ovom radnom režimu je 50% (svaka pojedinačna faza doprinosi sa 1/6 udela ukupnom izlaznom signalu). Amplituda kontrolnog signala ima vrednost od 5 V. Radna frekvencija kola je iznosila 909 kHz. Odziv kola je prikazan na slici 5.5b. Fazna induktivnost iznosi 230 nH, dok je koeficijent sprege između susednih induktora  $k=0.27$ . Signal na CH1 predstavlja izlazni napon, dok signal na CH2 predstavlja AC komponentu ukupne izlazne struje kola ka potrošaču. Tokom ovog testa je upravljački signal kola podešen tako da poslednju fazu drži malo duže aktivnu kako bi se lakše pratio početak novog kruga kontrolnog signala 6x1. Zbog toga AC komponenta struje za poslednju fazu ima malo širi odzivni signal i veću amplitudu. Ako se zanemari proširenje kontrolnog signala, lako se uočava da je odziv kola sa šestofaznim spregnutim simetričnim induktorom zadovoljavajućeg oblika i da je uočljiva dobra balansiranost faznih struja, što se oslikava na oblik izlazne struje.



Slika 5.4. Test induktora u radnom režimu: a) test kolo sa uzorkom induktora i mernim sondama i b) signal generator i osciloskop koji su korišćeni tokom testova



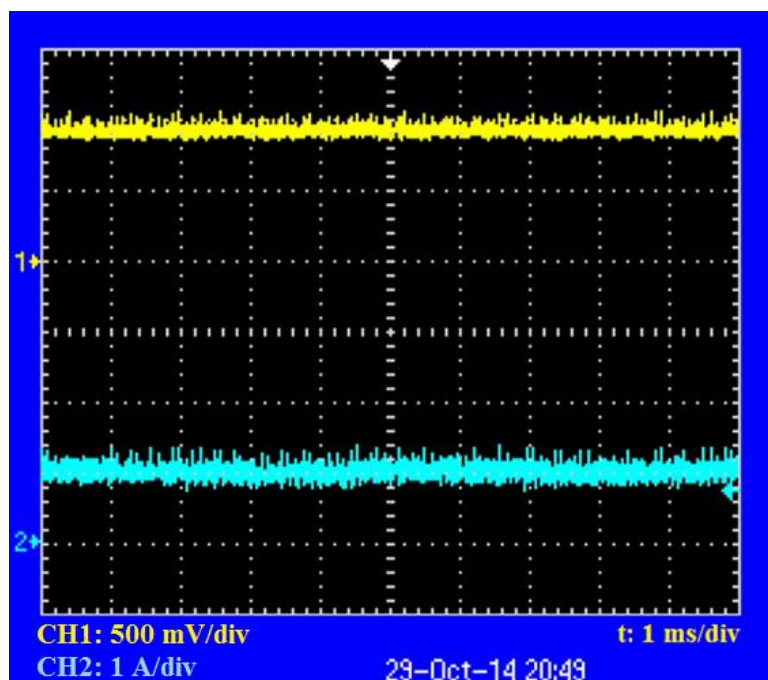
Slika 5.5. Izlazni signal test kola sa jednoslojnom strukturom induktora i feritnim jezgrom C2025 a) kontrolni signal 6x1 test moda, b) odziv kola u 6x1 modu

Da bi se u praksi potvrdile dobre karakteristike simetričnih šestofaznih spregnutih induktora izvršeno je uporedno testiranje strukture sa dva spregnuta fazna induktora i

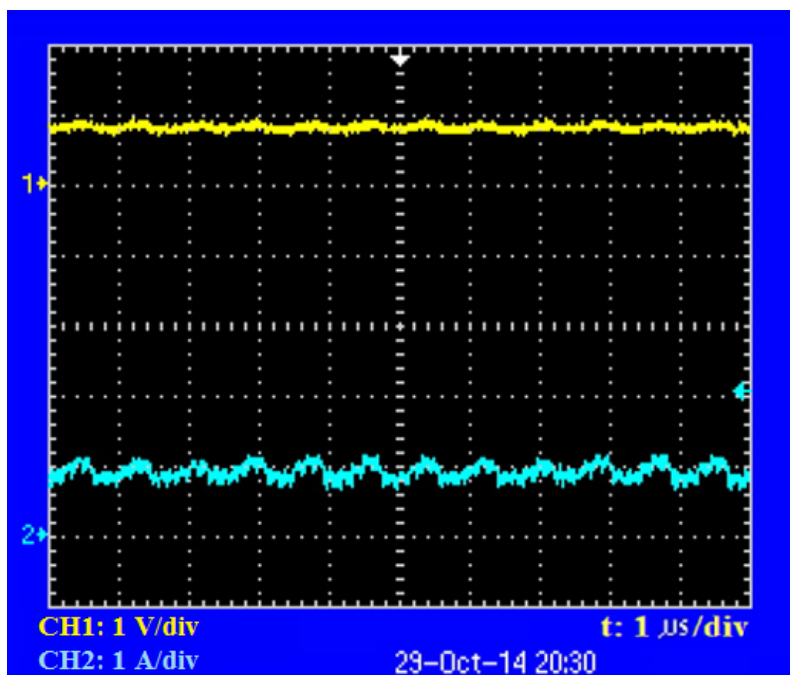
strukture sa šest spregnutih faznih induktora. Dvofazni induktor je imao faznu induktivnost  $L_s=650$  nH i koeficijent sprege između induktora  $|k|=0,1$ . Jednoslojni šestofazni spregnuti induktor, koji je predstavljen u prethodnim poglavljima, sa namontiranim feritnim jezgrom CN20 imao je faznu induktivnost od 650 nH i koeficijent sprege između susednih induktora od  $|k|=0,3$ . Za simulaciju topologije sa dva spregnuta induktora upotrebljene su faze 1 i 4 jednoslojne strukture šestofaznog spregnutog induktora. Time je obezbeđeno da faze induktivnosti u oba slučaja budu jednake. Sprega između faznih induktora u oba slučaja je bila negativna.

Tokom ovog istraživanja korišćena je jednostavna metoda kod koje je odziv izlazne struje meren pomoću preciznog otpornika od 50 m $\Omega$  [54]. Otpornik je redno vezan u granu potrošača. Time je obezbeđeno merenje struje potrošača pomoću naponske sonde na krajevima otpornika od 50 m $\Omega$ . Ovakva postavka se najčešće koristi za detekciju tranzijentnog odziva kola [55]. Radna frekvencija kola tokom analize iznosila je 1,18 MHz. Merni rezultati na izlazu kola su dati na slikama 5.6 i 5.7.

Može se uočiti da je bolja filtracija izlaznih signala postignuta korišćenjem šestofaznog induktora u 6x1 radnom modu. Efikasnost kola ( $\eta$ , predstavlja odnos snage predate potrošaču na izlazu kola i utrošene ukupne snage) u radnom režimu 2x1 je iznosila 36,82% (potrošnja na ulazu iznosi  $U_{in}=5$  V/  $I_{in}=0,44$  A, vrednosti merene na izlazu iznose  $U_{out}=0.9$  V/  $I_{out}=0.9$  A). Na istoj frekvenciji, ali u radnom režimu 6x1 sa jednoslojnim šestofaznim spregnutim induktorom u kolu efikasnost kola je porasla na 41,28% ( $U_{in}=5$  V/  $I_{in}=0,35$  A,  $U_{out}=0.85$  V/  $I_{out}=0.85$  A). Može se zaključiti da je ovo značajno poboljšanje efikasnosti kola koje se može postići upotrebom simetričnog šestofaznog spregnutog induktora i povećanjem koeficijenata sprege između faza. Mnogi autori su ukazivali na potencijalna unapređenja efikasnosti sprežanjem faza [6, 7, 56].



Slika 5.6. Odziv kola u radnom režimu 2x1, (pri  $U_{in}=5$  V/  $I_{in}=0,44$  A, dobija se na CH1:  $U_{out}=0.9$  V/ CH2:  $I_{out}=0.9$  A)

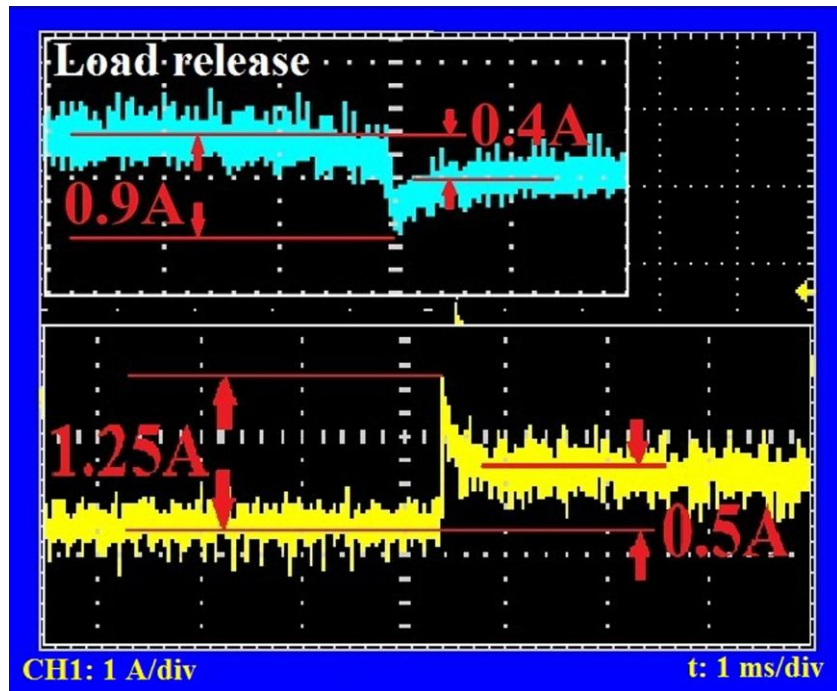


Slika 5.7. Odziv kola u radnom režimu 6x1, (pri  $U_{in}=5$  V/ $I_{in}=0,35$  A, dobija se na CH1: $U_{out}=0.85$  V/ CH2: $I_{out}=0.85$  A)

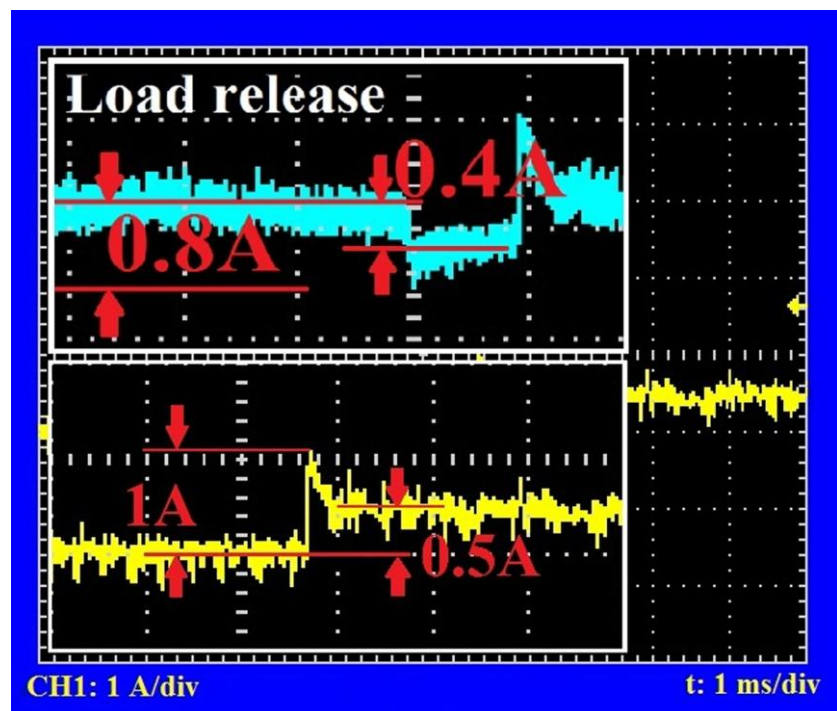
### 5.2.2. Odziv test kola na promenu opterećenja – tranzijentni odziv

Jedna od ključnih prednosti korišćenja spregnutih induktora, pored povećanja efikasnosti naponskih regulatora, jeste mogućnost postizanja boljeg odziva kola pri naglom porastu potrošnje. U prvom poglavlju je izvođenjem pokazano da odgovarajuće sprege između faza dovode do smanjenja induktivnosti faznih induktora u prelaznom režimu naponskog regulatora. Time se obezbeđuje bolji tranzijentni odziv naponskog regulatora i kvalitetno snabdevanje potrošača [6, 7, 57-62]. U cilju sveobuhvatne analize fabrikovanih uzoraka pristupilo se analizi tranzijentnog odziva test kola u dva radna režima. Postoje različite metode i oprema za analizu tranzijentnog odziva naponskih regulatora [63].

Poput analize izlaznih signala u prethodnom odeljku, tranzijentni odziv je analiziran u radnim režimima 2x1 i 6x1 korišćenjem istih uzoraka induktora [55]. U skladu sa mogućnostima kola, sprovedena je analiza odziva kola na iznenadnu promenu opterećenja gde izlazna struja ima skok sa 2 A na 2.5 A. Osim toga, analizirana je i brzina odziva u slučaju kada se izlaz kola naglo rastereti i izlazna struja opadne sa 1.4 A na 1 A. Na slikama 5.8 i 5.9 su izdvojeni rezultati brzine odziva test kola u radnim režimima 2x1 i 6x1. Tranzijentni odziv je meren, na ranije opisanom, keramičkom preciznom otporniku od 50 mΩ. Ovaj otpornik je upotrebljen za detekciju brze promene struje iz razloga što strujna sonda zbog svoje unutrašnje induktivnosti ima vrlo spor odziv na promene merenog signala, dok keramički otpornik poseduje zanemarljivo malu unutrašnju induktivnost. Analizom dobijenih rezultata sa slika 5.8 i 5.9 se može zaključiti da se sa šestofaznim induktorom u radnom režimu 6x1 dobija bolje filtriranje izlaznog signala, manji „pik” struje i brži tranzijentni odziv u poređenju sa uobičajenom konfiguracijom sa dve spregnute faze.



Slika 5.8. Tranzijentni odziv test kola u radnom režimu 2x1



Slika 5.9. Tranzijentni odziv test kola u radnom režimu 6x1

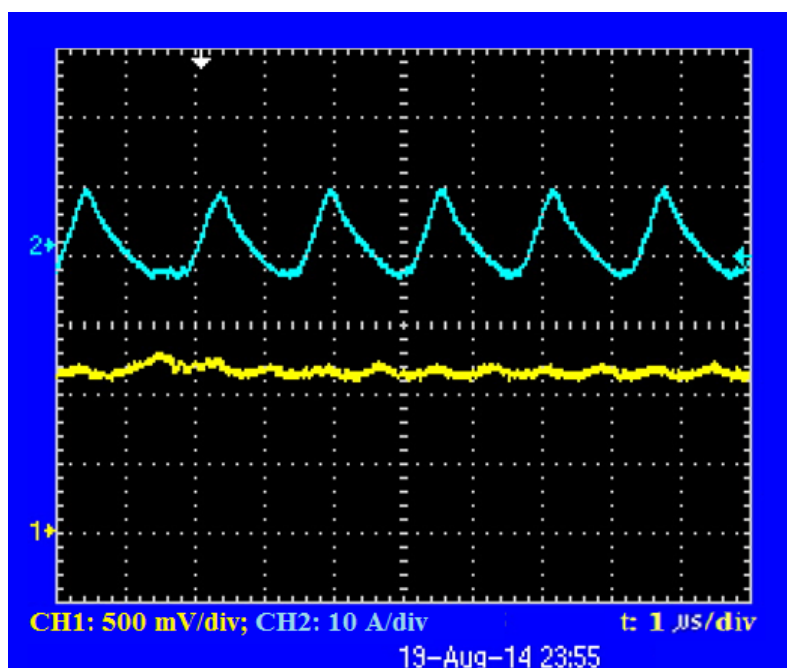


### 5.2.3. Fazne struje induktora

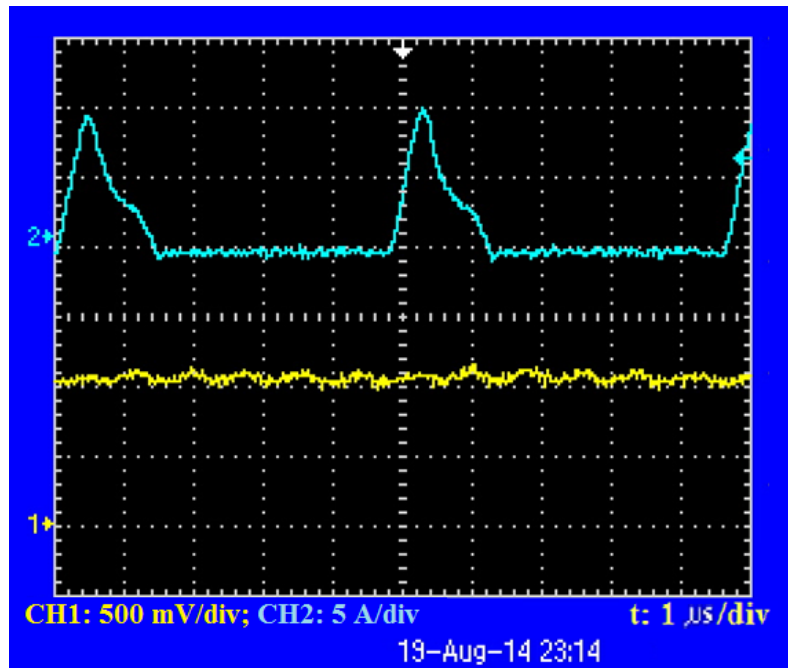
Da bi se formirala potpuna slika performansi analiziranog prototipa induktora, sprovedena je analiza još jedne njegove bitne karakteristike. U pitanju je analiza fazne struje induktora. Fazna struja, odnosno njena talasnost, značajno utiče na efikasnost kola. Sprezanjem susednih faza se teži upravo smanjenju talasnosti faznih struja. U isto vreme, simetričnost između faza je jako bitna osobina jer balansiranošću faza ne dolazi do nepredviđenih skokova fazne struje i dobija se veća efikasnost kola.

U nastavku će, kao i u prethodnom delu ovog poglavlja, biti analizirane varijante test kola u radnim režimima 2x1 i 6x1. Ovde neće biti testirane varijante nesimetričnih struktura i poređenja sa njima, jer je još ranije dokazano da simetričnost struktura unapređuje karakteristike faznih struja [6, 13, 28, 31, 32].

Na slici 5.10 je predstavljen signal fazne struje u toku rada test kola u režimu 2x1. Struja je snimljena pomoću strujne sonde u odnosu 1/10. Kada se uvrsti razmera, može se izračunati da amplituda fazne struje u 2x1 radnom režimu test kola iznosi 13.5 A. Na slici 5.11 je prikazana fazna struja induktora sa šest spregnutih faza u radnom režimu 6x1 na istoj frekvenciji kao i za slučaj 2x1. Amplituda fazne struje u režimu 6x1 iznosi 10 A, čime se može konstatovati da je došlo do smanjenja talasnosti fazne struje u režimu 6x1. Samim tim dolazi do porasta efikasnosti kola, što je već komentarisano u odeljku 5.2.1.

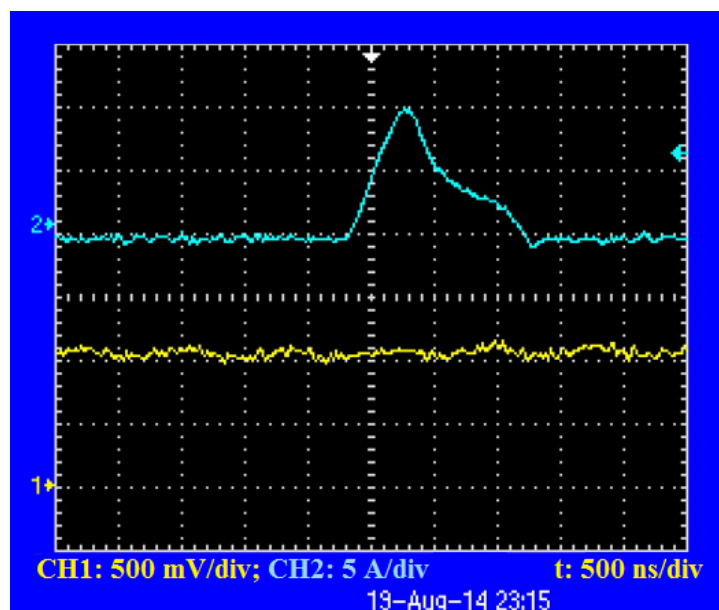


Slika 5.10. Fazna struja u radnom modu 2x1 (na CH2:13.5 A)



Slika 5.11. Fazna struja u radnom modu 6x1 (na CH2:10 A)

Ono što je potrebno dodatno prokomentarisati jeste oblik fazne struje u šestofaznom spregnutom induktoru. Usled simetričnosti strukture, sve fazne struje su jednake i postiže se dobra balansiranost između faza. Detalj koji se može uočiti kod razvučenog signala fazne struje jeste njegov „sedlasti” oblik (Slika 5.12). Ovaj oblik se javlja kao posledica sprege susednih faza i što je koeficijent sprege veći, strmina opadanja fazne struje je manja. Ovakvo ponašanje spregnutih faza smanjuje amplitude faznih struja i doprinosi unapređenju efikasnosti naponskih regulatora.



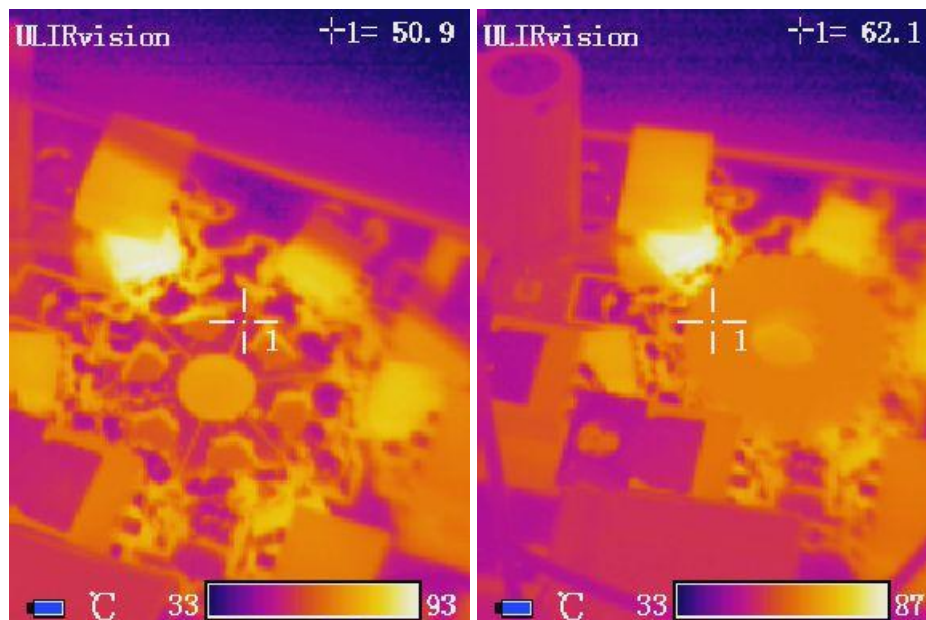
Slika 5.12. „Sedlasti” oblik fazne struje

### 5.2.4. Analiza temperaturnih svojstava komponente u radnim uslovima

Temperaturna svojstva i raspodela toplote kroz uzorak u toku rada analizirani su pomoću termalne kamere ULIRVision TI160. Posmatran je uzorak induktora bez jezgra i uzorak induktora sa montiranim jezgrom. Radni režim kola u kome je testiran uređaj je opisan u odeljku 5.2.1, kolo je tokom testa radilo u radnom režimu 6x1.

Slika 5.13 prikazuje analize zabeležene termalnom kamerom. Temperatura induktora bez jezgra je bila 50.9°C, dok je temperatura induktora sa montiranim feritnim jezgrom C2025 porasla na 62.1°C. Kirijeva temperatura feritnog materijala C2025 iznosi 270°C, a materijala CN20 iznosi 185°C. Montirano jezgro blokira razmenu temperature sa okolinom čime smanjuje kvalitet hlađenja komponente uz dodatno zagrevanje koje nastaju usled gubitaka u jezgru [64]. Na povećanje temperature dodatno utiče i prenos toplote sa poluprovodničkih komponenti koje su smeštene blizu uzorka. Na MOSFET-ovima se javlja značajnije zagrevanje usled rada u prekidačkom režimu na višim frekvencijama. Može se, takođe, primetiti da se jedan od prekidačkih MOSFET-ova tokom rada više zagrevao od ostalih. Ovakvo ponašanje je posledica korišćenja 25% šireg upravljačkog impulsa na toj fazi (odziv kola je dat na slici 5.5).

Analiza raspodele toplote na uzorku je pokazala da je toplota bila ravnomerno raspoređena između svih faza u rada test kola. Iz tog razloga se može zaključiti da u radnim uslovima svi parametri i uzajamni uticaji unutar komponente zadržavaju simetričnost bez obzira na nivo opterećenja kola.



Slika 5.13. Snimak termalne kamere ULIRVision TI160, jednoslojni induktor u test kolu (a) bez jezgra and (b) sa jezgrom C2025

### **5.3. Zaključak**

Puštanjem komponente u rad i testiranjem iste u radnim uslovima, uočene su sve prednosti koje sa sobom nosi simetrični šestofazni induktor koji je tema ove disertacije. Napravljeno je uporedno testiranje sa najčešće korišćenom topologijom (kolo sa dve spregnute faze) i utvrđeno je da šestofazna simetrična struktura doprinosi poboljšanju efikasnosti kola, donosi brži tranzijentni odziv kola uz smanjenje talasnosti faznih struja. Simetričnost odziva je nedvosmisleno potvrđena, dok je i analiza raspodele toplote potvrdila da u radnim uslovima komponenta zadržava simetričnu raspodelu toplote između svih faznih namotaja. To doprinosi očuvanju svih međufaznih interakcija unutar komponente.

## 6. Analiza ostvarenih rezultata i budući rad

U prethodnih pet poglavlja predstavljeno je istraživanje tokom koga su projektovane i proizvedene dve inovativne simetrične strukture šestofaznih planarnih induktora sa spregnutim fazama. Nizom merenja i simulacija dobijeni su rezultati koji potvrđuju ostvarenje zadanog cilja, odnosno stvaranje simetrične komponente koja sadrži šest faznih namotaja identičnih karakteristika.

U nastavku ovog poglavlja biće ukratko predstavljeni najvažniji rezultati ovoga istraživanja, uočene pozitivne i negativne karakteristike komponenti i razmatrana njihova moguća unapređenja.

### 6.1. Rezime rada i dobijenih rezultata

Kompletna naučno-istraživačka aktivnost opisana je u ovom radu kroz prvih pet poglavlja. Svako od poglavlja predstavlja po jednu fazu istraživanja:

1. Prvo poglavlje daje uopšteno predstavljanje potreba modernih napajanja, konkretno višefaznih DC/DC konvertora, kao i sve ozbiljnije potrebe računarskih procesora i grafičkih kartica po pitanju kvaliteta napajanja. I kao najbitnije, opisuje pozitivan uticaj korišćenja spregnutih induktora na karakteristike ovih napajanja kroz poboljšanu efikasnost i manji broj korišćenih komponenti u kolu.
2. Drugo poglavlje je, zapravo, rezime do sada urađenog u oblasti projektovanja spregnutih induktora, gde je najveći akcenat stavljen na analizu modela urađenih u planarnoj tehnologiji i slučajeve gde su korišćena mahom feritna jezgra. Analize iz ovog poglavlja su poslužile kao odlična osnova za formiranje liste zahteva i potreba kojima se autor rukovodio tokom razvoja koncepta koji je proizašao kao rezultat ove disertacije.
3. U trećem poglavlju su opisani koraci projektovanja i razvoja komponente. Date su osnovne analize električnih svojstava proizvedenih uzoraka, kao i strukturne i mehaničke analize feritnih materijala. Analizom osnovnih električnih parametara i mehaničkih svojstava prototipova jezgra, izvršena je selekcija feritnih materijala koji su najprikladniji za izradu jezgra i primenu u projektovanim strukturama.
4. Četvrto poglavlje donosi eksperimentalne rezultate faznih parametara  $L$ ,  $R$  i  $k$  između faza unutar strukture. Osim toga, izvršene su simulacije u Comsol multiphysics softveru čime su potvrđeni eksperimentalni rezultati, ali i prikazana analiza raspodele linija vektora magnetske indukcije unutar komponente. Dobijeni rezultati potvrdili su simetričnost faznih karakteristika projektovanih struktura.

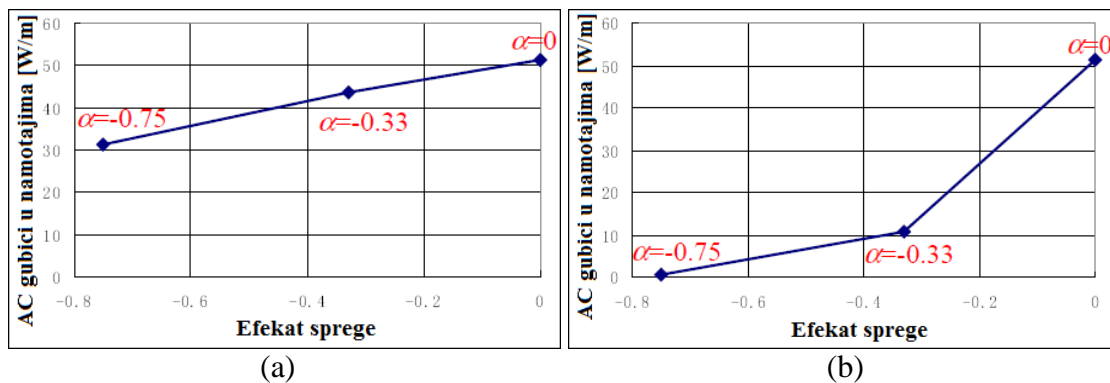
5. U petom poglavlju su posmatrane karakteristike komponente u radnim uslovima. Potvrđeno je da njena simetričnost i korišćenje više spregnutih faza pozitivno utiče na efikasnost kola kao i na brzinu odziva. Uopšteno govoreći, iako je izvršena najjednostavnija analiza u radnim uslovima, uočen je značajan doprinos u poboljšanju karakteristika kola kada se u njemu koristi projektovani višefazni induktor.

## 6.2. Fazna induktivnost, otpornost i koeficijent sprege

Merenjima otpornosti i induktivnosti faznih namotaja potvrđena je simetričnost dobijene komponente, odnosno jednakost analiziranih električnih i magnetnih parametara svih faza. Koeficijent sprege koji je takođe određen eksperimentalnom metodom jednak je između svih susjednih faza, ali i između svih simetrično raspoređenih faza. To je najbolje opisano kroz jednakosti (6.1) koje su razmatrane u 4 poglavlju:

$$\begin{aligned} k_{12}=k_{23}=k_{34}=k_{45}=k_{56}=k_{61}, \\ k_{13}=k_{24}=k_{35}=k_{46}=k_{51}=k_{62}, \\ k_{14}=k_{25}=k_{36}=k_{41}=k_{52}=k_{62}. \end{aligned} \quad (6.1)$$

Izmerene vrednosti ovih koeficijenata su date u tabeli 4.1. u četvrtom poglavlju. Maksimalna vrednost koeficijenta sprege između susjednih faza jednoslojne strukture iznosi 0.33 dok je kod dvoslojne 0.41. Postignute vrednosti ulaze u red zadovoljavajućih jer rezultati određenih istraživanja svedoče da upravo  $k \geq 0.33$  donosi značajno smanjenje AC gubitaka u kolima naponskih regulatora. Na slici 6.1, dati su primeri iz disertacije P.L.Wonga [5]. Treba istaći da su se daljim rastom koeficijenata sprege postizale još bolje performanse naponskih regulatora. Analiza je izvršena na planarnim strukturama sa dva spregnuta fazna induktora. Ovaj podatak je dovoljan razlog da se u budućnosti obrati više pažnje na pronalaženje mogućnosti za unapređenje postignutih koeficijenata sprege između faznih induktora unutar komponente. Komponenta koja je tema ove disertacije jeste višefazna simetrična komponenta i to su njene velike prednosti u odnosu na Wongov dvofazni model o čemu je i pisano, ali bi značajno unapređenje za ovu komponentu predstavljalo povećanje koeficijenta sprege između faza.



Slika 6.1. Analiza smanjenja AC gubitaka korišćenjem negativne sprege između faza, a) standardni slučaj, b) slučaj gde su smanjeni vazdušni procepi u bočnim granama planarne strukture

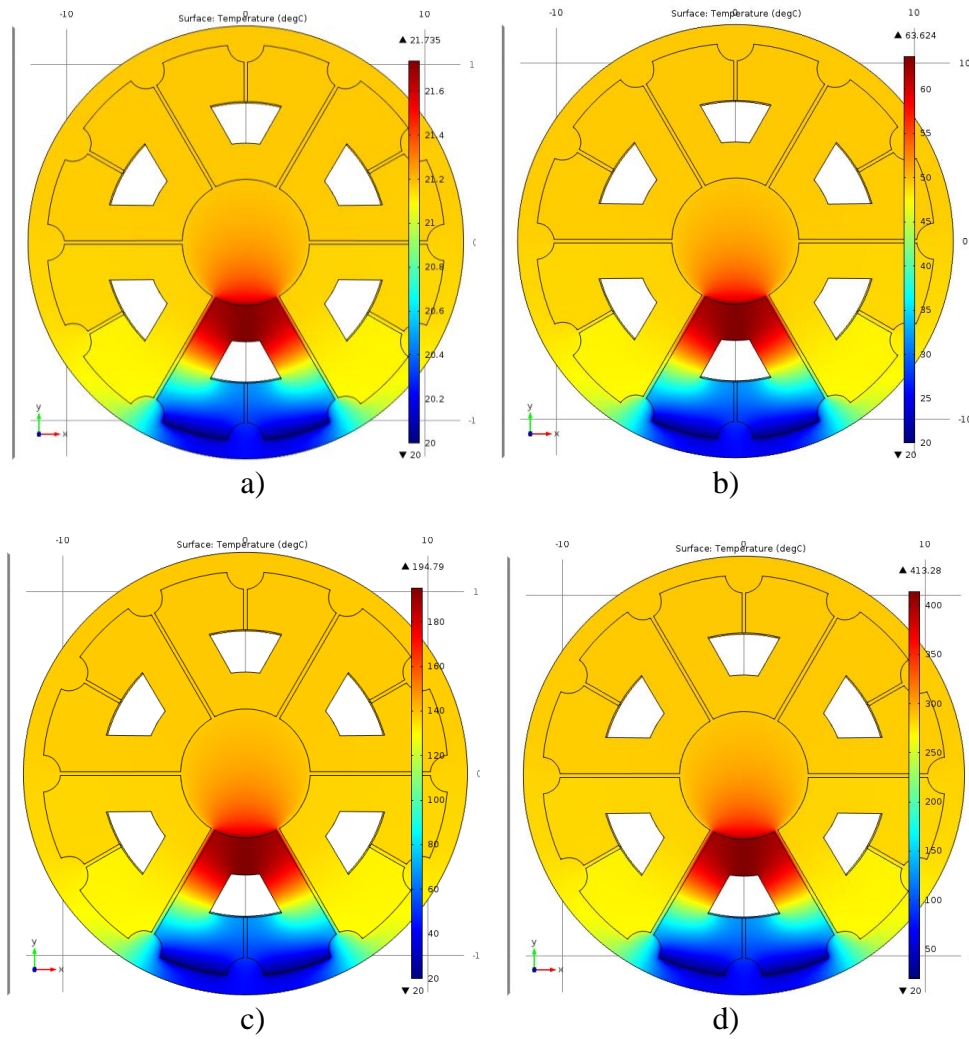
Postoje moguća strukturna poboljšanja pomoću kojih bi se unapredila fazna induktivnost, otpornost i koeficijent sprege. Korišćenjem feritnog materijala veće permeabilnosti poput MnZn postiglo bi se povećanje fazne induktivnosti i koeficijenta sprege. Formiranjem induktorske strukture sa više namotaja takođe se može povećati fazna induktivnost, ali u tom slučaju treba biti oprezan jer dolazi do rasta otpornosti faze usled čega dolazi do rasta Džulovih gubitaka. Kada pričamo o koeficijentu sprege, između namotaja smeštenih u istom sloju se može poboljšati smanjenjem njihovog međusobnog rastojanja. Naime, na testiranim strukturama rastojanje je 200  $\mu\text{m}$  i ono se može smanjiti na 100  $\mu\text{m}$  [65], što je donja granica kod primenjene tehnologije. Time bi se dobila bolja uzajamna sprega u susednim namotajima istog sloja. Spregu između dva sloja je moguće unaprediti smanjenjem rastojanja između slojeva [66]. Postoji još jedan način za povećanje koeficijenta sprege, a to je formiranje vazdušnih procepa u faznim granama jezgra. Povećanjem vazdušnog procepa smanjuje se fazna induktivnost, ali dolazi do povećanja koeficijenta sprege između njih bez promene rastojanja između faznih namotaja [65].

### 6.3. Raspodela toplote u bakarnim namotajima PCB-a

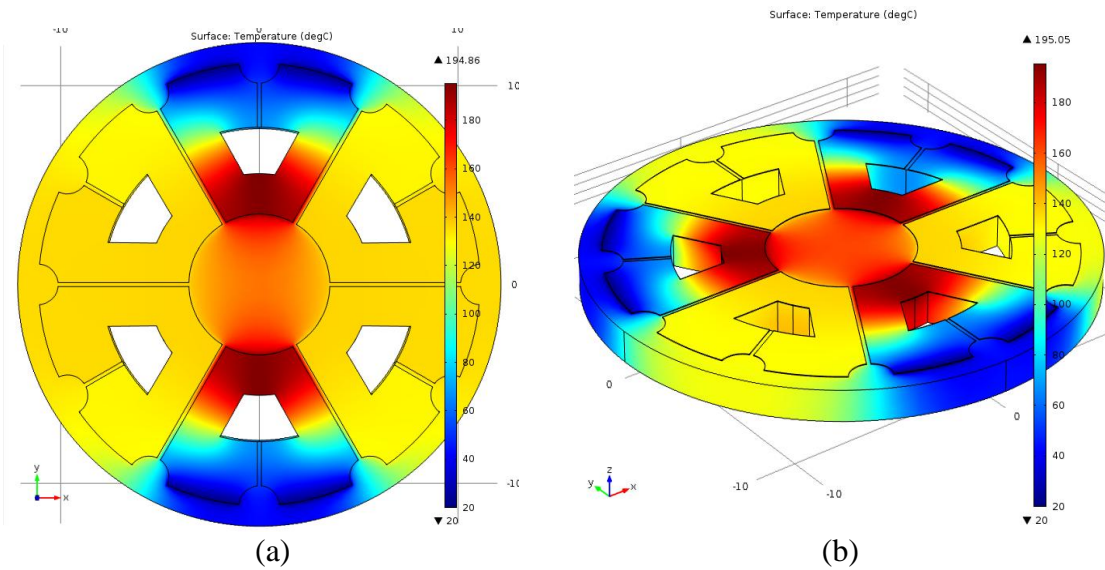
Snimak termalnom kamerom koji je predstavljen u prethodnom poglavlju pokazao je da je toplota ravnomerno raspoređena između faza i da su radni uslovi za sve faze u radnom režimu iste. Međutim, preciznija analiza u simulacionom softveru dala je interesantne rezultate [67].

Prilikom analize komponente u simulacionom softveru Comsol, analizirana je raspodela toplote na namotajima projektovane jednoslojne bakarne strukture koja se nalazi u vazduhu. Analiza je rađena samo na jednoslojnoj strukturi zbog sličnosti između oblika bakarnih namotaja kod jednoslojne i dvoslojne strukture. Izvršena je simulacija rasprostiranja toplote u bakarnim namotajima kada se kroz njih pusti kontinualna struja određenog intenziteta (slike 6.2 i 6.3). Dobijeni rezultati i temperaturni nivoi nisu eksperimentalno potvrđeni, ali ono što je sigurno uočljivo jeste izrazito neravnomerna raspodela toplote u bakarnim namotajima. Usled takvog ponašanja u radnim uslovima, postoji mogućnost da dođe do lokalnih pregrevanja u bakarnim namotajima koja bi se prenela i na jezgro. Ovo može nepovoljno uticati na porast gubitaka u namotajima, kao i na pogoršanje magnetnih svojstva feritnih materijala u slučaju dostizanja Kirijeve temperature u određenim zonama komponente.

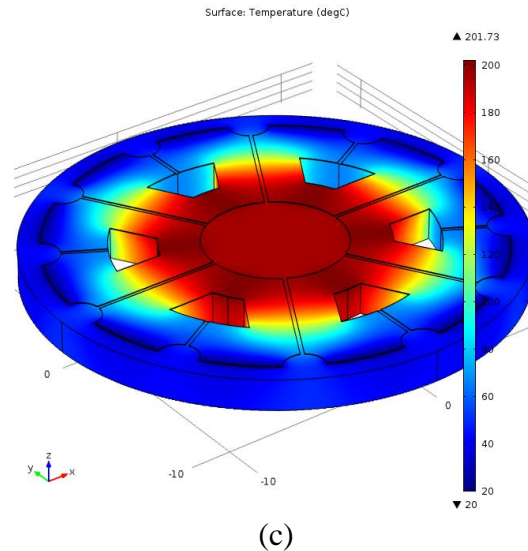
Ovakvo ponašanje predstavlja manu dobijenih komponenti i treba da bude predmet daljih istraživanja. Dobijene rezultate simulacija je potrebno potvrditi kroz eksperimentalne analize, a zatim optimalno rešenje treba tražiti kroz proširenje površine namotaja u kritičnoj zoni pregrevanja ili kroz povećanje debljine bakarnog sloja namotaja. Kod povećanja debljine bakarnog sloja treba biti oprezan, jer sa rastom debljine provodnika raste uticaj skin efekta. Iz tog razloga je potrebno pronaći kompromisno rešenje između povećanja provodnosti i rasta gubitaka usled skin efekta [39, 40]. Takođe, za slučajeve potrošača velike snage, postoji mogućnost da se koriste feritni materijali sa višim vrednostima Kirijeve temperature.



Slika 6.2. Simulacija širenja toplote u bakarnim namotajima jednoslojne strukture kada kroz njih protiče jednosmerna struja od a) 1A, b) 5A, c) 10A i d) 15A







Slika 6.3. Prostorni prikaz raspodele toplote kroz jednoslojnu strukturu gde su aktivne, a) 1 i 4 faza, b) 1, 3 i 5 faza, c) svih šest faza

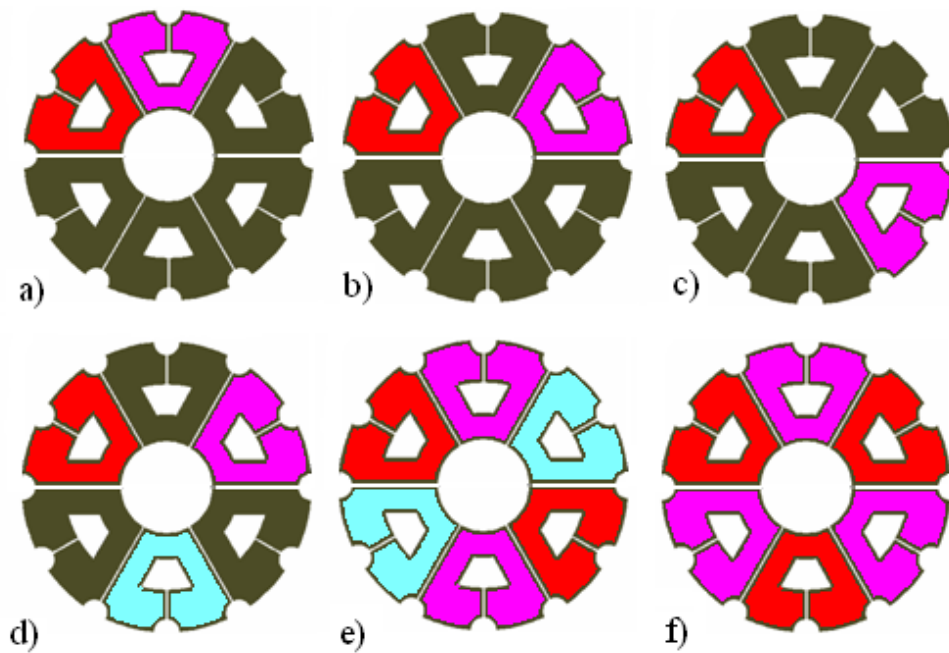
## 6.4. Mogućnost detaljnije analize komponente u radnom režimu – upotreba naprednog test kola

Testiranje komponente u radnom režimu koje je opisano u 5 poglavlju donelo je zanimljive rezultate i inicijalne dokaze da je novi koncept doneo značajna unapređenja i potvrdio neke odlične karakteristike projektovanih šestofaznih simetričnih induktora. Međutim, razvijeno test kolo ima skromne mogućnosti i za dobijanje kvalitetnijih rezultata bilo bi potrebno upotrebiti mnogo kvalitetnije kolo za izvođenje testova u radnim uslovima.

Analizom ponude na tržištu i rešenja korišćenih u nekim od naučnih istraživanja [68-70], otkriveno je jako kvalitetno kolo šestofaznog naponskog regulatora Intersil ISL6327 [71]. Ovo kolo (slika 6.4) poseduje šest kontrolabilnih faznih kanala i kontrolu izlazne struje. Korišćenjem ovakvog kola bi se mogle dobiti analize pri različitim radnim režimima i faktorima ispunje aktivnih faza. Na slici 6.5 su ilustrovani samo neki od radnih režima koji bi se mogli primenjivati. Istim bojama su obeležene faze koje bi se istovremeno aktivirale tokom testova. Osim eksperimentisanja sa rasporedom aktivnih faza i istovremenog aktiviranja više faza, jako interesantno bi bilo analizirati uticaj promene faktora ispunje upravljačkog signala između 25 – 75% i mogućih upravljačkih strategija [72, 73].



Slika 6.4 Intersil ISL6327 šestofazni buck konvertor demo ploča



Slika 6.5. Ilustracija kombinacija uključivanja faza

## 6.5. Naučno-istraživački rad i objavljeni rezultati

Rezultati ovog istraživanja su objavljeni u međunarodnim časopisima i na naučnim skupovima. U međunarodnom naučnom časopisu (SCI, M22, IF: 1.213) objavljen je naučni rad usko vezan za temu disertacije:

1. N. Lecic, G. Stojanovic, S. Djuric, and E. Laboure, „Design and Analysis of Planar Symmetric Six-Phase Coupled Inductors”, IEEE Trans. Magn., vol 51, no. 6, June 2015.

Zatim, takođe u međunarodnom naučnom časopisu (SCI, M23, IF: 0.122), objavljen je naučni rad koji se bavi analizom feritnih materijala:

1. G. Stojanović, N. Lečić, M. Damnjanović, and Lj. Živanov, “Electrical and temperature characterization of NiZn ferrites,” International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, vol. 35, no. 3, pp. 165-176, Mar. 2011.

Dok su dva rada objavljena na skupovima od međunarodnog značaja (M33):

1. N. Lečić, A.C.M. Kuniyil, G. Stojanović, „Characterization of Ferrite Materials Used as a Core for Multi-Phase Coupled Inductors”, International Conf. and Expo. EPE2014, pp. 917-920, Oct. 2014.
2. N. Lečić, A.C.M. Kuniyil, G. Stojanović and A. Pajkanović, „Low-Cost Multi-Phase DC/DC Buck Converter Test Circuit with Simple Control for Testing Multi-Phase Inductors”, INDEL2014, pp. 282-284, Nov. 2014.

## 6.6. Zaključak

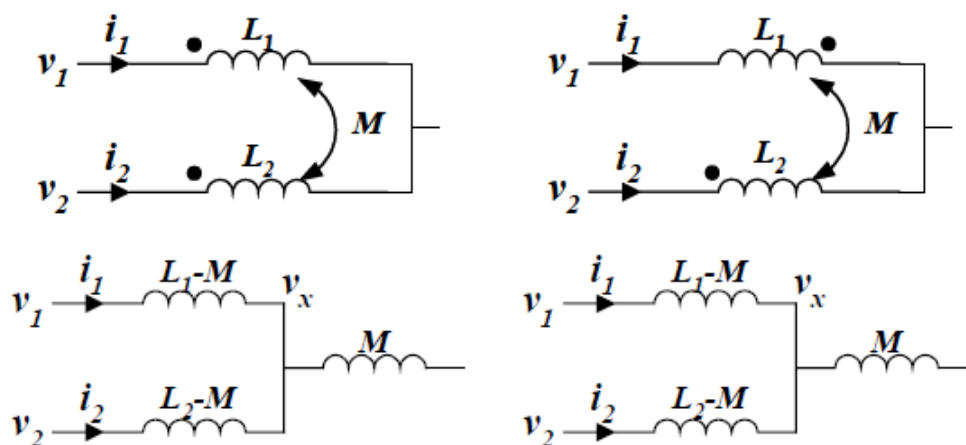
U ovom poglavlju su predstavljene sve prednosti i mane konstrukcije i dobijenih rezultata. Navedena su moguća unapređenja i dodatne analize koje bi trebalo sprovesti u budućnosti. Svako od mogućih poboljšanja i navedenih metoda testiranja donose potencijano poboljšanje performansi projektovane komponente i ukazuju na veliki potencijal predstavljenog koncepta.

Osnovni cilj implementacije više faza u jednu komponentu, njene minijaturizacije i postizanja visokih performansi [6, 13, 39, 40, 74, 75], u velikoj meri je zadovoljen i prikazan u prethodnih 5 poglavlja, ali postoji još prostora za unapređenja od kojih su neka navedena u ovom poglavlju. Ona će biti predmet budućeg rada i istraživanja.

## Prilog A

Pošto induktori mogu biti spregnuti pozitivnom i negativnom spregom, ang je analizirao i jednu i drugu varijantu. Na slici A.1, Wong [5] je obe varijante predstavio kroz ekvivalentne šeme, gde se  $M$  može predstaviti preko induktivnosti induktora  $L$  i koeficijenta sprege  $k$ :

$$M = k \cdot L, (-1 < k < 1) . \quad (\text{A.1})$$



Slika A.1. Ekvivalentne šeme za: a) pozitivnu spregu ( $M > 0$ ) i b) negativnu spregu ( $M < 0$ ) induktora

Obe varijante spregnutih induktora, koje su definisane na prethodno opisani način, mogu biti predstavljene jednačinom (A.2):

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M \\ M & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} di_1/dt \\ di_2/dt \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Za slučaj nespregnutih induktora ( $M=0$ ):

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} di_1/dt \\ di_2/dt \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$v_1$  i  $v_2$  su naponi i na induktorima  $L_1$  i  $L_2$ .  $V_a$  predstavlja napon pri uključenju gornjih prekidača, dok napon  $V_b$  odgovara uključenju donjih prekidača.

$$\begin{cases} V_a = V_{in} - V_o \\ V_b = -V_o \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

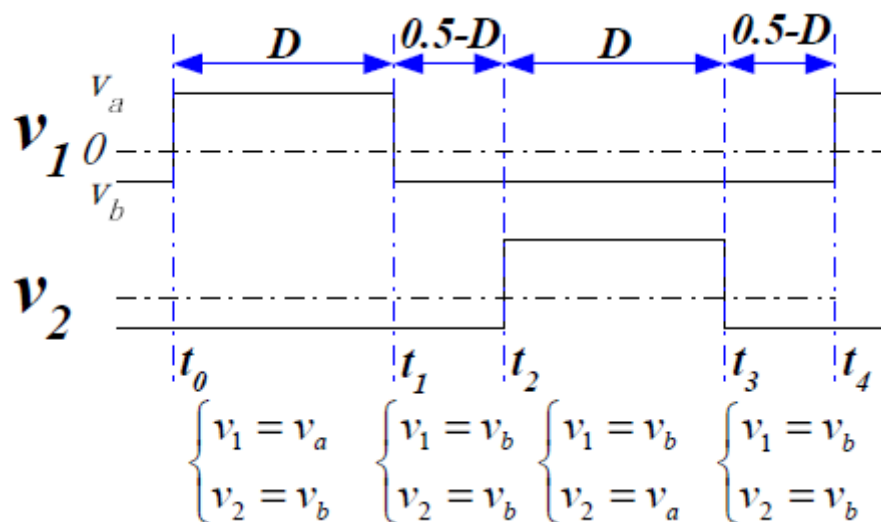
$V_{in}$  i  $V_o$  su ulazni i izlazni naponi konvertora. Kod buck konvertora važi  $V_{in}=D \cdot V_o$ . Tada se odnos između  $V_a$  i  $V_b$  može predstaviti kroz:

$$D \cdot V_a = -(1-D) \cdot V_b = -D' \cdot V_b \quad (\text{A.5})$$

Da bi se izvršilo adekvatno poređenje spregnutih i nespregnutih induktora jednačina (A.2) je svedena na sledeći oblik:

$$\begin{bmatrix} v_1 - \frac{M}{L} \cdot v_2 \\ v_2 - \frac{M}{L} \cdot v_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - \frac{M^2}{L} & 0 \\ 0 & L - \frac{M^2}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} di_1/dt \\ di_2/dt \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Ako se iz (A.6) izvede odnos  $v_1$  i  $v_2$ , tada se sprega induktora može razložiti i induktori se predstaviti kao nespregnuti. To omogućava da se izvrši uporedna analiza spregnutih i nespregnutih induktora. Talasni oblici napona induktora  $v_1$  i  $v_2$  za radni režim  $D < 0.5$  su predstavljeni na slici A.2.



Slika A.2. Talasni oblici napona induktora

Prekidački ciklus je podeljen u četiri intervala. U intervalu  $(t_0-t_1)$  gornji prekidač prvog kanala je uključen ( $v_1=V_a$ ) i donji prekidač drugog kanala je uključen ( $v_2=V_b$ ). Odnos napona dva induktora, u tom slučaju može da se predstavi kao:

$$v_1 = -\frac{D'}{D} \cdot v_2 \quad (\text{A.7})$$

Korišćenjem izraza (A.6) i (A.7), dobija se:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L - \frac{M^2}{L}}{1 + \frac{M}{L} \cdot \frac{D}{D'}} & 0 \\ 0 & \frac{L - \frac{M^2}{L}}{1 + \frac{M}{L} \cdot \frac{D'}{D}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} di_1/dt \\ di_2/dt \end{bmatrix}. \quad (\text{A.8})$$

Poređenjem jednačina nespregnutog (A.3) i spregnutog (A.8) induktora P.-L. Wong [5, 8, 9] je predstavio ekvivalentnu induktivnost prvog kanala u intervalu ( $t_0$ - $t_1$ ):

$$L_{eq1} = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{D}{D'} \cdot M}. \quad (\text{A.9})$$

U vremenskom intervalu ( $t_1$ - $t_2$ ) donji prekidači oba kanala su uključeni. Tada su naponi na oba kanala jednaki:

$$v_1 = v_2 = v_b \quad (\text{A.10})$$

Upotrebom jednačine (A.10), jednačina (A.6) je uprošćena:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L + M & 0 \\ 0 & L + M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} di_1/dt \\ di_2/dt \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Na osnovu jednačine (A.11) dobija se da ekvivalentna induktivnost prvog kanala u intervalu ( $t_1$ - $t_2$ ) može da se predstavi izrazom:

$$L_{eq2} = L + M . \quad (A.12)$$

Na sličan način se može dobiti izraz za induktivnost u intervalu  $(t_2-t_3)$ . Odnos napona dva kanala je:

$$v_1 = -\frac{D}{D'} \cdot v_2 . \quad (A.13)$$

Ekvivalentna induktivnost u intervalu  $(t_2-t_3)$  može biti predstavljena kao:

$$L_{eq3} = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{D'}{D} \cdot M} . \quad (A.14)$$

Tokom intervala  $(t_3-t_4)$  naponi na induktorima su isti kao i tokom intervala  $(t_2-t_3)$ , te je ekvivalentna induktivnost u ovom intervalu jednaka  $L_{eq2}$ . Može se zaključiti da se javljaju tri različite ekvivalentne induktivnosti tokom prekidačkog ciklusa. Sa aspekta efikasnosti poželjno je da  $L_{eq2}$  ima malu vrednost jer se javlja u prelaznom (tranzijentnom) režimu rada konvertora, dok bi bilo poželjno da  $L_{eq1}$  i  $L_{eq3}$  imaju veliku vrednost jer su to induktivnosti stacionarnog stanja.

Kada je sprega pozitivna,  $M > 0$ :

$$\begin{cases} L_{eq1} = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{D}{D'} \cdot M} < L \\ L_{eq2} = L + M > L \\ L_{eq3} = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{D'}{D} \cdot M} < L \end{cases} \quad (A.15)$$

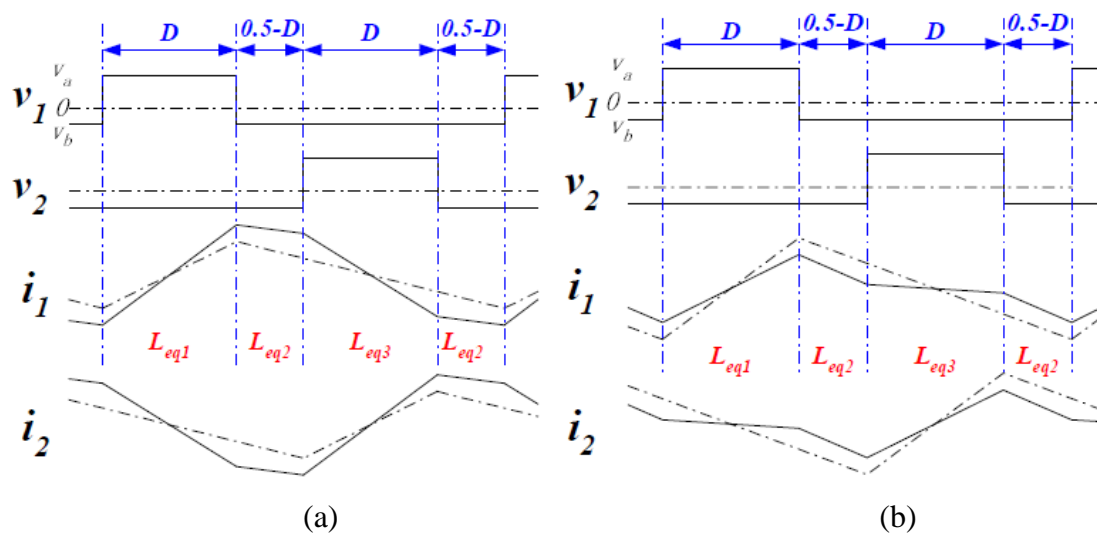
Pozitivna sprega induktora dovodi do veće talasnosti faznih struja u mirnom režimu usled manjih induktivnosti  $L_{eq1}$  i  $L_{eq3}$ .

Prilikom negativne sprege induktora magnetna sprega  $M < 0$ , stoga važi:



$$\left\{ \begin{array}{l} L_{eq1} = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{D}{D'} \cdot M} > L \\ L_{eq2} = L + M < L \\ L_{eq3} = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{D'}{D} \cdot M} > L \end{array} \right. \quad (\text{A.16})$$

Negativnom spregom induktora se dobija manja talasnost fazne struje u mirnom režimu. Na slici A.3. se može videti uticaj pozitivne i negativne sprege induktora na talasnost faznih struja.



Slika A.3. Struja induktora prilikom u kolu Buck konvertora sa dve spregnute faze (a) direktnom spregom i (b) inverznom spregom

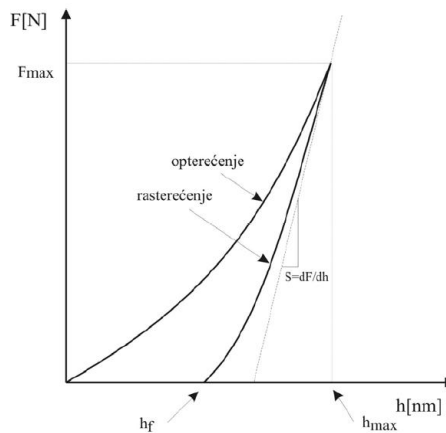
## Prilog B

Analiza mehaničkih svojstava ferita je izvršena na mehanički obrađenim gotovim jezgrima. Analiza mehaničkih karakteristika je izvršena instrumentalizovanim merenjem utiskivanja pomoću uređaja (nanoindenteru) Agilent G-200 (slika B.1), IIT metodom [76]. Instrumentalizovano merenje utiskivanja (*Instrumented Indentation Testing*-IIT), poznato i kao kontinualno merenje utiskivanja ili nano metoda za merenje tvrdoće, je relativno nova metoda mehaničkog testiranja, koja je proširila mogućnosti tradicionalnog merenja tvrdoće materijala. Detaljno je obrađena u disertaciji [77]. Razvoj ove metode bio je uzrokovan zahtevima tehnologije, kao što su mikroelektronika i industrija magnetnih memorijskih materijala, kao i potrebom za preciznim podacima o mehaničkim osobinama materijala na mikronskom i submikronskom nivou. Iako je IIT metoda razvijena radi ispitivanja mikro-karakteristika, ona se vrlo uspešno može primenjivati i na makroskopskom nivou. Ova tehnika je najznačajnija za određivanje mehaničkih karakteristika materijala kod kojih je, zbog specifičnosti njihove forme, nemoguće doći do podataka o željenim parametrima korišćenjem konvencionalnih metoda. Nakon približno 20 godina razvoja IIT je postala dominantna tehnika za ispitivanje osobina tankih filmova i slojeva. Keramike i drugi materijali visoke tvrdoće, takođe se često ispituju IIT metodom [78-80].



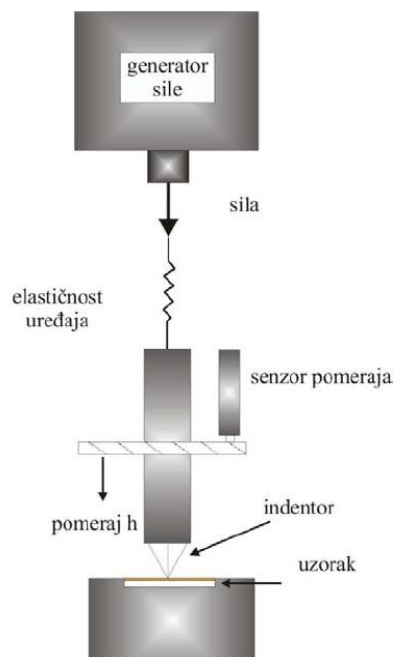
Slika B.1. Uobičajena konfiguracija nanoindentera Agilent G-200

Instrumentalizovano merenje utiskivanja omogućava merenje dubine prodiranja utiskivača  $h$  pod uticajem primenjene sile  $F$  u toku čitavog ciklusa testiranja i na taj način merenje i plastične i elastične deformacije materijala koji se testira (slika B.2).



Slika B.2. Tipična kriva zavisnosti primenjene sile i dubine otiska

Još jedna veoma važna prednost IIT rezultata jeste što se dobijeni podaci mogu koristiti za dobijanje mehaničkih osobina ispitivanih materijala bez direktnog snimanja slike samog otiska u materijalu. Ovo omogućava merenje mehaničkih osobina materijala na submikronskom nivou. Upotrebom preciznih tehnika, IIT-om je moguće dobiti mehanička svojstva materijala pomoću otisaka dubine od svega nekoliko nanometara. Na slici B.3 je data blok šema aparature za instrumentalizovano utiskivanje.



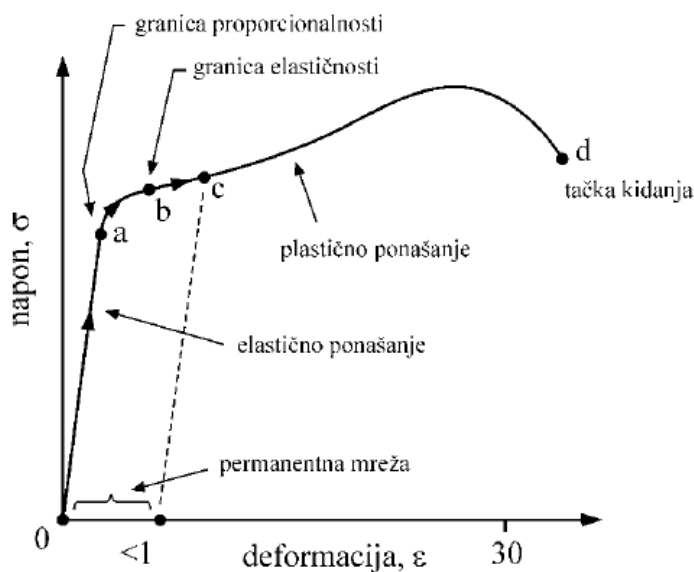
Slika B.3. Šema aparature za instrumentalizovano utiskivanje (IIT)

Zavisnost između mehaničkog napona i deformacije je najočiglednija kada se prikaže grafički. Primer dijagrama zavisnosti napona i deformacije dat je na slici B.4 [81].

Pravolinijski deo krive, od tačke  $0$  do tačke  $a$ , je oblast važenja Hukovog zakona u kojoj između napona i deformacije postoji linearna zavisnost. Tačka  $a$  označava *granicu*

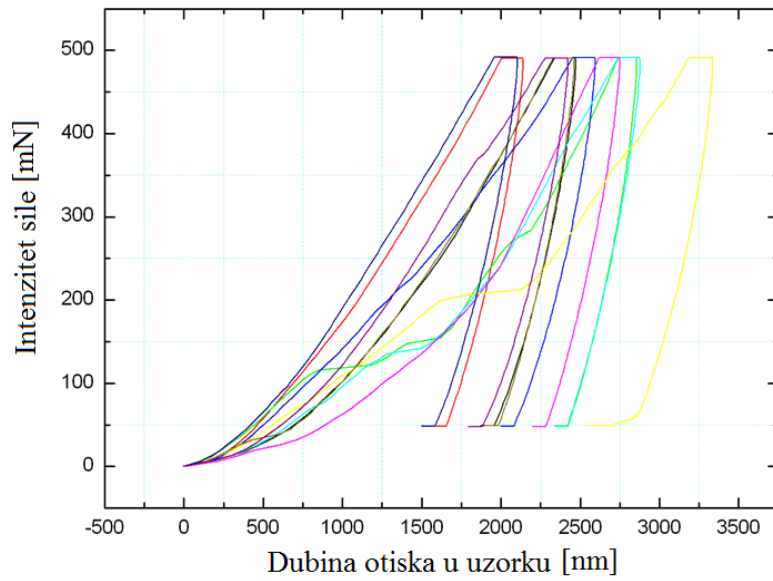
*proporcionalnosti*. Opseg elastičnih deformacija je nešto veći od opsega u kome postoji srazmernost između napona i deformacije. *Granicu elastičnosti* označava tačka *b*.

Deformacije iza tačke *b* više nisu elastične, što znači da po prestanku dejstava spoljašnje sile telo ne uspeva da se vrati u prvobitno stanje. Lakša deformacija tela, koja počinje da se uočava još od tačke *b*, postaje izrazito u tački *c* - *granici razvlačenja*. Tačka *d* odgovara vrednosti u kojoj dolazi do kidanja materijala i to je *granica otpornosti materijala*. Najveći mehanički napon koji je materijal mogao da izdrži naziva se *čvrstoća materijala*.

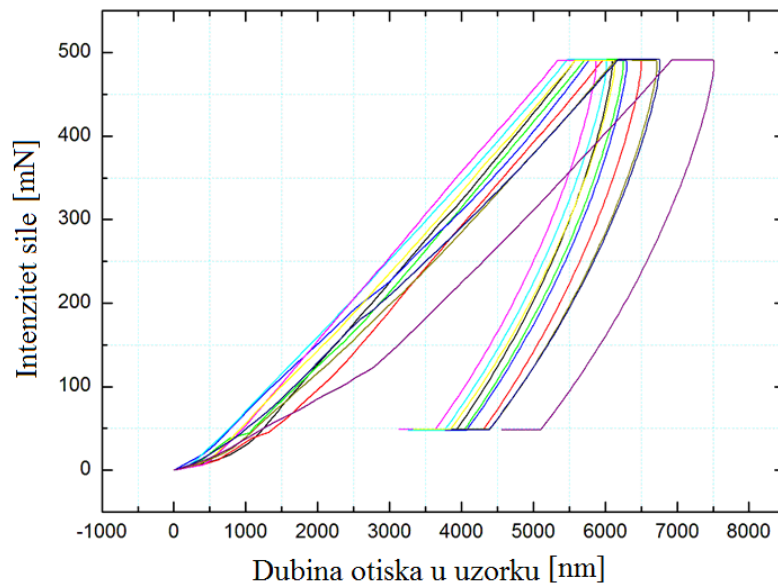


Slika B.4. Korelacija mehaničkog napona i deformacije

Slike dobijene SEM analizom (slika 3.13) predstavljaju unutrašnju strukturu feritnih materijala i na njima se vidi da materijal C2025 ima manju veličinu feritnih zrna koji ga sačinjavaju. Time se osigurava veći broj veza između zrna unutar strukture čime se blokiraju moguće dislokacije unutar materijala i ojačava njegova struktura [82]. Povećanje čvrstine smanjuje elastični modul materijala C2025 u poređenju sa materijalom CN20 što se ogleda u većoj strmini krive zavisnosti napona od deformacije. Međutim, na slici B.5a) se kod materijala CN20 uočava plastično ponašanje koje je glavni indikator nepovratnih deformacija koje nastaju u tom feritnom materijalu primenom određenog nivoa mehaničkog napona na njemu. Kada se uzme u obzir rezultat sa slike 3.16 i uporedi se sa podacima proizvođača feritnog materijala sa slike 3.2, može se zaključiti da se mehaničkom obradom jezgra više degradira permeabilnost feritnog materijala CN20. Na osnovu ova dva dokaza, može se zaključiti da je materijal CN20 osetljiviji na mehanički stres.



a)



b)

Slika B.5. Testiranje mehaničkih osobina feritnih materijala (a) CN20 and (b) C2025 na nanoindenteru Agilent-G200

# Literatura

- [1] "ISSCC Trends" [online], <http://isscc.org/trends/>
- [2] K. Lee, *Advanced Control Schemes for Voltage Regulators*, Ph.D. Dissertation, Virginia Tech Blacksburg, VA, March. 2008.
- [3] "Tom's hardware" [online], <http://www.tomshardware.com/>
- [4] "Futuremark" [online], <http://www.futuremark.com/benchmarks/pcmark7>
- [5] P.-L. Wong, *Performance Improvements of Multi-Channel Interleaving Voltage Regulator Modules with Integrated Coupling Inductors*, Ph.D. Dissertation, Virginia Tech Blacksburg, VA, March. 2001.
- [6] Y. Dong, *Investigation of Multiphase Coupled-Inductor Buck Converters in Point-of-Load Applications*, Ph.D. Dissertation, Virginia Tech Blacksburg, VA, July. 2009.
- [7] J. Gallagher, "Coupled inductors improve multiphase buck efficiency," *Power Electron. Technol.*, pp. 36 -42 Jan. 2006. [Online:] <http://powerelectronics.com/passive-components/coupled-inductors-improve-multiphase-buck-efficiency>
- [8] P.-L. Wong, P. Xu, B. Yang, and F. C. Lee, „Performance Improvements of Interleaving VRMs with Coupling Inductors,“ *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 16, no. 4, pp. 499-507, July 2001.
- [9] P.-L. Wong, Q. Wu, P. Xu, B. Yang and F. C. Lee, "Investigating Coupling Inductor in Interleaving QSW VRM," *IEEE APEC 2000*, pp. 973-978, 2000.
- [10] C. Wang, *Investigation on Interleaved Boost Converters and Applications*, Ph.D. Dissertation, Virginia Tech Blacksburg, VA, July. 2009.
- [11] Y. Qui, *High-Frequency Modeling and Analyses for Buck and Multiphase Buck Converters*, Ph.D. Dissertation, Virginia Tech Blacksburg, VA, Nov. 2005.
- [12] M. H. Lim, J. D. Van Wyk, F. C. Lee, and K. D. T. Ngo, "A Class of Ceramic-Based Chip Inductors for Hybrid Integration in Power Supplies," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 23, no. 3, pp. 1556 - 1564, May 2008.
- [13] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, and J. Ucheda, "Magnetic Integration for Interleaved Converters," *Applied Power Electronics Conf. and Expo, APEC '03*, vol. 2, pp. 1143 - 1149, Feb. 2003.
- [14] J.-P. Lee, H. Cha, D. Shin, K.-J. Lee, D.-W. Yoo, and J.-Y. Yoo, "Analysis and Design of Coupled Inductors for Two-Phase Interleaved DC-DC Converters," *Journal of Power Electronics*, vol. 13, no. 3, pp. 339-348, May 2013.
- [15] A. M. Schultz, C. R. Sullivan, „Voltage converter with coupled inductive windings, and associated methods“, US6362986 B1 patent, Voltera, inc., Mar. 2002.
- [16] „COOPER Bussmann“, [online] [http://www.cooperindustries.com/content/dam/public/bussmann/Electronics/Resources/product-datasheets/Bus\\_Elx\\_DS\\_4362\\_CPL\\_CPLA\\_CPLE\\_Series.pdf](http://www.cooperindustries.com/content/dam/public/bussmann/Electronics/Resources/product-datasheets/Bus_Elx_DS_4362_CPL_CPLA_CPLE_Series.pdf)

- [17] Z. Ouyang, O.C. Thomsen, M.A.E. Andersen, and T. Bjorklund, "Low Profile, Low Cost, New Geometry Integrated Inductors," in *Proc. IEEE APEC 2011*, pp. 150-156, Mar. 2011.
- [18] P. A. Morrow, C.-M. Park, H. W. Koertzen, and J. T. DiBene, "Design and Fabrication of On-Chip Coupled Inductors Integrated With Magnetic Material for Voltage Regulators," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 6, pp. 1678-1686, Jun. 2011.
- [19] F. Zheng, Y. Pei, Y. Liu, L. Wang, X. Yang, and Z. Wang, "Design Coupled Inductors for Interleaved Converters Using a Three-Leg Core", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 12, pp. 4697-4705, Dec. 2008.
- [20] Y. Dong, J. Zhou, F. C. Lee, and Ming Xu, „Twisted Core Coupled Inductors for Microprocessor Voltage Regulators“, *Trans. Power Electron*, vol.23, no.5, pp.2536-2545, Sept 2008.
- [21] Y. Dong, Y. Yang, F. C. Lee, and M. Xu, „The Short Winding Path Coupled Inductor Voltage Regulators“, *APEC.2008*, pp. 1446-1452, Feb. 2008.
- [22] J. Zhou, F.C. Lee, M. Xu, Y. Dong, „Multiphase voltage regulator having coupled inductors with reduced winding resistance“ US7199695 B1 patent, Virginia Tech Intellectual Properties, Inc., April 2007.
- [23] H. Kosai, S. McNeal, B. Jordan, J. Scofield, B. Ray, and Z. Turgut, "Coupled Inductor Characterization for a High Performance Interleaved Boost Converter," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 4812-4815, Oct. 2009.
- [24] J. Scofield, S. McNeal, B. Jordan, H. Kosai, and B. Ray, "Studies of Interleaved DC-DC Boost Converters with Coupled Inductors", Air-force research laboratory report, April 2011.
- [25] J. Czogalla, J. Li, and C. R. Sullivan, "Automotive Application of Multi-Phase Coupled-Inductor DC-DC Converter," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS2003*, vol. 3, pp. 1524 - 1529, Oct. 2003.
- [26] H. N. Nagaraja, D. K. Kastha, and A. Petra, "Design Principles of a Symmetrically Coupled Inductor Structure for Multiphase Synchronous Buck Converters," *IEEE Trans. Industrial Electron*, Vol. 58, no. 3, pp. 988-997, Mar. 2011.
- [27] S. Prabhakaran, T. O'Donnell, C. R. Sullivan, M. Brunet, S. Roy, and C. O'Mathuna, "Microfabricated coupled inductors for integrated power converters", *Journal of Magnetism and Mag. Materials*, vol. 290-291, pp. 1343-1346, April 2005.
- [28] Y. Dong, F. C. Lee, and M. Xu, „Evaluation of Coupled Inductor Voltage Regulators“, *APEC.2008*, pp. 831-837, Feb. 2008.
- [29] E. Laboure, A. Cuniere, T. A. Meynard, F. Forest, and E. Serrate, "A Theoretical Approach to InterCell Transformers, Application to Interleaved Converters," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 23, no. 1, pp. 464-474, Jan. 2008.
- [30] F. Forest, T. A. Meynard, E. Labouré, V. Costan, E. Sarrate, A. Cuniere, and T. Martire, „Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using Intercell Transformers“, *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 22, no. 3, pp. 934-942, May 2007.
- [31] I.G. Park and S.I. Kim, „Modeling and Analysis of Multi-Interphase Transformers for Connecting Power Converters in Parallel“, *IEEE PESC '97*, vol. 2, pp. 1164 - 1170, Jun 1997.

- [32] P. Zumel, O. Garcia, J.A. Cobos, and J. Ucheda, „Tight Magnetic Coupling in Multiphase Interleaved Converters Based on Simple Transformers”, APEC 2005, vol. 1, pp. 385 - 391, March 2005.
- [33] K. Guépratte, P-O. Jeannin, D. Frey, H. Stephan, “High Efficiency Interleaved Power Electronics Converter for wide operating power range”, Applied Power Electronics Conf. and Expo., APEC 2009, pp. 413 - 419, Feb. 2009.
- [34] W. Wu, N-C. Lee, G. Schuellein, “Multi-phase buck converter design with two-phase coupled inductors”, Applied Power Electronics Conf. and Expo., 2006. APEC '06, March 2006.
- [35] M. C. Gonzales, P. Alou, O. Garcia, J. A. Oliver, R. Prieto, J. A. Cobos, and H. Visairo, “Multiphase Converter Based on Transformer Coupling,” IEEE Trans. Power Electron, vol. 26, no. 10, pp. 2956-2968, Oct. 2011.
- [36] A. Van den Bossche and V. C. Valchev „Inductors and Transformers for Power Electronics“, Book published by Taylor&Francis group 2005.
- [37] W. G. Hurley and W. H. Wölflle „Transformers and inductors for power electronics”, Book published by A John Wiley and Sons, Ltd 2013.
- [38] Håkan Skarrie, „Design of Powder Core Inductors”, Licentiate Thesis, Lund University, 2001.
- [39] Z. Ouyang, Advances in Planar and Integrated Magnetics, Ph.D. Dissertation, Technical University of Denmark, Oct. 2011.
- [40] Z. Ouyang, and M. A. E. Andersen, “Overview of Planar Magnetic Technology – Fundamental Properties,” IEEE Trans. Power Electron, vol. 29, no. 9, pp. 4888-4900, Sept. 2014.
- [41] G. Stojanović, N. Lečić, M. Damnjanović, and Lj. Živanov, “Electrical and temperature characterization of NiZn ferrites,” International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, vol. 35, no. 3, pp. 165-176, Mar. 2011.
- [42] „Ceramic magnetics, inc“, [online] [www.cmi-ferrite.com/Materials/NiZn.htm](http://www.cmi-ferrite.com/Materials/NiZn.htm)
- [43] O. Caltun, M. Feder, A. Sava, “Ni-Zn Ferrites for High Frequency”, ANALELE STIINTIFICE ALE UNIVERSITATII "AL.I.CUZA" DIN IASI Tomul XLV-XLVI, s. Fizica Stării Condensate, pp.51-55, 1999-2000.
- [44] S. Wu, A. Sun, W. Xu, Q. Zhang, F. Zhai, P. Logan, A. A. Volinsky, “Iron-based soft magnetic composites with Mn–Zn ferrite nanoparticles coating obtained by sol–gel method” Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 324, pp. 3899–3905, 2012.
- [45] The Effect of Stress on Initial Permeability in Ferrite Cores, white pages (<http://www.rfglobalnet.com/doc/the-effect-of-stress-on-initial-permeability-0002>).
- [46] N. Lečić, A.C.M. Kuniyil, G. Stojanović, „Characterization of Ferrite Materials Used as a Core for Multi-Phase Coupled Inductors”, International Conf. and Expo. EPE2014, pp. 917-920, Oct. 2014.
- [47] „COMSOL Multiphysics”, [online] <http://www.comsol.com/comsol-multiphysics>
- [48] N. Lecic, G. Stojanovic, S. Djuric, and E. Laboure, „Design and Analysis of Planar Symmetric Six-Phase Coupled Inductors”, IEEE Trans. Magn., vol 51, no. 6, June 2015.
- [49] C. Collins and M. Duffy, “Distributed (Parallel) Inductor Design for VRM Applications,” IEEE Trans. Magn., vol. 41, no. 10, pp. 4000-4002, Oct. 2005.



- [50] S. Djuric, G. Stojanovic, M. Damnjanovic, and E. Laboure, „Analysis of Coupling Effect in Different Meander-type Winding Planar Transformers”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no.7, pp. 3993-3996, July 2013.
- [51] N. Lečić, A.C.M. Kuniyil, G. Stojanović and A. Pajkanović, „Low-Cost Multi-Phase DC/DC Buck Converter Test Circuit with Simple Control for Testing Multi-Phase Inductors”, *INDEL2014*, pp. 282-284, Nov. 2014.
- [52] „Atmel“ [online] <http://www.atmel.com/Images/doc1477.pdf>
- [53] „Tektronix“ [online] <http://www.tek.com/>
- [54] „Metalband resistors, type MPC“ [online], <http://www.farnell.com/datasheets/72873.pdf>
- [55] „Texas Instruments” [online], <http://www.ti.com/lit/an/snoa507/snoa507.pdf>
- [56] P. Xu, J. Wei, and F. C. Lee, “Multiphase Coupled-Buck Converter—A Novel High Efficient 12 V Voltage Regulator Module”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, pp. 74-82, Jan. 2003.
- [57] W. Huang, G. Schuellein, and D. Clavette, “A Scalable Multiphase Buck Converter with Average Current Share Bus”, *Applied Power Electron. Conf. and Expo. APEC '03*, vol. 1, pp. 438-443, Feb. 2003.
- [58] G. Zhu, B. A. McDonald, K. Wang, „Modeling and Analysis of Coupled Inductors in Power Converters“, *IEEE Trans Power Electron.*, vol. 26, pp.1355-1363, May 2011.
- [59] S. A. Wibowo, Z. Ting, M. Kono, T. Taura, Y. Kobori, K. Onda, H. Kobayashi, Analysis of coupled inductors for low-ripple fast-response buck converter, *IEICE Trans. on Fundamentals of Electronics, computations and computer sciences*, vol. E92-A, pp. 451 – 455, Feb. 2009.
- [60] S. Akre and S. Kariyadan, “Improve Two-Phase Buck Converter Performance with a Coupled-Choke Topology,” *Maxim's Engineering Journal*, vol. 67, pp. 17- 22, Sept. 2009.
- [61] H.-B Shin, E.-S. Jang, J.-G. Park, H.W. Lee, “Small-signal analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors”, *Electric Power Applications* , *IEE Proceedings*, vol. 152, pp. 1161 - 1170, 2005.
- [62] J. Li, A. Stratakos, A. Schultz, and C.R. Sullivan, “Using Coupled Inductors to Enhance Transient Performance of Multi-Phase Buck Converters,” *Applied Power Electronics Conf. and Expo, APEC '04.*, vol. 2, pp. 1289 - 1293, Feb. 2004.
- [63] „Linear Technology”, [online] <http://www.linear.com/product/LTC6909>
- [64] NSRDS-NBS8, “Thermal conductivity of selected materials”, R.W. Powel, C. Y. Ho, P.E. Liley.
- [65] W. Huang, and B. Lehman, “Mitigation and utilization of the inductor coupling effect in interleaved multiphase DC/DC converters,” *Energy Conv. Congress and Expo, 2013 IEEE*, pp. 1822 - 1829, Sept. 2013.
- [66] L. Wang, Y. Pei, X. Yang, and Z. Wang, “Design of Ultrathin LTCC Coupled Inductors for Compact DC/DC Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2528 - 2541, Sept. 2011.
- [67] M. Bernardoni, N. Delmonte, P. Cova, R. Menozzi, „Thermal modeling of planar transformer for switching power converters“, *Microelectronics Reliability*, vol. 50, pp. 1778–1782, 2010.

- [68] „Maxim MAX8686“, [online]  
<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX8686.pdf>
- [69] „Linear technology, LTC6909“, [online]  
<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6909fa.pdf>
- [70] G. Zhu and K. Wang, „Modeling and Design Considerations of Coupled Inductor Converters“, APEC.2010, pp. 7-13, Feb. 2010.
- [71] „Intersil ISL6327“, [online] <http://www.intersil.com/en/products/power-management/switching-controllers/multiphase-controllers/ISL6327.html>
- [72] A. Pascual, G. Eirea, E. Ferreira, “A Control Strategy for Multi-Phase Buck Converters under Dynamical Selection of Active Phases”, Energy Conv. Congress and Expo., 2009. IEEE ECCE 2009, pp. 1112 – 1117, Oct. 2009.
- [73] M. O’Loughlin, „An Interleaved PFC Preregulator for High-Power Converters“, Texas Instruments, [online] <http://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic5MO.pdf>
- [74] N. Varalaxamil, K. Sivakumar, “Sintering applications”, Chapter 10: “Development of a Stress Insensitive MgCuZn-NiCuZn Composite Ferrite Useful for Microinductors Applications”, published 2013.
- [75] N. Varalaxmil, K. Sivakumar, “Development of Non-Shrinking Soft Ferrite Composition Useful for Microinductors Applications”, World Journal of Condensed Matter Physics, vol. 1, pp. 105-119, 2011.
- [76] „Agilent Nano Indenter G-200“, [online]  
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-4172EN.pdf>
- [77] D. Štrbac, „Karakterizacija metal-halkogenidnih tankih filmova sistema Cu - AsSeYIz“, doktorska disertacija, Novi Sad 2011.
- [78] M. L. Trunov, S .N. Dub, P. M. Nagy, S. Kokenyesi, „Photoplasticity of As<sub>2</sub>Se<sub>3</sub> films investigated with combined nanoindentation and AFM methods“, J. Phys. Chem. Solids, vol. 68, pp. 1062-1068, 2007.
- [79] O. Borrero-Lopez, M. Hoffman, A. Bendavid, P. J. Martin, „A simple nanoindentation-based methodology to assess the strength of brittle thin films“ Acta Materialia, vol. 56, pp. 1633-1641, Feb. 2008.
- [80] F. Zeng, Y. Gao, L. Li, D.M. Li, F. Pan, „Elastic modulus and hardness of Cu–Ta amorphous films“ J. Alloys and Compounds, vol. 389, pp. 75-79, March 2005.
- [81] J. Watchman, W. R. Cannon, M. J. Matthewson, „Mechanical Properties of Ceramics“, Wiley, New York 2009.
- [82] F.S. Khokhar, “Quantitative analysis of multi-phase systems - steels with mixture of ferrite and austenite”, Department of Physics and Measurement Technology Final Thesis, 2005.