



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

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА



UNIVERZITET U NOVOM SADU
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA U
NOVOM SADU



ČEDO ŽLEBIČ

**UTICAJ JEDNOSMERNE STRUJE NA
KARAKTERISTIKE PODEŠLJIVIH FERITNIH
KOMPONENTI**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Novi Sad, 2019

Редни број, РБР:	
Идентификациони број, ИБР:	
Тип документације, ТД:	Монографска публикација
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР:	Докторска дисертација
Аутор, АУ:	Чедо Жлебич, истраживач сарадник
Ментор, МН:	Др Мирјана Дамњановић, редовни професор
Наслов рада, НР:	Утицај једносмерне струје на карактеристике подешљивих феритних компоненти
Језик публикације, ЈП:	Српски
Језик извода, ЈИ:	Српски/енглески
Земља публикавања, ЗП:	Србија
Уже географско подручје, УГП:	Аутономна Покрајина Војводина
Година, ГО:	2019
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт
Место и адреса, МА:	Факултет техничких наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	9/117/90/9/88/0/2
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, НД:	Електроника
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Подешљива феритна компонента, једносмерна струја, губици у језгру, СМД индуктори, мерна метода
УДК	Монографска документација
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду
Важна напомена, ВН:	
Извод, ИЗ:	У оквиру докторске дисертације, реализоване су подешљиве феритне компоненте са језгрима која су произведена од комерцијално доступних ESL 40011 феритних трака чије се индуктивности подешавају применом једносмерне струје. Рад реализованих подешљивих феритних компоненти је верификован у колу DC-DC конвертора подизача напона. У дисертацији је предложена мерна метода која омогућава испитивање утицаја једносмерне струје на карактеристике SMD индуктора постављених у реалном окружењу. Метода је верификована на комерцијално доступним SMD индукторима.
Датум прихватања теме, ДП:	
Датум одбране, ДО:	
Чланови комисије, КО:	Председник: др Љиљана Живанов, ФТН, Нови Сад
	Члан: др Милољуб Луковић, ИМСИ, Београд
	Члан: др Александар Менићанин, ИМСИ, Београд
	Члан: др Миодраг Милутинов, ФТН, Нови Сад
	Члан, ментор: Др Мирјана Дамњановић, ФТН, Нови Сад
	Потпис ментора

Accession number, ANO:												
Identification number, INO:												
Document type, DT:	Monograph publication											
Type of record, TR:	Textual printed material											
Contents code, CC:	PhD thesis											
Author, AU:	Čedo Žlebič, research associate											
Mentor, MN:	Dr Mirjana Damnjanovic, full professor											
Title, TI:	Influence of Direct Current on the Characteristics of Tunable Ferrite Components											
Language of text, LT:	Serbian											
Language of abstract, LA:	Serbian/English											
Country of publication, CP:	Serbia											
Locality of publication, LP:	Autonomous Province of Vojvodina											
Publication year, PY:	2019											
Publisher, PB:	Author reprint											
Publication place, PP:	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad											
Physical description, PD: (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	9/117/90/9/88/0/2											
Scientific field, SF:	Electrical and Computer Engineering											
Scientific discipline, SD:	Electronics											
Subject/Key words, S/KW:	Tunable ferrite component, direct current, core loss density, SMD inductors, measuring method											
UC												
Holding data, HD:	Library of the Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad											
Note, N:												
Abstract, AB:	As part of this thesis variable ferrite components with cores produced from commercially available ESL 40011 ferrite tapes manufactured in Low Temperature Co-fired Ceramic technology are implemented. Inductivity of the components is varied by applying DC current. Functionality of the implemented ferrite components is verified in a circuit of DC-DC boost converter. This thesis proposes a measurement method which enables examining the influence of DC current on the characteristics of SMD inductors in real environment. The method is verified on commercially available SMD inductors											
Accepted by the Scientific Board on, ASB:												
Defended on, DE:												
Defended Board,	<table border="1"> <tr> <td>President:</td> <td>Ljiljana Živanov, Ph.D., FTN, Novi Sad</td> <td rowspan="5" style="text-align: center; vertical-align: middle;">Menthor's sign</td> </tr> <tr> <td>Member:</td> <td>Miloljub Luković, Ph.D., IMSI, Beograd</td> </tr> <tr> <td>Member:</td> <td>Aleksandar Meničanin, Ph.D., IMSI, Beograd</td> </tr> <tr> <td>Member:</td> <td>Miodrag Milutinov, Ph.D., FTN, Novi Sad</td> </tr> <tr> <td>Member,</td> <td>Mirjana Damnjanović, Ph.D, FTN, Novi Sad</td> </tr> </table>	President:	Ljiljana Živanov, Ph.D., FTN, Novi Sad	Menthor's sign	Member:	Miloljub Luković, Ph.D., IMSI, Beograd	Member:	Aleksandar Meničanin, Ph.D., IMSI, Beograd	Member:	Miodrag Milutinov, Ph.D., FTN, Novi Sad	Member,	Mirjana Damnjanović, Ph.D, FTN, Novi Sad
President:	Ljiljana Živanov, Ph.D., FTN, Novi Sad	Menthor's sign										
Member:	Miloljub Luković, Ph.D., IMSI, Beograd											
Member:	Aleksandar Meničanin, Ph.D., IMSI, Beograd											
Member:	Miodrag Milutinov, Ph.D., FTN, Novi Sad											
Member,	Mirjana Damnjanović, Ph.D, FTN, Novi Sad											

Spisak publikacija

M22 - Rad u istaknutom međunarodnom časopisu

1. Čedo Žlebič, Dragan Kljajić, Nelu Blaž, Ljiljana Živanov, Aleksandar Menićanin, Mirjana Damnjanović: "Influence of DC Bias on the Electrical Characteristics of SMD Inductors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 1, art. no. 6500204, pp. 1-4, 2015. (ISSN: 0018-9464) (Doi: 10.1109/TMAG.2014.2356253)
2. Čedo Žlebič, Miodrag Milutinov, Ljiljana Živanov, Andrea Marić, Nelu Blaž, Goran Radosavljević: "Influence of Sintering Temperature on the Magnetic Properties of LTCC Ferrite Tape for Multilayer Component Applications", *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 4190-4200, 2017. (ISSN: 1573-482X) (Doi: <https://doi.org/10.1007/s10854-017-8364-6>)

M33 – Saopštenje sa međunarodnog skupa štampano u celini

3. Čedo Žlebič, Nelu Blaž, Ljiljana Živanov, Mirjana Damnjanović, Aleksandar Menićanin: "Application for Fast Determination of Inductor's Electrical Characteristics from S-parameters", *IEEE 29th International Conference on Microelectronics – MIEL*, Beograd, Srbija, 12-15. maj 2014, pp. 431-434 (ISBN: 978-1-4799-5294-6)

M85 - Prototip, nova metoda, softver, standardizovan ili atestiran instrument

4. Čedo Žlebič, Nelu Blaž, Ljiljana Živanov, Mirjana Damnjanović, Aleksandar Menićanin: „Programski alat za brzo određivanje električnih karakteristika induktora iz S-parametara“, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, broj projekta: TR-32016, 2014.
5. Čedo Žlebič, Dragan Kljajić, Nelu Blaž, Ljiljana Živanov, Mirjana Damnjanović, Aleksandar Menićanin: „Metoda za određivanje uticaja DC struje na električne karakteristike SMD induktora“, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, broj projekta: TR-32016, 2015.
6. Čedo Žlebič, Nelu Blaž, Miodrag Milutinov, Ljiljana Živanov, Mirjana Damnjanović: „Prototip podešljivog feritnog induktora korišćenjem jednosmerne struje“, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, broj projekta: TR-32016, 2017.

Sadržaj:

1. Uvod.....	1
1.1. Problem istraživanja.....	3
1.2 Predmet istraživanja.....	3
1.3 Cilj istraživanja	4
1.4 Naučni doprinos.....	4
1.5 Organizacija disertacije.....	5
2. Pregled literature	7
2.1 Pravac istraživanja	23
3. Karakterizacija induktora pod uticajem jednosmerne struje.....	25
3.1 Model SMD induktora	25
3.2 Karakterizacija SMD induktora korišćenjem S parametara.....	28
3.3 Merna postavka za merenje uticaja jednosmerne struje na karakteristike SMD induktora	33
3.3.1 Merna oprema	33
3.3.2 Merna metoda	36
3.4 Rezultati karakterizacije SMD induktora.....	39
4. Projektovanje podešljive feritne komponente.....	57
4.1 Geometrijski parametri induktora	58
4.2 Parametri materijala	59
4.3 Karakterizacija magnetskog jezgra	60
4.3.1 Izmerene gustine snage gubitaka	62
4.3.2 Merenje histerezisne petlje.....	68
4.3.3 Uticaj jednosmerne struje na karakteristike magnetskog jezgra za konstantnu komponentu naizmjenične struje	71
4.3.4 Uticaj naizmjenične struje na karakteristike magnetskog jezgra uz odsustvo jednosmerne komponente struje.....	76
5. Projektovanje podešljive feritne komponente za primenu u DC-DC konvertoru	80
5.1 Izbor induktivne komponente za DC-DC konvertore	80
5.2 Proračun feritne komponente	83
6. Diskusija	93

6.1 Prednost razvijene metode za ispitivanje uticaja jednosmerne struje na karakteristike SMD induktora	93
6.2 Podešljiva feritna komponenta.....	98
7. Zaključak.....	107
8. Literatura.....	109
9. Prilog.....	115

Spisak slika

Slika 1.1 Oblasti primene ferita u frekvencijskim opsezima od L do W (0,5 GHz - 100 GHz) [4]	2
Slika 2.1 a) Šema podešljivog magnetskog induktora, b) magnetsko telo induktora u formi kompozitne žice, c) magnetsko telo induktora trakaste strukture [5]	7
Slika 2.2 Šema strujom podešljivog induktora u formi planarnog solenoida [6]	8
Slika 2.3 Šema prototipa konvertora u kojoj se koristi podešljivi induktor [18]	9
Slika 2.4 Drajversko kolo antene RFID čitača za 13.56 MHz sa podešljivim transformatorom [7]	10
Slika 2.5 Blok dijagram RFID sistema sa podešljivim transformatorom [19]	10
Slika 2.6 a) Integrisani magnetski uređaj sa dva namotaja sa odvojenom akumulacijom energije; b) aktivni deo konvertora kada je ulazni napon V_{ac} pozitivan; c) aktivni deo konvertora kada je ulazni napon V_{ac} negativan [20]	11
Slika 2.7 a) Magnetska struktura podešljivog induktora; b) prototip kola elektronskog balasta [8]	12
Slika 2.8 a) Podešljivi induktor realizovan sa dva E jezgra; b) šematski prikaz predloženog univerzalnog balasta [21]	13
Slika 2.9 a) Predloženo LCL podešljivo kolo prenosa energije induktivnom spregom sistema za prikupljanje energije (<i>power pick-up</i>); konfiguracija magnetskog pojačavača i smer fluksa za: b) smer struje u <i>forward</i> smeru, c) smer struje u <i>reverse</i> smeru [23]	14
Slika 2.10 a) Osnovna šema strujno-kontrolisanog induktora; b) dvofazni LLC rezonantni konvertor sa dodatnim rezonantnim induktorom za balansiranje neusklađenosti između dva modula. Podešljivi induktor (L_{SAT}) je dodat jednom od modula, dok je fiksni induktor (L_F) postavljen u drugom modulu [24]	15
Slika 2.11 a) Konvertor E klase sa induktivnom spregom i kontrolisana induktivnost pomoću saturacionog reaktora; b) kompletan bežični sistem za prenos energije [25]	16
Slika 2.12 Šema naponom podešljivog induktora [9]	17
Slika 2.13 Dijagram kola podešljivog induktora sa MEMS relejima [11]	17
Slika 2.14 a) Zyvex SCS mikrohvataljke, b) solenoid obložen bakrom sa CPW portom, c) šematski prikaz podešljivog induktora, e) obloženo NiFe (permaloj) jezgro, e) silicijumski steper [26]	18
Slika 2.15 a) Struktura podešljivog induktora sastavljenog od konvencionalnog spiralnog induktora, metalne ploče i MEMS aktuatora; vertikalnim pomeranjem ploče iznad spiralnog induktora vrši se promena induktivnosti; b) geometrijski parametri spiralnog induktora [27]	19
Slika 2.16 Predložena topologija podizača napona sa rekonfigurabilnim induktorom [28]	19
Slika 2.17 a) Konfiguracija induktora, b) ekvivalentno kolo induktora, c) mikrofotografija induktora [29]	20
Slika 2.18 Konceptualna šema PC (eng. Phase Change) induktora rekonfigurabilnog promenom agregatnog stanja: a) indukovana struja i_2 od strane fluksa Φ_1 stvara fluks Φ_2 koji smanjuje efektivnu induktivnost koja se vidi na P_1 , b) model kola induktora; M_{12} smanjuje efektivnu vrednost L_1 kada je SW zatvoren, a kada je SW otvoren, M_{12} ne utiče na L_1 [14]	21
Slika 2.19 Struktura podešljivog mikro-induktora pomoću tečnosti [15]	22
Slika 3.1 Ekvivalentna šema induktora [38]	25
Slika 3.2 Ekvivalentni model kola za testiranje induktora uključuje ekvivalentnu šemu induktora (uokvirenu i označenu kao Z) i parametre prilagodnog test stepena (označeni kao Y_P) [46]	28
Slika 3.3 S-parametri mreže sa dva pristupa [49]	29

Slika 3.4 Mreža sa dva pristupa predstavljena ABCD matricom [50].....	30
Slika 3.5 π -ekvivalentno kolo sa dva pristupa [51]	31
Slika 3.6 Postavka mernog sistema za karakterizaciju SMD induktora; (1) VNA, (2) DC izvor napajanja, (3) diplexer br. 1, (4) prilagodni test stepen sa postavljenim SMD induktorom, (5) diplexer br. 2 i (6) potrošač [54], [55].....	34
Slika 3.7 Pojednostavljena električna šema diplexera [53].....	35
Slika 3.8 Mera efikasnosti prenosa signala od izvora ka potrošaču diplexera ZFBT-4R2GW+ u frekvencijskom opsegu 0 - 6000 MHz [53]	36
Slika 3.9 Merna postavka za merenje uticaja jednosmerne struje na električne i magnetske karakteristike SMD induktora [54], [55]	37
Slika 3.10 Lejaut prilagodnog test stepena sa označenim geometrijskim parametrima	38
Slika 3.11 Sistem označavanja čip induktora koji koristi kompanija Fair-Rite za čip induktore, prikazana na primeru komponente 2212061R2K7F [36]	39
Slika 3.12 Izmerene vrednosti S-parametara SMD induktora Fair-Rite 220805R82K7F za: a) $I_{DC} = 0$ mA, b) $I_{DC} = 300$ mA	40
Slika 3.13 Izračunate vrednosti realnog dela impedanse Z_r induktora 220805R82K7F za različite vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 – 300) mA	41
Slika 3.14 Izračunate vrednosti imaginarnog dela impedanse Z_i induktora 220805R82K7F za različite vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 – 300) mA	42
Slika 3.15 Ekstrahovane vrednosti induktivnosti SMD induktora 220805R82K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA)	43
Slika 3.16 Ekstrahovane vrednosti serijske otpornosti SMD induktora 220805R82K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA)	43
Slika 3.17 Izračunate vrednosti Q faktora SMD induktora 220805R82K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA).....	44
Slika 3.18 Izmerene vrednosti S-parametara SMD induktora Fair-Rite 2206031R8K7F za: a) $I_{DC} = 0$ mA, b) $I_{DC} = 50$ mA	45
Slika 3.19 Izračunate vrednosti realnog dela impedanse Z_r induktora 2206031R8K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 – 50) mA.....	46
Slika 3.20 Izračunate vrednosti imaginarnog dela impedanse Z_i induktora 2206031R8K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 – 50) mA.....	47
Slika 3.21 Ekstrahovane vrednosti induktivnosti SMD induktora 2206031R8K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 50 mA)	48
Slika 3.22 Ekstrahovane vrednosti otpornosti SMD induktora 2206031R8K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 50 mA).....	48
Slika 3.23 Izračunate vrednosti Q faktora SMD induktora 2206031R8K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 50 mA).....	49
Slika 3.24 Izmerene vrednosti S-parametara SMD induktora Coilcraft 0603AF-103XJR_ za: a) $I_{DC} = 0$ mA, b) $I_{DC} = 250$ mA	50
Slika 3.25 Izračunate vrednosti realnog dela impedanse SMD induktora 0603AF-103XJR_ za opseg jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54].....	51
Slika 3.26 Izračunate vrednosti imaginarnog dela impedanse SMD induktora 0603AF-103XJR_ za opseg jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54].....	52

Slika 3.27 Promena realnog dela impedanse i temperature SMD induktora 0603AF-103XJR_ usled porasta vrednosti jednosmerne struje na $f_0 = 34,50$ MHz [54].....	53
Slika 3.28 Ekstrahovane vrednosti induktivnosti SMD induktora 0603AF-103XJR_ za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54].....	53
Slika 3.29 Ekstrahovane vrednosti serijske otpornosti SMD induktora 0603AF-103XJR_ za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54].....	54
Slika 3.30 Izračunate vrednosti Q faktora SMD induktora 0603AF-103XJR_ za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54]	55
Slika 3.31 Izračunate vrednosti parazitne kapacitivnosti i provodnosti SMD induktora 0603AF-103XJR_ za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54]	55
Slika 3.32 Interfejs „IndCalc” programskog alata sa prikazanim graficima dobijenih na osnovu proračuna za induktor Coilcraft 0603AF-821XJR_ [62]	56
Slika 4.1 Induktor sa feritnim torusnim jezgrom sa N-zavoja.....	57
Slika 4.2 Podešavanje nominalne induktivnosti induktora sa jezgrom pečenim na 1100 °C i proizvedenim od komercijalne LTCC feritne trake ESL 40011 biranjem odgovarajućeg broja zavoja $N = 9,10,11$ i 12	58
Slika 4.3 Preporučeni način namotavanja torusnih induktora [64].....	59
Slika 4.4 Mehanizam promene induktivnosti podešljivog induktora porastom jednosmernog magnetskog polja [65].....	60
Slika 4.5 Poprečni presek predloženih feritnih ESL 40011 jezgara	61
Slika 4.6 Električna šema modifikovane vatmetarske metode za merenje gustine snage gubitaka predloženih ESL 40011 uzoraka [68]	63
Slika 4.7 Predloženi ESL 40011 uzorci sa bifilarnim zavojcima prilikom merenja gustine snage gubitaka	64
Slika 4.8 Gustina snage gubitaka u funkciji maksimalne vrednosti amplitude magnetske indukcije B_m za ESL 40011 uzorke S885, S1000, S1100 i S1200 na frekvencijama: a) 200 kHz, b) 400 kHz, c) 600 kHz, d) 800 kHz, e) 1 MHz, f) 3 MHz i 5 MHz [67]	65
Slika 4.9 Magnetska indukcija u funkciji od frekvencije na presečnim tačkama krive gustine snage gubitaka (CLD) za uzorke S885 i S1100 [67].....	67
Slika 4.10 Tipična histerezisna petlja	68
Slika 4.11 Histerezisna petlja izmerena na 10 kHz za uzorak S885 [67]	69
Slika 4.12 Histerezisna petlja izmerena na 10 kHz za uzorak S1000 [67]	69
Slika 4.13 Histerezisna petlja izmerena na 10 kHz za uzorak S1100 [67]	69
Slika 4.14 Histerezisna petlja izmerena na 10 kHz za uzorak S1200 [67]	69
Slika 4.15 Uporedni prikaz histerezisnih petlji predloženih feritnih jezgara izmerenih na 10 kHz	70
Slika 4.16 Fotografija merne postavke za ispitivanje uticaja jednosmerne struje na karakteristike feritnih ESL 40011 jezgara.....	72
Slika 4.17 Promena induktivnosti induktora sa feritnim ESL 40011 jezgrima za opseg struja I_{DC} (0 - 500 mA) u frekvencijskom opsegu (100 kHz - 40 MHz) sa: a) S885 jezgrom i $N = 16$, b) S1000 jezgrom i $N = 11$, c) S1100 jezgrom i $N = 9$, d) S1200 jezgrom i $N = 8$	74
Slika 4.18 Blok šema metode 3 voltmetra [73], [74].....	76
Slika 4.19 Vektorski dijagram napona i struje u sprezi za merenje snage metodom 3 voltmetra [73].....	77

Slika 4.20 Promene induktivnosti induktora sa feritnim ESL 40011 jezgrima u funkciji od struje I_{ac} (10 mA - 100 mA) izmerene na frekvenciji $f = 1,6$ MHz	79
Slika 5.1 Blok šema DC-DC konvertora LTC3125 [76]	82
Slika 5.2 Gustina snage gubitaka u funkciji od maksimalne vrednosti amplitude magnetske indukcije B_m za ESL 40011 uzorke S885, S1000, S1100 i S1200 na frekvenciji od 1,6 MHz	84
Slika 5.3 a) Osnovno kolo DC-DC konvertora podizača napona, b) talasni oblici napona i struja u kolu podizača napona [81]	85
Slika 5.4 Konkretna električna šema za testiranje rada podešljive feritne komponente sa ESL 40011 jezgrom u kolu DC-DC konvertora LTC3125 nacrtana u programskom paketu Altium Designer [82].....	89
Slika 5.5 Konačan izgled realizovanog kola sa LTC3125 DC-DC konvertorom napona. Dimenzije pločice: 45 mm × 45 mm	90
Slika 5.6 Efikasnost rada DC-DC konvertora u funkciji od struje i_L za $V_{IN} = 3,3$ V, $V_{OUT} = 5$ V, $I_{OUT} = 150$ mA za podešljive feritne komponente sa S885 i S1100 jezgrima	92
Slika 6.1 Grafik promene induktivnosti SMD induktora Fair-Rite 220805R82K7F u funkciji od jednosmerne struje na frekvenciji 25 MHz koju daje proizvođač [36]. Dodati kružni markeri u boji označavaju izmerene vrednosti.	96
Slika 6.2 Grafik promene induktivnosti SMD induktora Fair-Rite 2206031R8K7F u funkciji od jednosmerne struje na frekvenciji 10 MHz koju daje proizvođač [36]. Dodati kružni markeri u boji označavaju izmerene vrednosti izmerene na frekvenciji od 15 MHz.	96
Slika 6.3 Poređenje izmerenih vrednosti induktivnosti Coilcraft 0603AF-103XJR_ induktora sa kataloškim podacima koje daje proizvođač za različite vrednosti struja I_{DC}	97
Slika 6.4 Induktivnost induktora sa S885, S1000, S1100 i S1200 jezgrima za konstantan broj zavojaka $N = 10$	99
Slika 6.5 Histerezisne petlje za B_m (25 mT, 54 mT, 90 mT i 125 mT) i normalna kriva magnećenja podešljive feritne komponente sa S885 jezgrom na frekvenciji od 10 kHz	100
Slika 6.6 a) Normalna kriva magnećenja sa doctranim parom tačaka H_{DC} - B_{DC} 1: (3,27 A/m, 0,16 mT), 2: (8,21 A/m, 0,53 mT) i 3: (32,13 A/m, 3,37 mT) b) mini petlje za $H_{DC} = 3,27$ A/m, $H_{DC} = 8,21$ A/m i $H_{DC} = 32,13$ A/m.....	101
Slika 6.7 Promena induktivnosti podešljivih feritnih komponenti sa $N = 10$ zavojaka za opseg promene H_{DC} (0 - 303 A/m) na frekvenciji od $f = 1,6$ MHz. Punom linijom su prikazane izmerene vrednosti, a isprekidanom linijom fitovane vrednosti	102
Slika 6.8 Izmerene vrednosti induktivnosti i otpornosti podešljivih feritnih komponenti u frekvencijskom opsegu 100 kHz - 40 MHz pod dejstvom jednosmerne struje I_{DC}	104
Slika 6.9 Izmerene vrednosti Q faktora podešljivih feritnih komponenti u frekvencijskom opsegu 100 kHz - 40 MHz pod dejstvom jednosmerne struje.....	105
Slika 9.1 Promena induktivnosti podešljivih feritnih komponenti sa uračunatom nesigurnošću merne postavke od $\pm 3,2$ % za opseg struja I_{DC} (0 - 500 mA) u frekvencijskom opsegu (100 kHz - 40 MHz) za: a) S885 jezgro, b) S1000 jezgro, c) S1100 jezgro, d) S1200 jezgro	115
Slika 9.2 Modifikovana električna šema sa korišćenim digitalnim osciloskopom kao mernim uređajem za merenje uticaja struje I_{ac} (10 mA – 100 mA) na induktivnost podešljivih feritnih komponenti	116

Spisak tabela

Tabela 2.1 Pregled primene podešljivih induktora, načina i opsega promene induktivnosti, Q faktora i radne frekvencije.....	23
Tabela 4.1 Opseg veličine zrna ferita, permeabilnost i hemijski sastav predloženih feritnih uzoraka [66], [67].....	62
Tabela 4.2 Parametri histerezisne petlje predloženih uzoraka na frekvenciji od 10 kHz [67].....	70
Tabela 5.1 Uporedne karakteristike komercijalnih DC-DC konvertora i induktora preporučenih od strane proizvođača.....	81
Tabela 5.2 Standardne vrednosti otpornosti za tipične vrednosti ulaznih struja DC-DC konvertora LTC3125 i odgovarajuće struje	82
Tabela 5.3 Efikasnost rada DC-DC konvertora LTC3125 u funkciji struje i_L za podešljive feritne komponente sa S885 i S1100 jezgrima kada je: $V_{IN} = 3,3 \text{ V}$, $V_{OUT} = 5\text{V}$, $I_{OUT} = 150 \text{ mA}$	91
Tabela 6.1 Promene induktivnosti Fair-Rite 220805R82K7F induktora usled dejstva jednosmerne struje na frekvenciji od 25 MHz	94
Tabela 6.2 Promene induktivnosti Fair-Rite 2206031R8K7F induktora usled dejstva jednosmerne struje na frekvenciji od 25 MHz	95
Tabela 6.3 Vrednosti induktivnosti Coilcraft 0603AF-103XJR_ induktora pri jednovremenom dejstvu jednosmerne struje I_{DC} i male naizmjenične struje i_{rf} na 10 MHz.....	97

Zahvalnica

Posvećeno mojoj porodici ...

Stvari ne vidimo onakvima kakve jesu, nego onakvima kakvi smo mi.

1. Uvod

Smatra se da su Kinezi prvi koristili kompas od magnetne rude, koji su nazivali *shao shih* ili *tzhu shih*, sa značenjem ‘kamen koji voli’ (otuda francuski termin *l’aimant*, privlačnost ili prijateljstvo, za magnet), pre više od četiri milenijuma. *Shao shih* predstavlja magnet u obliku suda, koji se okreće i balansira na mesinganoj podlozi. Drška suda predstavlja pol kompasa koji se okreće ka severu. Engleski termin ‘magnet’ dolazi od Magnezije, imena za drevnu regiju na Bliskom Istoku, u današnjoj Turskoj, gde se iskopavala magnetska ruda.

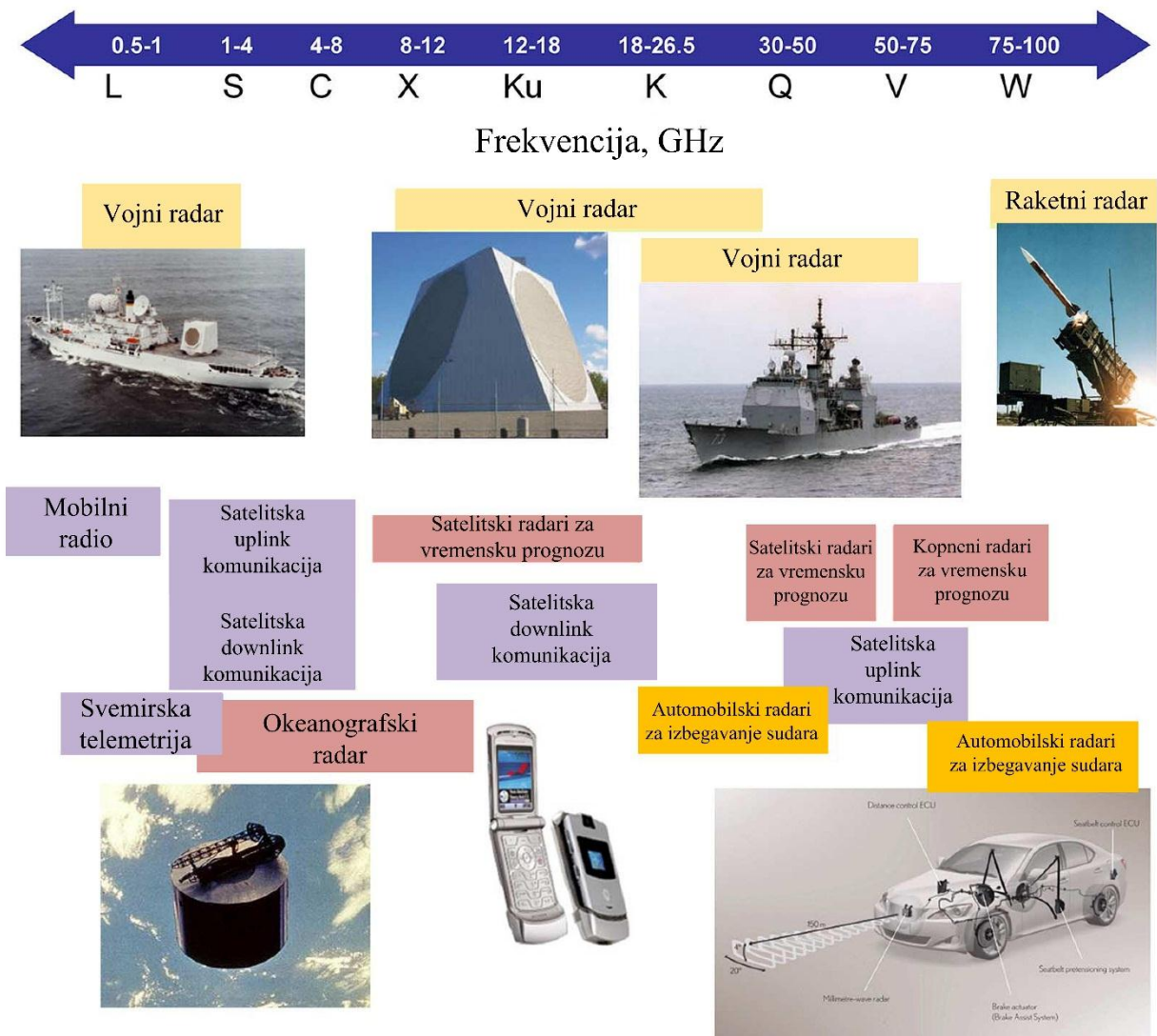
Kinezi su poznavali apstraktne binarne koncepte kao što su yin/yang, kao i konkretan binarni proces brojanja u vidu prisustva ili odsustva perle u abakusu. Međutim, za razvoj magnetnog abakusa, tj. računara sa mogućnošću skladištenja binarne magnetne informacije, bilo je potrebno još nekoliko hiljada godina. Dr An Wang je bio pionir u upotrebi memorije sa magnetskim jezgrima u svojim ranim Wang računarima. Ove magnetske memorije su predstavljale male feritne toruse koji su se mogli pojedinačno namagnetisati u smeru kazaljke na satu ili suprotno od kazaljke na satu, generisanjem istovremenih strujnih impulsa kroz dve upravne žice koje definišu adresu jezgra u matrici. Nakon strujnog impulsa odgovarajuće amplitude (zavisno od koercitivnog polja jezgra) na datoj adresi, jezgro je ostajalo namagnetisano (jer remanentna magnetizacija u datom pravcu ostaje i u odsustvu polja). Informacija se kasnije mogla pročitati iz jezgra ili prepisati, korišćenjem naknadnih strujnih impulsa [1].

Feriti predstavljaju veliku klasu oksida izuzetnih magnetskih osobina koji se istražuju i primenjuju tokom poslednjih ~ 50 godina. Zbog svojih visokih vrednosti saturacije magnetske indukcije, malih gubitaka, velike permeabilnosti, dobre hemijske stabilnosti, feriti su našli primenu u mnogim modernim elektronskim uređajima. Tržišta u kojima se koriste feriti su: potrošačka elektronika, auto-industrija, telekomunikacije, avio i vojna industrija; prema funkcionalnosti: u transformatorima, kolima za prilagođenje impedansi, induktorima u LC kolima, potiskivačima elektromagnetskih smetnji, prigušnicama, memorijskim uređajima, magnetskim glavama, mikrotalasnim uređajima, linijama za kašnjenje; prema frekvenciji: DC – stalni magneti i DC motori, mrežna frekvencija (50-60 Hz), avio frekvencije (400 Hz), audio frekvencije (do 20 kHz), VF energetske sistemi (25 kHz - 100 kHz i više), VF telekomunikacije (100 kHz - 100 MHz), mikrotalasi i radarski sistemi (1 GHz) [2]. Mogućnost pripreme ferita u formi nanočestica otvorila je nove istraživačke oblasti revolucionarnim primenama, ne samo u elektronskoj tehnologiji, već i u polju biotehnologije [3].

Feritne komponente se danas koriste u savremenim elektronskim kolima, jer imaju mogućnost konverzije i skladištenja energije, filtriranja signala, potiskivanja šuma, prilagođenja impedanse itd., i koriste se u motorima, induktorima i transformatorima. Razvojem industrije električnih automobila, solarne energije i ostalih energetski čistih tehnologija, projektovanje i

primene feritnih komponenti su se takođe razvijale i menjale. Neki od pravaca razvoja feritnih komponenti se ogledaju u promeni veličine komponenti, od velikih do kompaktnih; u frekventijskom opsegu rada, od niskih do visokih frekvencija, itd. Na slici 1.1 su prikazane samo neke od oblasti u kojima se koriste feriti u različitim frekventijskim opsezima od 0,5 GHz do 100 GHz [4].

Trend u elektronici je takav da feritne komponente moraju da rade i pod uticajem jednosmerne struje. Samim tim, neophodno je poznavati i karakteristike feritnih komponenti u uslovima kada se pored naizmeničnog signala, kroz njih propušta i jednosmerna struja. Na taj način se mogu sprečiti svi neželjeni efekti koji mogu uticati na rad i efikasnost elektronskih uređaja.



Slika 1.1 Oblasti primene ferita u frekventijskim opsezima od L do W (0,5 GHz - 100 GHz) [4]

1.1. Problem istraživanja

Razvoj podešljivih magnetskih induktora je trend u savremenoj elektronici. Zbog široke primene induktora, podešljivost ovih pasivnih komponenti je veoma značajna jer omogućava podešavanje optimalnih radnih karakteristika elektronskih kola. Za razliku od podešljivih induktora, električni i mehanički podešljivi kondenzatori su u velikoj meri istraženi i razvijeni, dok istraživanje induktora ipak zaostaje. Podešavanje željene vrednosti induktivnosti moguće je vršiti promenom intenziteta jednosmerne struje kroz namotaje induktora [5], [6], [7], [8], promenom napona [9], [10], primenom mikroelektromehaničkih sistema MEMS (eng. *Microelectromechanical Systems*) [11], [12], [13], primenom programabilnih vija koje su napravljene od materijala koji menjaju agregatno stanje [14], dovodenjem tečnosti između metalnih namotaja [15], itd.

U savremenoj elektronici, feritne komponente mogu biti projektovane da rade i pod uticajem jednosmerne struje. Feriti izrađeni u tehnologiji niskotemperaturnih zajedno pečenih keramika LTCC (eng. *Low Temperature Co-fired Ceramic technology*) pokazuju se kao efikasno rešenje za fabrikaciju višeslojnih čip induktora i hibridne integracije modula energetske elektronike [16], [17]. Razvoj magnetskih traka visokih performansi koje su kompatibilne za zajedničko pečenje sa provodnim materijalima (poput srebra), podstakli su istraživanja karakteristika niskotemperaturno pečenih Ni-Cu-Zn ferita. Ta istraživanja su opravdana zbog niske cene proizvodnje induktora i transformatora koji se koriste u energetskim kolima. Prema tome, za realizaciju feritne podešljive komponente čije se električne i magnetske osobine menjaju primenom jednosmerne struje, neophodno je najpre izvršiti karakterizaciju feritnih LTCC jezgara. Na osnovu rezultata merenja, potrebno je efikasno dizajnirati podešljivu feritnu komponentu koja će raditi u kolu DC-DC konvertora podizača napona na frekvenciji prekidanja od 1,6 MHz.

1.2 Predmet istraživanja

Predmet istraživanja doktorske disertacije je ispitivanje uticaja jednosmerne struje na karakteristike feritnih materijala i realizacija podešljivih feritnih komponenti. Poznato je da se promenom jačine struje kroz namotaje feritnih jezgara menjaju magnetske karakteristike induktora (jer se menja vrednost permeabilnosti jezgra). U okviru doktorske disertacije, kao jezgra podešljivih feritnih komponenti predložena su četiri torusna jezgra koja su proizvedena od komercijalno dostupne LTCC feritne trake ESL 40011. Jezgra su pečena na različitim maksimalnim temperaturama 1200 °C, 1100 °C, 1000 °C i 885 °C i zbog toga imaju različita svojstva. Zbog različitih svojstava, svako jezgro se ponaša drugačije kada se izloži dejstvu jednosmerne struje. Zato je neophodno modelovati promene induktivnosti podešljivih feritnih

komponenti sa svakim predloženim jezgrom pod uticajem jednosmerne struje. Na taj način se mogu utvrditi moguće primene predloženih jezgara.

Pre realizacije podešljive feritne komponente sa jezgrom od ESL 40011 feritnih traka, predstavljena je merna metoda za ispitivanje promene električnih i magnetskih karakteristika SMD (eng. *Surface Mount Devices*) induktora pod dejstvom jednosmerne struje. Prikazane su prednosti predložene merne metode i detaljan opis merne postavke i procedure. Merna metoda je verifikovana merenjem komercijalno dostupnih SMD induktora.

1.3 Cilj istraživanja

Hipoteza disertacije je da se razvije podešljiva feritna komponenta čije se karakteristike menjaju primenom jednosmerne struje. Podešljiva feritna komponenta treba da se odlikuje mogućnošću podešavanja željene induktivnosti za niže vrednosti jednosmerne struje, primene u širokom frekvencijskom opsegu, pouzdanošću u radu, malim dimenzijama. U tu svrhu, predložena su ESL 40011 feritna jezgra u obliku torusa koja su korišćena kao jezgra podešljivih feritnih komponenti. Dodatni cilj istraživanja doktorske disertacije predstavlja utvrđivanje uticaja temperature pečenja na električne i magnetske karakteristike ESL 40011 feritnih jezgara. Uticaj temperature pečenja torusnih ESL 40011 jezgara ispitan je merenjem gustine snage gubitaka CLD (eng. *Core Loss Density*), *B-H* histerezisne petlje, uticaja intenziteta jednosmerne i naizmjenične struje na induktivnost. Na osnovu rezultata navedenih parametara, izvršena je selekcija predloženih jezgara, kao i primena realizovanih podešljivih feritnih komponenti.

U okviru ciljeva istraživanja, razvijena je merna metoda koja omogućava ispitivanje uticaja jednosmerne struje na karakteristike induktora koji se postavljaju u realno okruženje na štampanoj ploči. Metoda omogućava efikasno i pouzdano merenje. Potvrda merne metode je izvršena nad komercijalnim SMD induktorima zbog njihove niske cene i dostupnosti na tržištu.

1.4 Naučni doprinos

U početnoj fazi istraživanja, izvršeno je proučavanje naučne i stručne literature i aktuelnog stanja u oblasti podešljivih induktora. Utvrđena je oblast primene podešljivih induktora, princip rada, način promene induktivnosti i radni opseg frekvencija.

Krajnji rezultat doktorske disertacije jeste realizacija podešljive feritne komponente čije se magnetske karakteristike podešavaju primenom jednosmerne struje. Kao jezgra komponente, ispitan je uticaj jednosmerne struje na magnetske karakteristike četiri ESL 40011 jezgra i jezgro

najboljih karakteristika je korišćeno u podešljivoj feritnoj komponenti. Jezgra su pečena na različitim maksimalnim temperaturama, i kao takva, međusobno se razlikuju po električnim i magnetskim osobinama.

Zbog širokog opsega primene podešljivih induktora, osim uticaja jednosmerne struje, ispitani su parametri histerezijsne petlje, gustina snage gubitaka i uticaja naizmenične struje. Prema tome, uticaj različitih temperatura pečenja feritnih jezgara ispitan je na gustinu snage gubitaka u frekvencijskom opsegu 100 kHz - 5 MHz i opsegu amplitude magnetske indukcije B_m (2 mT - 100 mT), zatim na parametre $B-H$ histerezijsne petlje (saturacija vektora magnetske indukcije B_s , remanentna indukcija B_r , koercitivno polje H_c , kao i oblik petlje), zatim na induktivnosti usled dejstva jednosmerne struje (intenziteta do 500 mA), kao i na vrednosti induktivnosti feritnih komponenti usled dejstva naizmenične struje (intenziteta do 100 mA). Na osnovu dobijenih rezultata, moguće je utvrditi optimalnu temperaturu pečenja predloženih jezgara.

U disertaciji su prikazani koraci istraživanja i projektovanja podešljive feritne komponente, od geometrijskih parametara induktora, parametara materijala i njegove karakterizacije, sve do projektovanja i konkretne primene podešljive feritne komponente u kolu DC-DC konvertora napona. Na taj način, zaokružen je kompletan proces od karakterizacije do primene feritne komponente. Istovremeno, na osnovu rezultata karakterizacije jezgara, postavljena je osnova za dalja istraživanja potencijalnih primena podešljivih feritnih komponenti.

Osim realizacije podešljive feritne komponente, doprinos disertacije predstavlja i razvijanje merne metode za ispitivanje uticaja jednosmerne struje na karakteristike induktora. Uz metodu, razvijen je i programski alat, koji omogućava brzo i efikasno izračunavanje električnih i magnetskih karakteristika induktora iz S -parametara, koji su izmereni primenom vektorskog analizatora mreže. Za realizaciju merne metode nije potrebno koristiti skupe test uređaje. Metoda je verifikovana merenjem karakteristika komercijalnih SMD induktora i moguće je testiranje SMD induktora standardnih kućišta (0805, 0603, 0402).

1.5 Organizacija disertacije

U prvom poglavlju dat je uvod, definisani su problem, predmet i cilj istraživanja, kao i naučni doprinos disertacije.

U drugom poglavlju je prikazan pregled literature iz oblasti merenja uticaja jednosmerne struje na karakteristike induktora i prikazani su načini realizacije i primene podešljivih induktora.

U trećem poglavlju su prikazani rezultati ispitivanja uticaja jednosmerne struje na karakteristike komercijalno dostupnih SMD induktora predloženom mernom metodom. Detaljno su opisani merna postavka i metoda merenja.

Projektovanje podešljive feritne komponente je prikazano u četvrtom poglavlju. Objasnjeno je na koji način geometrijski parametri i parametri materijala utiču na induktivnost induktora. U ovom poglavlju je prikazana detaljna karakterizacija magnetskog jezgra i prikazani su rezultati gustine snage gubitaka, histerezisnih petlji, uticaja jednosmerne i naizmenične struje na karakteristike predloženih jezgara uz detaljne opise mernih metoda.

U petom poglavlju je prikazano projektovanje podešljive feritne komponente za primenu u DC-DC konvertoru. Dat je pregled komercijalnih DC-DC konvertora napona u kojima se može primeniti realizovana podešljiva feritna komponenta. Prikazana je metodologija projektovanja podešljive komponente i prikazani su rezultati eksperimentalne verifikacije rada podešljivih feritnih komponenti u kolu DC-DC konvertora. Data je konkretna električna šema i konačan izgled realizovanog kola DC-DC konvertora.

U šestom poglavlju je prikazana detaljna i sistematična diskusija ostvarenih rezultata.

Opšti zaključak disertacije, kao i predlozi za dalja istraživanja dati su u sedmom poglavlju.

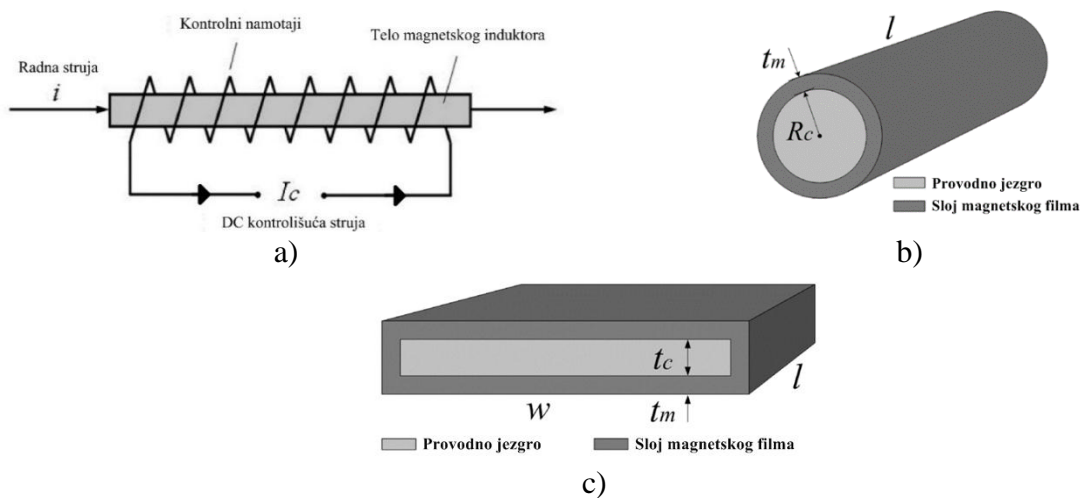
U osmom poglavlju je dat spisak literature koja je korišćena u doktorskoj disertaciji.

U devetom poglavlju su dati prilozi koji se odnose na merne metode prikazane u disertaciji.

2. Pregled literature

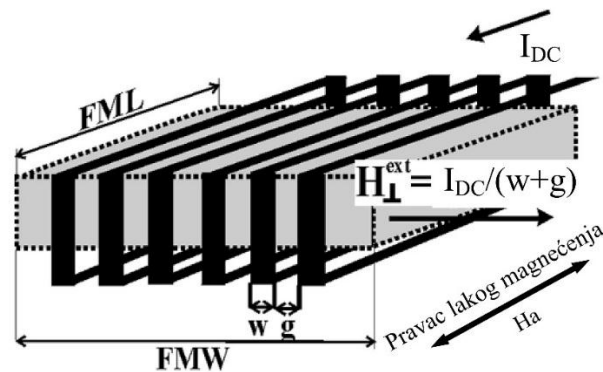
Mnogi naučni radovi pokazuju mogućnost primene podešljivih magnetskih induktora različitih formi i karakteristika. U ovom poglavlju će biti prikazani različiti tipovi podešljivih induktora sa naglaskom na strujom podešljive induktore, kao i njihove oblasti primene.

Podešljivi magnetski induktor, čije se karakteristike menjaju magnetoimpedansnim efektom (promena impedanse magnetskog elementa pod uticajem spoljašnjeg DC magnetskog polja) prikazan je u radu [5]. Induktor se sastoji od magnetskog tela oko kojeg je namotana izolovana žica. Kroz žicu se propušta jednosmerna (DC) kontrolna struja (do 100 mA) i na taj način indukuje longitudinalno jednosmerno magnetsko polje. Formirano od provodnog jezgra koje je obloženo magnetskim slojem velike permeabilnosti, telo magnetskog induktora može biti realizovano u formi tankog filma ili kompozitne žice. Na slici 2.1a je prikazana šema podešljivog magnetskog induktora. Radna struja protiče kroz magnetsko telo induktora, dok kontrolna jednosmerna struja I_c protiče kroz zavojke koji su namotani oko magnetskog tela. Promenom intenziteta struje I_c , vršena je promena induktivnosti induktora. Izmerena je relativna promena induktivnosti $\Delta L/L_0$ do 18 % (pri čemu vrednost induktivnosti kada nije primenjena jednosmerna struja iznosi $L_0 = 500$ nH, dok za struju od 15 mA izmerena induktivnost iznosi oko 580 nH) na frekvenciji oko 5 MHz. Na slici 2.1b je prikazano magnetsko telo induktora u formi kompozitne žice, gde je R_c poluprečnik provodnog jezgra, t_m predstavlja debljinu sloja magnetskog filma (permaloj), dok l predstavlja dužinu žice. Magnetsko telo induktora trakaste strukture prikazano je na slici 2.1c, pri čemu t_c predstavlja debljinu provodnika, t_m označava debljinu magnetskog filma i l predstavlja dužinu realizovane strukture.



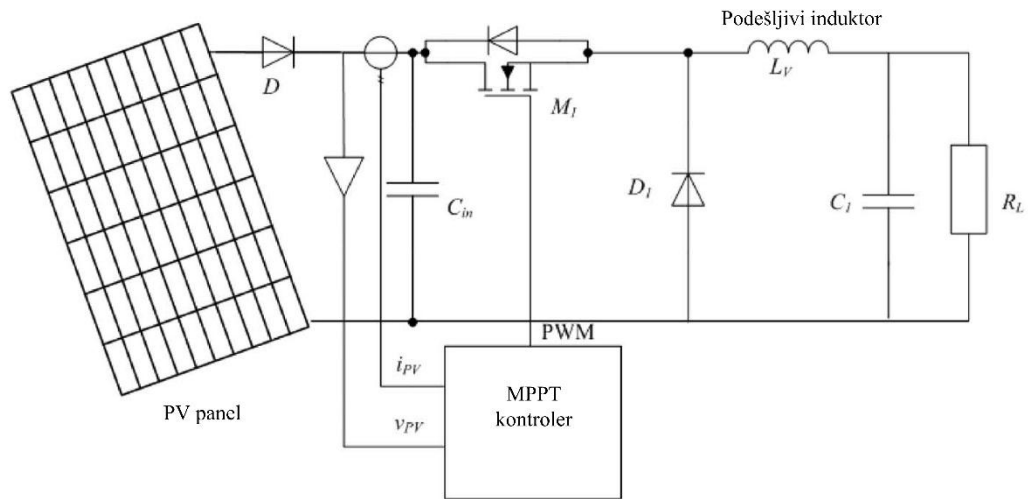
Slika 2.1 a) Šema podešljivog magnetskog induktora, b) magnetsko telo induktora u formi kompozitne žice, c) magnetsko telo induktora trakaste strukture [5]

Integrirani podešljivi induktor u formi planarnog solenoida sa NiFe jezgrom predstavljen je u radu [6]. Promena induktivnosti je ostvarena dovođenjem jednosmerne struje koja se superponira na radnu naizmjeničnu struju, čime se menja permeabilnost feromagnetskog jezgra. Opsezi promene induktivnosti od 85 %, 35 % i 20 % su redom ostvareni na frekvencijama od 0,1, 1 i 2 GHz, za induktivnosti u opsegu od 1 nH do 150 nH. Na slici 2.2 je prikazan realizovani podešljivi induktor. I_{DC} predstavlja jednosmernu struju koja se propušta kroz namotaje i pri tome indukuje magnetsko polje H_{\perp}^{ext} ; H_a predstavlja anizotropno polje, FMW i FML označavaju širinu, odnosno, dužinu feromagnetskog jezgra, dok w označava debljinu žice, a g razmak između namotaja.



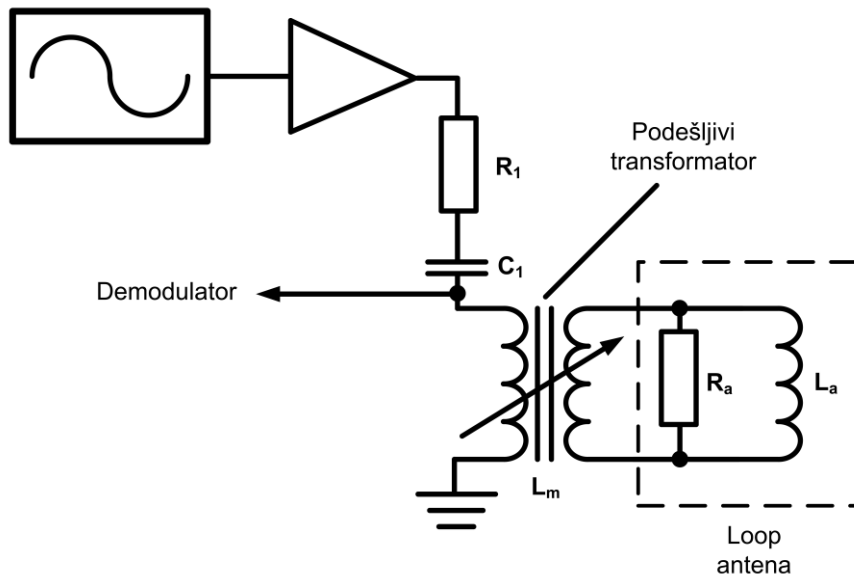
Slika 2.2 Šema strujom podešljivog induktora u formi planarnog solenoida [6]

Jedna od primena strujno podešljivih induktora jeste u solarnim fotovoltaičnim sistemima mikromreža [18], slika 2.3. U ovom radu je predstavljena nova topologija MPPT kontrolera (eng. *Maximum Power Point Tracking*) za uređaje za solarne mikromreže koji uključuju podešavanje induktivnosti. MPPT kontroler služi za konvertovanje višeg DC napona iz solarnog panela u niži napon za punjenje baterija. Glavna karakteristika podešljivog induktora je da se induktivnost smanjuje porastom struje. Ova karakteristika donosi sledeće prednosti DC-DC konvertoru koji se koristi za MPPT: ukupna veličina induktora je smanjena do 75 % (u odnosu na konvencionalni induktor, dok su dimenzije korišćenog podešljivog induktora Micrometal T68-52: unutrašnji prečnik = 9,40 mm, visina = 4,83 mm i dužina jezgra = 4,23 cm); opseg rada je proširen za uslove slabog osvetljenja ili delimično osenčenih solarnih panela; odziv promene na ulazu je stabilan. Opseg promene induktivnosti induktora iznosi između 111 μH (za $I_{DC} = 2,27 \text{ A}$) i 21,3 μH (za $I_{DC} = 4,61 \text{ A}$). Elementi kola sa slike 2.3 C_{in} , M_1 , D_1 , L_V , C_1 i R_L čine spuštač napona za MPPT.



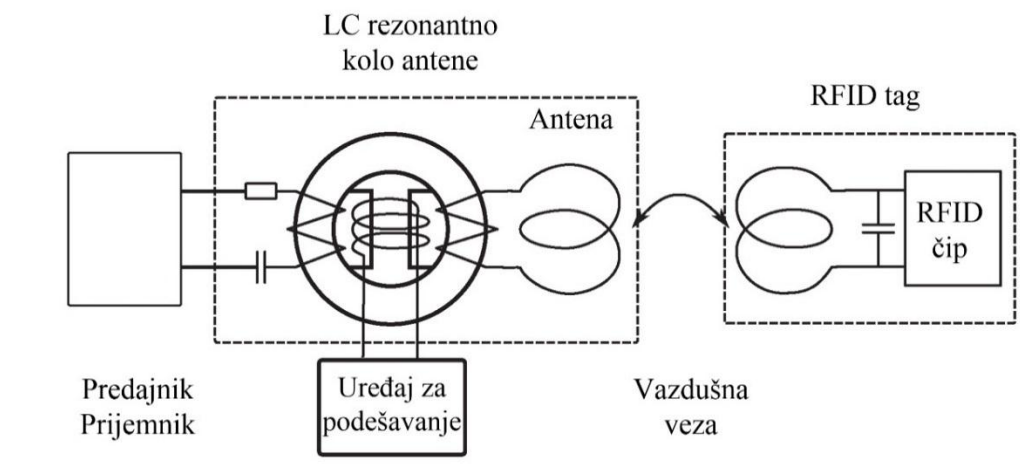
Slika 2.3 Šema prototipa konvertora u kojoj se koristi podešljivi induktor [18]

Promena inuktivnosti propuštanjem jednosmerne struje kroz DC namotaje primenjena je i u transformatorima. Dizajn podešljivog transformatora za regulisanje centralne frekvencije rezonantne antene u obliku petlje (eng. *Loop Antenna*) u sistemu čitača identifikacije putem radio frekvencija RFID (eng. *Radio Frequency Identification*), prikazan je u radu [7]. Rezonantna frekvencija drajverskog kola zavisi od inuktivnosti podešljivog transformatora. Promena inuktivnosti je ostvarena premagnećenjem feritnog jezgra transformatora, koji ima nelinearnu krivu magnećenja materijala. Realizovanim prototipom podešljivog transformatora moguće je ostvariti promenu frekvencije u opsegu od 1,6 MHz, za jačinu struje do 300 mA (pri čemu se inuktivnost menja od vrednosti $\sim 17 \mu\text{H}$ za $I_{DC} = 0 \text{ A}$, na vrednost od $\sim 10,5 \mu\text{H}$ za $I_{DC} = 300 \text{ mA}$). Na slici 2.4 je prikazano drajversko kolo antene RFID čitača za frekvenciju od 13,56 MHz sa podešljivim transformatorom. Redno rezonantno kolo se koristi u drajverskom kolu antene. Podešljivi transformator je u kolo uključen kao serijska inuktivnost zajedno sa *loop* antenom koja je priključena na njegov sekundar. Model antene se sastoji od paralelnog *R-L* kola (na slici 2.4 označeni R_a i L_a).



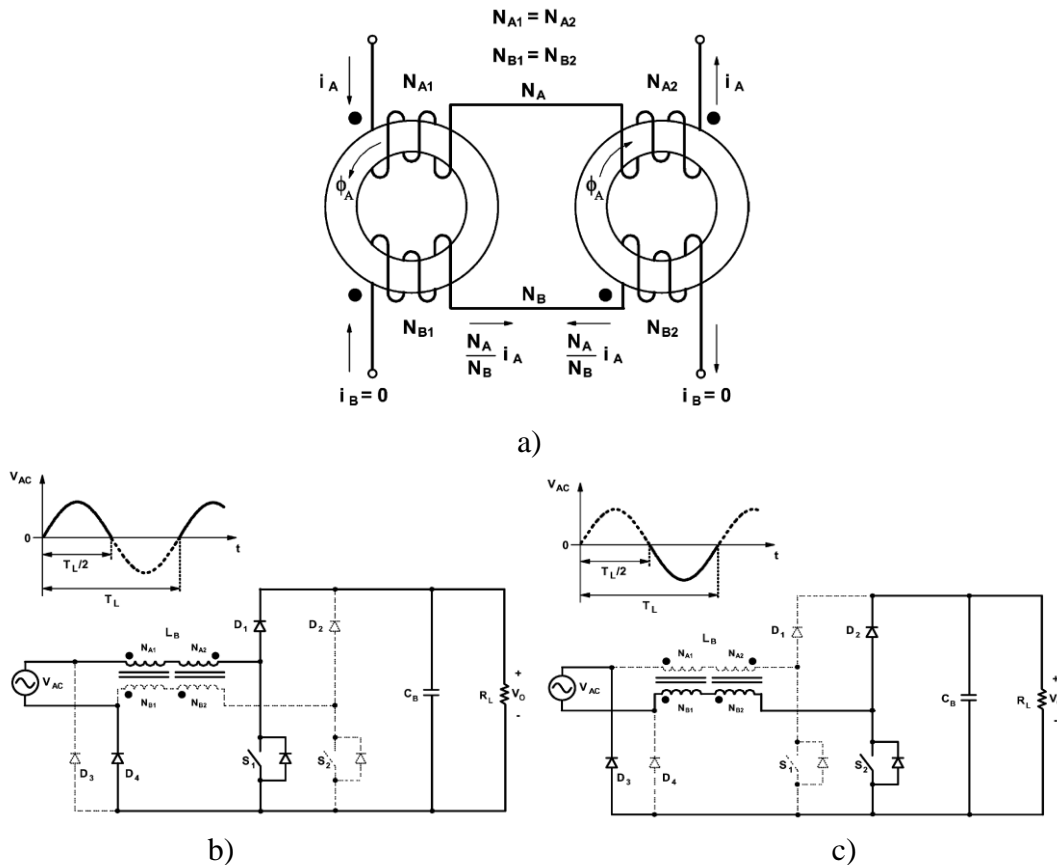
Slika 2.4 Drajversko kolo antene RFID čitača za 13.56 MHz sa podešljivim transformatorom [7]

Sličan princip podešavanja rezonantne frekvencije RFID sistema realizovan je i u radu [19], čija šema je prikazana na slici 2.5. Efektivna induktivnost na ulazu rednog serijskog kola se sastoji od induktivnosti antene i podešljivog transformatora. Uređaj za podešavanje kontroliše DC magnetizaciju feritnog jezgra transformatora i na taj način prilagođava rezonantnu frekvenciju celog kola antene. Za obezbeđivanje potrebne snage magnetskog polja, antena se pobuđuje pojačavačem snage. Da bi prenos energije između čitača i taga bio optimalan, noseća frekvencija rezonantnog kola je podešena na 13,56 MHz. Opseg promene induktivnosti iznosi između $1,92 \mu\text{H}$ (za $I_{DC} = 0 \text{ A}$) i $1,14 \mu\text{H}$ (za $I_{DC} \sim 125 \text{ mA}$).



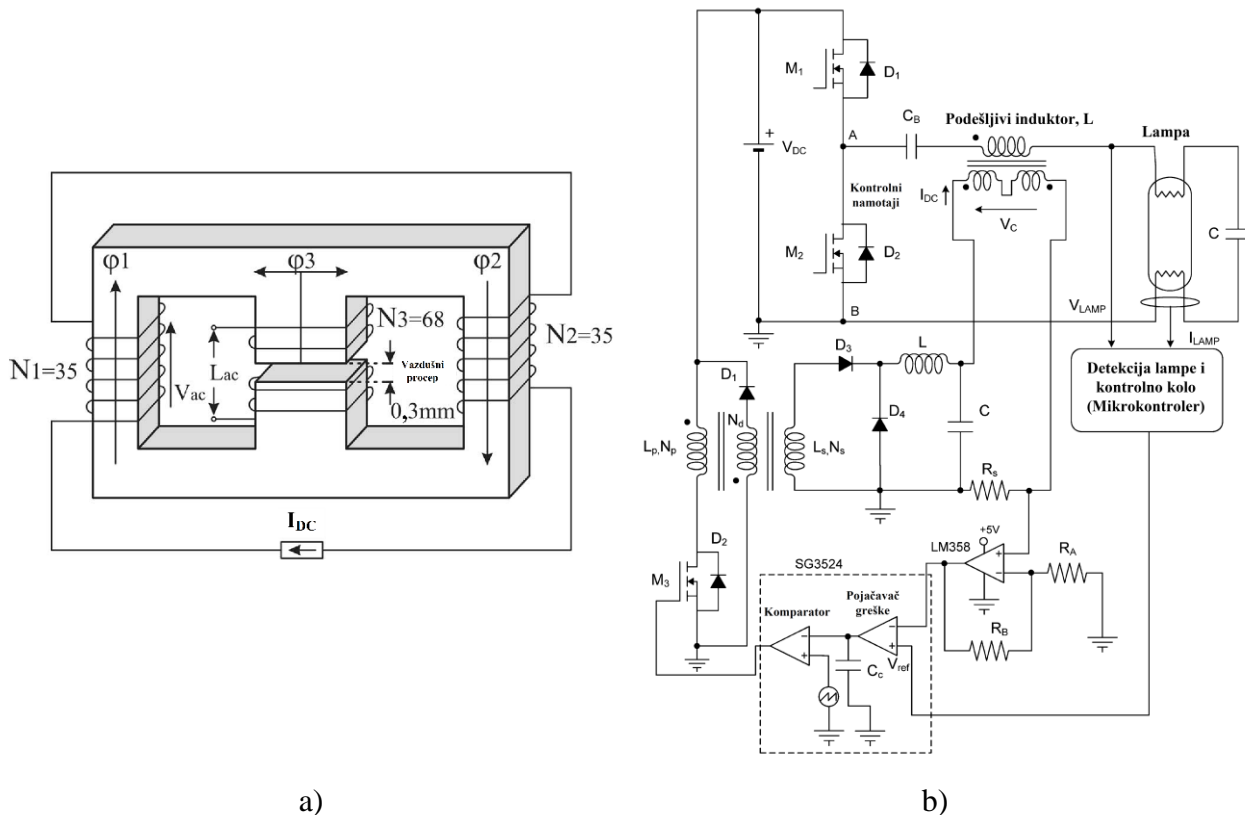
Slika 2.5 Blok dijagram RFID sistema sa podešljivim transformatorom [19]

U radu [20] je prikazan dualni podizač napona u kolu ispravljača sa korekcijom faktora snage PFC (eng. *Power Factor Correction*) koji koristi magnetski induktor sa višestrukim namotajima. Na slici 2.6a je prikazan magnetski uređaj sa dva namotaja, kako su ga autori nazvali, sa označenim referentnim smerovima struja i magnetskih flukseva usled proticanja struje i_A kroz namotaje N_A . Primenom predložene tehnike namotavanja, moguće je integrisati dva odvojena podizača napona. Na slici 2.6b je prikazan princip rada kola. Kada je ulazni naizmenični napon V_{ac} pozitivan, tada podizač napona, koji se sastoji od prekidača S_1 , dioda D_1 i D_4 , namotaja N_{A1} i N_{A2} obezbeđuje potreban napon na izlazu kola. Na slici 2.6c je prikazan rad kola u slučaju kada je ulazni napon V_{ac} negativan i kada podizač napona koji se sastoji od prekidača S_2 , dioda D_2 i D_3 , kao i namotaja N_{B1} i N_{B2} podešljivog induktora, obezbeđuje napon na izlazu kola. U oba slučaja važi da, kada jedan podizač napona radi, drugi podizač napona je neaktivan (neaktivne komponente su na slikama označene isprekidanim linijama). Izmerena efikasnost konvertora i koeficijent harmonijskih izobličenja pri minimalnom i maksimalnom opterećenju iznose redom 94,9 % i 3,5 %. Takođe, efikasnost rada konvertora je poboljšana za oko 1 % u poređenju sa konvencionalnim podizačima napona u kolima ispravljača sa korekcijom faktora snage.



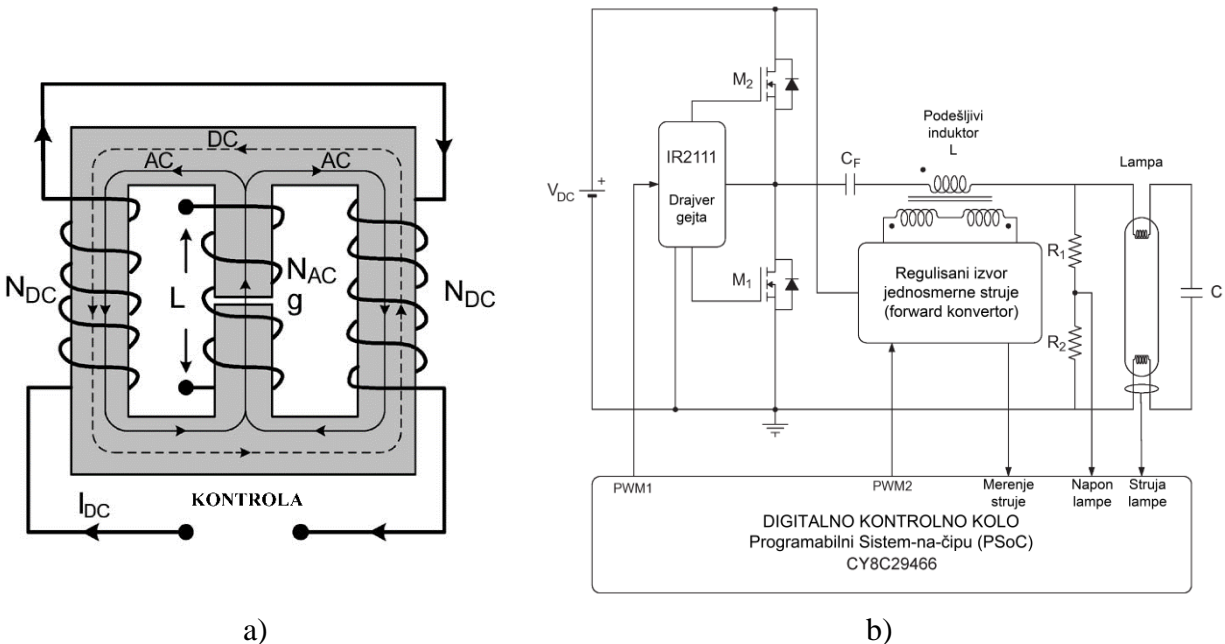
Slika 2.6 a) Integrisani magnetski uređaj sa dva namotaja sa odvojenom akumulacijom energije; b) aktivni deo konvertora kada je ulazni napon V_{ac} pozitivan; c) aktivni deo konvertora kada je ulazni napon V_{ac} negativan [20]

Jedan od glavnih izazova kod komercijalnih tipova balasta jeste kako postići optimalan rad fluorescentnih lampi sa različitim faktorima snage. Autori su u radu [8] pristupili rešavanju ovog cilja korišćenjem podešljivog induktora. Podešljivi induktor je kontrolisan jednosmernom strujom *forward* pretvarača (eng. *Forward Converter*) direktno napajanim iz DC napona balasta. Ova kontrolna struja omogućava podešavanje rezonantnog kola i prilagođavajući ga radnim parametrima svake lampe, obezbeđuje radne uslove bliskim rezonantnim frekvencijama. Podešljivi induktor realizovan je dvostrukim E jezgrom (slika 2.7a). Podešljivi induktor treba da kontroliše vrednosti induktivnosti uspostavljanjem različitih segmenata reaktanse u jezgru. Dva jednaka namotaja N_1 i N_2 namotana su na spoljašnje delove jezgra i kroz njih je propuštana jednosmerna struja i na taj način su proizvedene magnetomotorne sile φ_1 i φ_2 . Dodatni namotaj N_3 koji određuje ac induktivnost L_{ac} smešten je na srednji deo jezgra koji sadrži i vazdušni procep. Jednosmerna struja koja protiče kroz namotaje N_1 i N_2 omogućava podešavanje induktivnosti L_{ac} koja je povezana magnetskim fluksom φ_3 uspostavljenim u središnjem delu jezgra. Prototip kola elektronskog balasta prikazan na slici 2.7b daje adekvatnu vrednost referentnog napona i na taj način obezbeđuje potrebnu jednosmernu struju kojom se podešava željena vrednost induktivnosti u LC rezonantnom kolu.



Slika 2.7 a) Magnetska struktura podešljivog induktora; b) prototip kola elektronskog balasta [8]

Slična konfiguracija podešljivog induktora i njegova primena u digitalno kontrolisanom elektronskom balastu predstavljen je u radu [21]. Šema podešljivog induktora i dijagram predloženog univerzalnog balasta prikazani su redom na slikama 2.8a i 2.8b. Magnetski regulator koji je baziran na podešljivom induktoru je korišćen da prilagodi rad invertora detektovanoj fluorescentnoj lampi. Digitalno, kontrolno kolo je razvijeno kako bi kontrolisalo inverter koji napaja lampu kao i DC-DC konvertor koji napaja kontrolne namotaje magnetskog regulatora. Magnetski regulator se koristi u formi podešljivog induktora kako bi se induktivnost koristila kao drugi parametar zajedno sa prekidačkom frekvencijom. Induktivnost podešljivog induktora u radovima [8] i [21] je menjana u opsegu od 0,932 mH ($I_{DC} = 0$ A) do 0,259 mH ($I_{DC} = 1,2$ A).

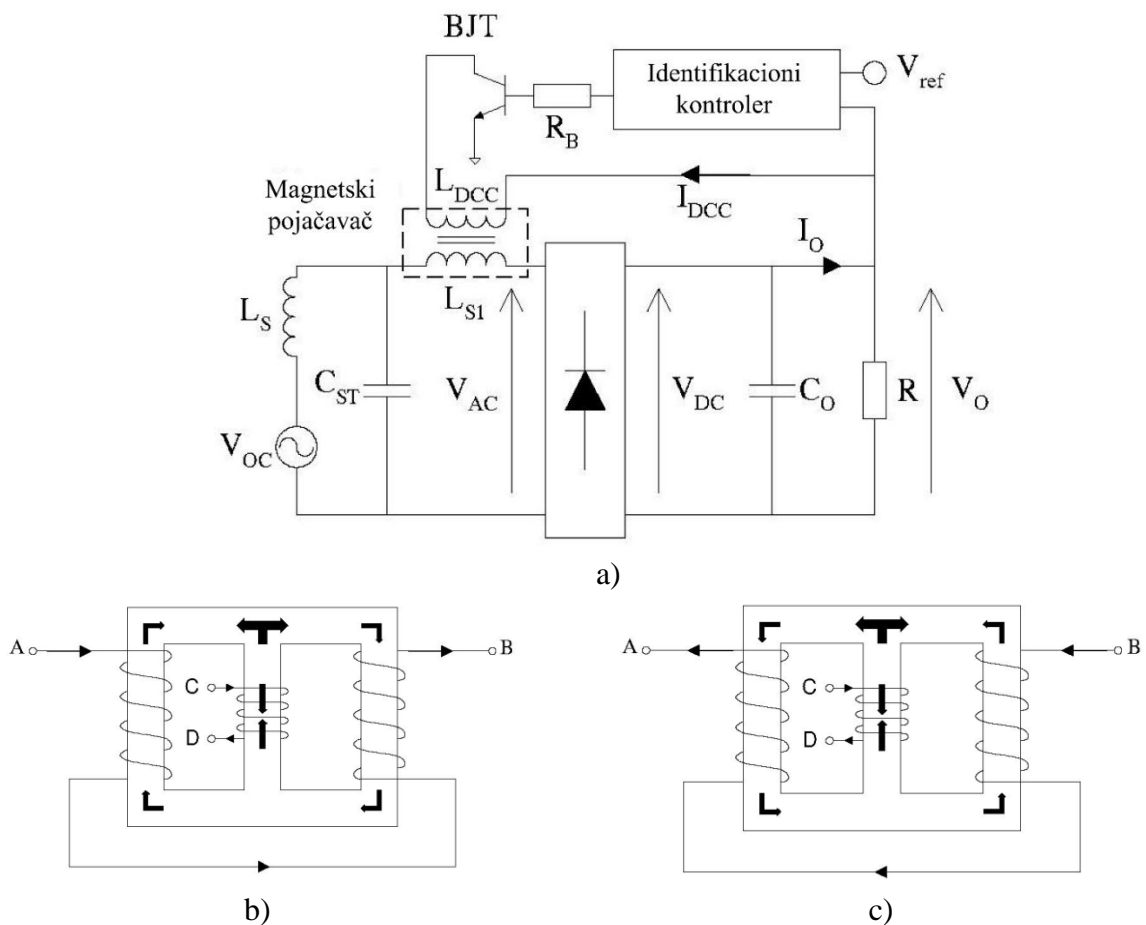


Slika 2.8 a) Podešljivi induktor realizovan sa dva E jezgra; b) šematski prikaz predloženog univerzalnog balasta [21]

U radu [22], podešljivi induktor je korišćen u automatskim test sistemima za elektronske sisteme za senzore blizine u avionskoj industriji. Podešljivom induktivnošću induktora moguće je simulirati ponašanje induktivnih senzora blizine. Rezultati testiranja su pokazali da je tačnost podešljivih induktora bolja od 2 μ H sa rezolucijom manjom od 0,5 μ H. Autori ističu da je strujno podešljivi induktor bolje rešenje od ostalih tipova podešljivih induktora, kao što je dekadna induktivna kutija ili induktor sa pokretnim jezgrom, jer je za oba induktora potrebno ili mehaničko dejstvo ili imaju skokovite promene u vrednostima induktivnosti.

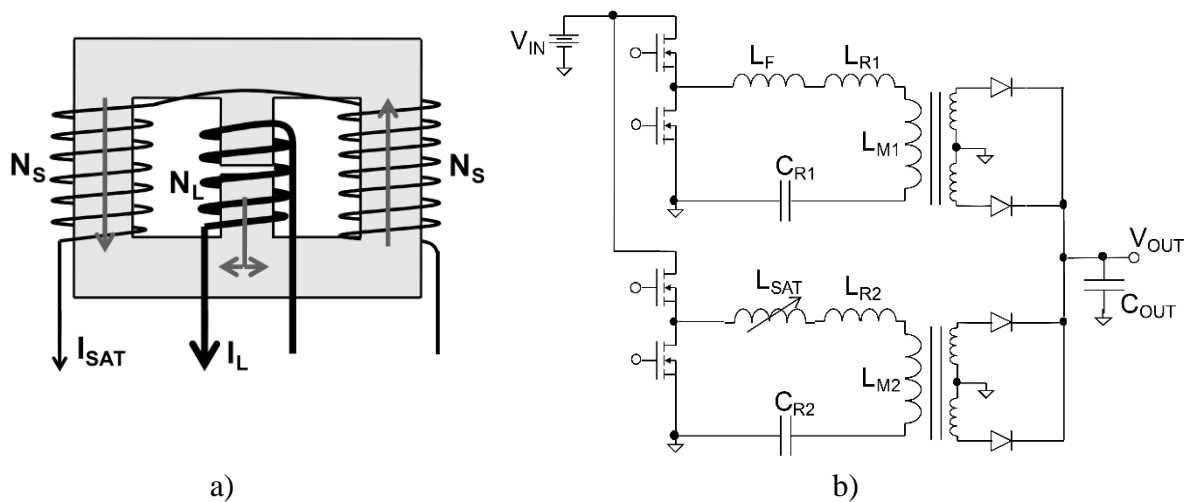
Autori su u radu [23] realizovali kolo prenosa energije induktivnom spregom ICPT (eng. *Inductively Coupled Power Transfer*) kod sistema za prikupljanje energije (*power pick-up*), slika 2.9a. Sistem se sastoji od dva povezana dela; sistema za prikupljanje (*pick-up*) i kontrolnog kola. Kontrolni deo čine magnetski pojačavač, tranzistor i identifikacioni kontroler. Koristi se LCL

(induktor-kondenzator-induktor) konfiguracija umesto konvencionalnog LC podešavajućeg kola i magnetski pojačavač koji radi kao podešljivi induktor sa izlaznim naponom kao povratnim kontrolnim signalom. Konfiguracija magnetskog pojačavača prikazana je na slici 2.9b i 2.9c. Tačke A i B spoljašnjeg namotaja su povezani sa LCL podešljivim kolom, predstavljajući podešljivu kontrolnu induktivnost L_{S1} . Tačke C i D unutrašnjeg namotaja su redom povezane sa opterećenjem i kolektorom tranzistora označenog BJT, predstavljajući DC kontrolni namotaj. Fluks koji stvara naizmenična struja u spoljašnjim namotajima (tanke strelice) se suprotstavljaju u centralnom delu jezgra (za oba smera struje) i tako ostavljajući nepromenjenim DC kontrolni fluks (deblje strelice). Identifikacioni kontroler poredi izlazni napon V_o referentnim naponom V_{ref} i njihovu razliku koristi za stvaranje promenljivog izlaznog jednosmernog napona za kontrolu tranzistora BJT. Tranzistor radi kao pojačavač umesto kao prekidač. Izlaz identifikacionog kontrolera kontroliše struju baze tranzistora I_B , a preko nje se određuje kontrolna jednosmerna struja I_{DCC} .



Slika 2.9 a) Predloženo LCL podešljivo kolo prenosa energije induktivnom spregom sistema za prikupljanje energije (*power pick-up*); konfiguracija magnetskog pojačavača i smer fluksa za: b) smer struje u *forward* smeru, c) smer struje u *reverse* smeru [23]

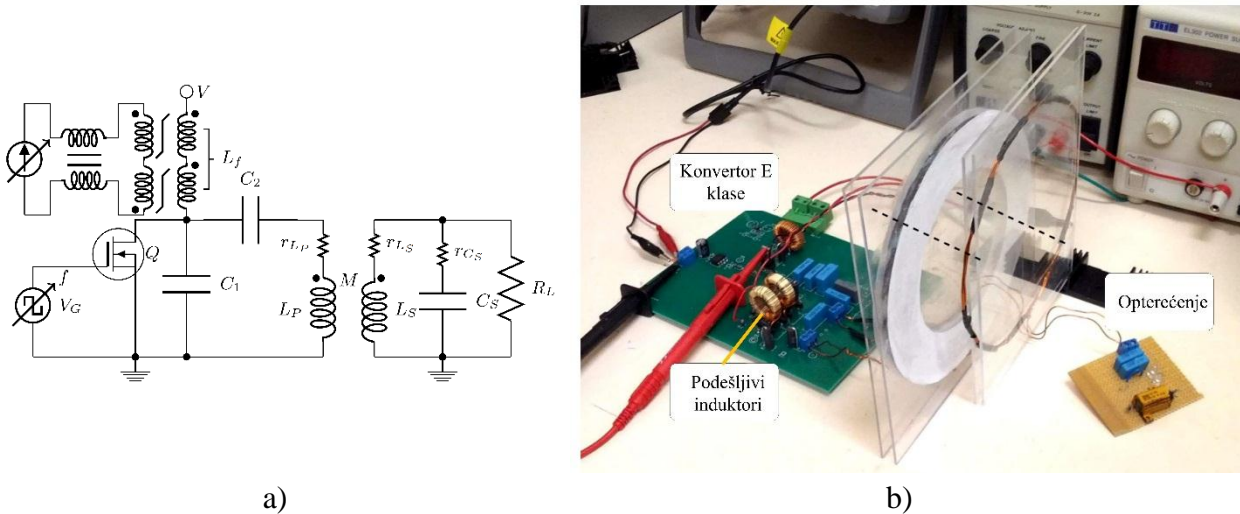
I autori u radu [24] su koristili podešljivi induktor formiran od dva jezgra u obliku slova E. Jezgra su napravljena od materijala *N27*, proizvođača *EPCOS*. Namotaji N_L se koriste za dobijanje induktivnosti L_{SAT} na centralnom stubu magnetskog jezgra (slika 2.10a). Propuštanjem jednosmerne struje kroz dva namotaja N_S na spoljašnjim delovima jezgra, podešava se induktivnost L_{SAT} (slika 2.10a). Za izjednačavanje rezonantnih frekvencija dva modula (konvertora) i minimiziranje neuravnoteženosti struje, strujno kontrolisani induktor se dodaje na red induktoru jednog od konvertora (slika 2.10b). Dva dodatna induktora su dodata u realizovani sistem: fiksni induktor (L_F) je postavljen redno na primarnoj strani rezonantnih komponenti modula-1, dok je podešljivi induktor (L_{SAT}) dodat modulu-2. Podešljivi induktor se može adekvatno podesiti kako bi u potpunosti izbalansirao rezonantne komponente između ova dva modula. Induktivnost induktora za $I_{DC} = 0$ A iznosi $42 \mu\text{H}$ i smanjuje se na vrednost od $15 \mu\text{H}$ za $I_{DC} = 150$ mA.



Slika 2.10 a) Osnovna šema strujno-kontrolisanog induktora; b) dvofazni LLC rezonantni konvertor sa dodatnim rezonantnim induktorom za balansiranje neusklađenosti između dva modula. Podešljivi induktor (L_{SAT}) je dodat jednom od modula, dok je fiksni induktor (L_F) postavljen u drugom modulu [24]

Autori su u radu [25] predstavili novu metodu elektronski podešljivog konvertora klase *E* koji se koristi kao primarni namotaj u induktivnom WPT (eng. *Wireless Power Transfer*) sistemu, da bi minimizirao štetne efekte neporavnosti induktivno spregnutih namotaja, koji se mogu javiti u toku rada sistema. Kako bi se ostvarili optimalni prekidački uslovi bez obzira na neporavnost namotaja, koriste se strujno podešljivi induktori (saturacioni reaktori) i podešljiva prekidačka frekvencija. WPT sistem sačinjen od konvertora klase *E* i dva magnetski spregnuta namotaja prikazan je na slici 2.11a. Saturacioni reaktor se sastoji od transformatora namotanog na magnetsko jezgro, pri čemu se induktivnost primarnih namotaja menja dovođenjem jednosmerne struje na sekundarne namotaje. Induktor L_f se sastoji od dva redno vezana saturaciona reaktora i

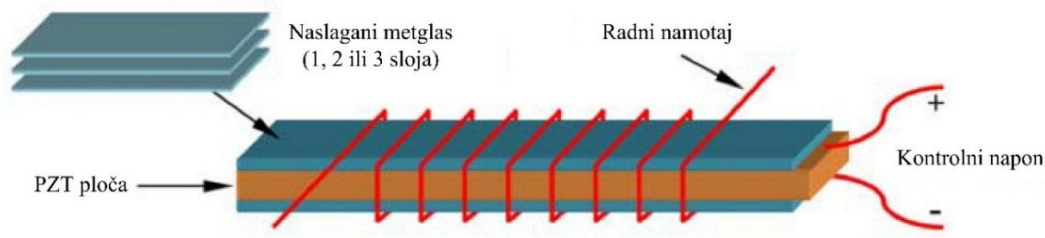
kontrolni namotaji su na jednosmerni izvor struje povezani preko prigušnice. Kondenzator C_1 je šant kondenzator koji je u kolo povezan paralelno sa mosfet tranzistorom Q . Kolo induktivne sprege se sastoji od primarnog namotaja induktivnosti L_p i njegove ekvivalentne serijske otpornosti r_p i sekundarnog namotaja induktivnosti L_s i njegove ekvivalentne serijske otpornosti r_s . Kondenzator C_s je povezan paralelno sa sekundarnim namotajem kako bi formirao rezonantno kolo. Opterećenje je predstavljeno otpornikom R_L . Promena induktivnosti saturacionih reaktora iznosi između $2,56 \mu\text{H}$ (za $I_{DC} = 0 \text{ A}$) i $0,88 \mu\text{H}$ (za $I_{DC} = 1 \text{ A}$). Na slici 2.11b prikazan je sistem tokom testiranja.



Slika 2.11 a) Konvertor E klase sa induktivnom spregom i kontrolisana induktivnost pomoću saturacionog reaktora; b) kompletan bežični sistem za prenos energije [25]

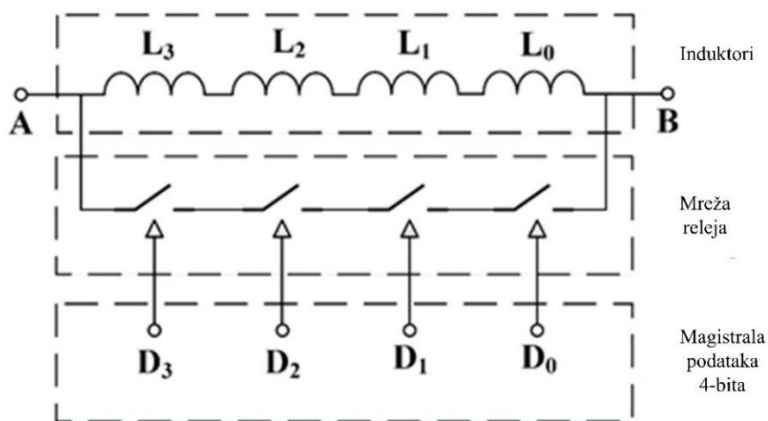
Podešavanje induktivnosti i Q faktora induktora moguće je vršiti i promenom napona. U radu [9] je ispitan uticaj debljine feromagnetskih slojeva na performanse magnetoelektričnog podešljivog induktora, slika 2.12. Promenom broja Metglas ploča u podešljivom induktoru, pri čemu se ne menja njihova ukupna debljina (jedna ploča debljine $24 \mu\text{m}$, dve ploče debljine $12 \mu\text{m}$ i tri ploče debljine $8 \mu\text{m}$), promena induktivnosti na frekvenciji od 10 kHz iznosi od približno $6 \mu\text{H}$ (za vrednost polja od -4 kV/cm) do približno $1,8 \mu\text{H}$ (za vrednost polja od 16 kV/cm). Merenjem promene vrednosti Q faktora za iste konfiguracije induktora, izmeren je približno isti porast Q faktora od oko 2,5 puta porastom jačine polja (od -4 kV/cm do 16 kV/cm). Ukoliko se konfiguracija podešljivog induktora menja promenom broja PZT (eng. *Lead Zirconate Titanate*) ploča (induktor sa jednom ili dve ploče, pri čemu je debljina jedne ploče $0,3 \text{ mm}$), takođe je izmerena promena vrednosti induktivnosti i Q faktora. Induktivnost induktora sa jednom PZT pločom na frekvenciji od 10 kHz se menja približno od $2,2 \mu\text{H}$ (za 0 kV/cm) na $0,8 \mu\text{H}$ (za 14 kV/cm), pri čemu je opseg podešavanja induktivnosti induktora $\sim 275 \%$. Q faktor se menja od 8,3 (za 0 kV/cm) na 21,3 (za 14 kV/cm). Kod induktora sa dve PZT ploče, induktivnost se na frekvenciji od 10 kHz menja od približno $1,1 \mu\text{H}$ (za 0 kV/cm) na vrednost od oko $0,6 \mu\text{H}$ (za

14 kV/cm), pri čemu je opseg podešavanja induktivnosti oko 187 %. Maksimalni Q faktor induktora sa dve PZT ploče (za 0 kV/cm) iznosi oko 10,3 i ta vrednost je povećana na 28,5 porastom jačine polja na 14 kV/cm.



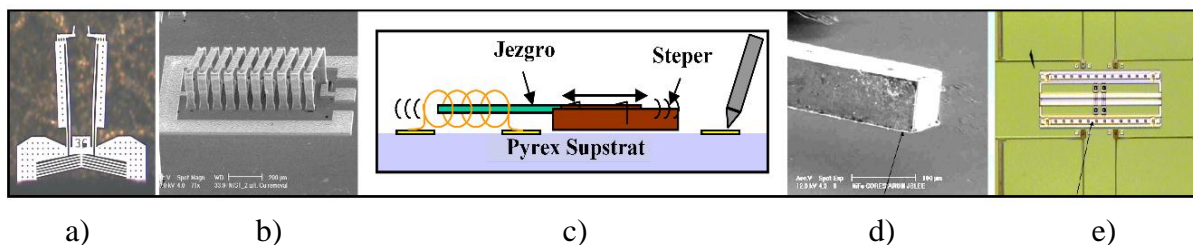
Slika 2.12 Šema naponom podešljivog induktora [9]

Podešljivi induktor predstavljen u radu [11] napravljen je korišćenjem kombinovane podloge i procesom zapreminskog mikromašinstva (eng. *Bulk Micromachining*) i kontroliše se primenom mikroreleja. Mikroreleji su proizvedeni korišćenjem TaSi₂/SiO₂ bimorfne konzole, zlato-zlato električnim kontaktom, sa aluminijumskim slojem i kombinovanim elektrostatičkim i termalnim aktuatorskim mehanizmom. Silicijumski supstrat ispod površine induktora je nagrizan kako bi se smanjili gubici usled vrtložnih struja. Korišćenjem 4 mikroreleja moguće je dobiti 16 različitih vrednosti induktivnosti u opsegu od 2,5 nH do 324,8 nH. Minimalna rezonantna frekvencija iznosi 1,9 GHz, dok su najniža izmerena termalna snaga i elektrostatički napon redom 8,0 mW i 20 V. Na slici 2.13 se vidi da svaki induktor ima paralelno povezan relej i da su stanja releja kontrolisana spoljašnjim signalima D_3 , D_2 , D_1 i D_0 . Kada su svi releji otvoreni ($D_3D_2D_1D_0 = 0000$), izlazna induktivnost je maksimalna, dok se minimalna vrednost induktivnosti dobija kada su svi releji zatvoreni ($D_3D_2D_1D_0 = 1111$).



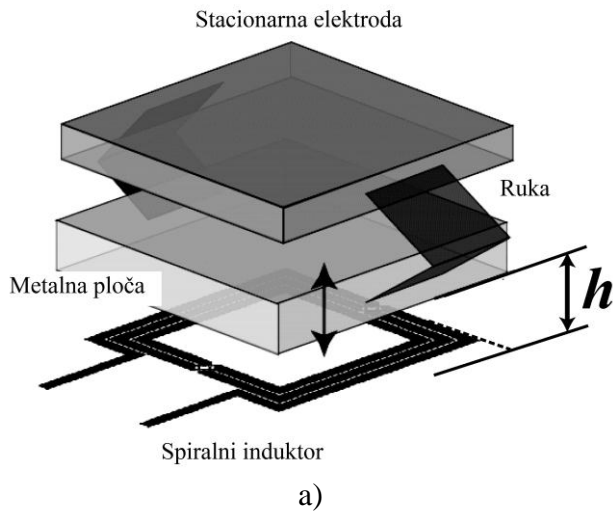
Slika 2.13 Dijagram kola podešljivog induktora sa MEMS relejima [11]

U radu [26] prikazana je heterogena mikromontaža koja je napravljena od MEMS translatorne faze, solenoida prekrivenog bakrom i feromagnetskog NiFe jezgra integrisani na Pyrex podlozi. Sistem za automatizovanu kontrolu pokreta sa 5 stepeni slobode je povezan sa platformom pomoću silikonskih mikrohvataljki (eng. *Microgrippers*). Podešljivi induktor je karakterisan u frekvencijskom opsegu od 300 kHz do 20 GHz i ima sopstvenu rezonantnu frekvenciju od 10 GHz. Q faktor je viši od 50, dok je opseg promene induktivnosti od 5,5 nH do 40 nH. Magnetski kompozitni materijal koji sadrži $\text{Co}_{83,2}\text{B}_{3,3}\text{Si}_{5,9}\text{Mn}_{7,6}$ ispoljava kontinualno poboljšanje u induktivnosti i Q faktoru do sopstvene frekvencije uređaja. Na slici 2.14 (s leva na desno) redom su prikazani, (a) *Zyvex SCS* mikrohvataljke, (b) solenoid obložen bakrom sa CPW (eng. *Coplanar Waveguide*) portom, (c) šematski prikaz podešljivog induktora, (d) obloženo NiFe (permaloj) jezgro i (e) silicijumski stepper.

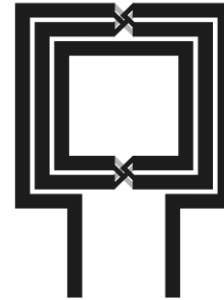


Slika 2.14 a) *Zyvex SCS* mikrohvataljke, b) solenoid obložen bakrom sa CPW portom, c) šematski prikaz podešljivog induktora, e) obloženo NiFe (permaloj) jezgro, e) silicijumski stepper [26]

U radu [27] je predstavljen CMOS naponski kontrolisan oscilator VCO (eng. *Voltage Controlled Oscillator*). VCO koristi podešljivi induktor kao dodatni podešljivi element kako bi se proširio opseg rada VCO. Proizvedeni podešljivi induktor ima opseg podešavanja induktivnosti od 3,73 nH do 5,82 nH vertikalnim pomeranjem metalne ploče iznad konvencionalnog spiralnog induktora. Na slici 2.15a je prikazan realizovani podešljivi induktor koji se sastoji od konvencionalnog planarnog induktora u obliku spirale, metalne ploče i MEMS aktuatora. VCO je proizveden u standardnoj $0,35\ \mu\text{m}$ tehnologiji i ima opseg promene frekvencije 2,13 GHz – 3,28 GHz. Na slici 2.15b su prikazani geometrijski parametri planarnog induktora.

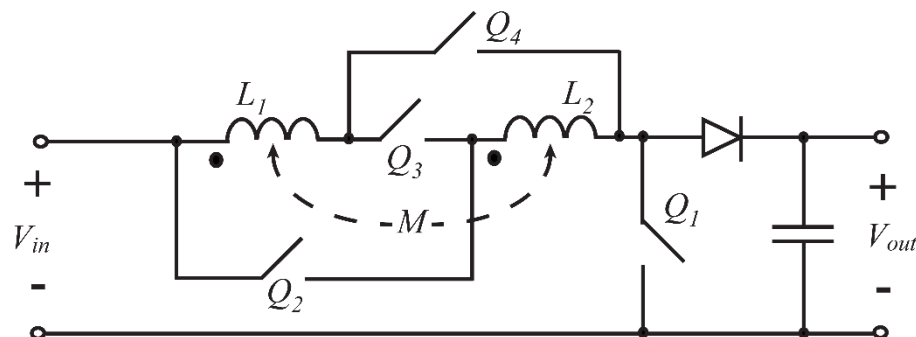


Broj zavojaka: 2,5
 Širina linije: 20 μm
 Širina između linija: 4 μm
 Prečnik: 400 μm



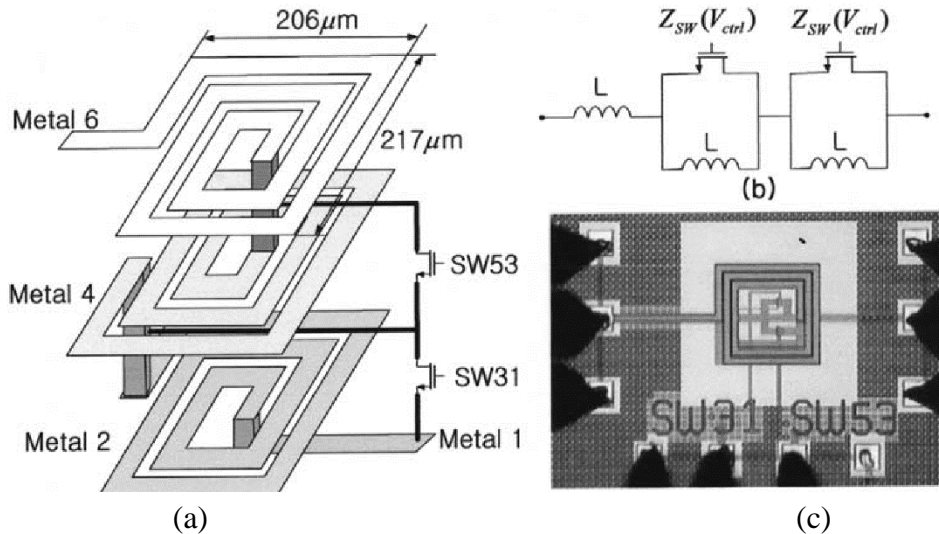
Slika 2.15 a) Struktura podešljivog induktora sastavljenog od konvencionalnog spiralnog induktora, metalne ploče i MEMS aktuatora; vertikalnim pomeranjem ploče iznad spiralnog induktora vrši se promena induktivnosti; b) geometrijski parametri spiralnog induktora [27]

Autori su u radu [28] modifikovali standardni podizač napona korišćenjem 3 dodatna poluprovodnička prekidača (slika 2.16). Na taj način je moguće koristiti spregnute induktore (koji se nalaze na istom jezgru) u dve različite konfiguracije. Ovako realizovani podizač napona sa rekonfigurabilnim induktorom se koristi za povećanje prikupljanja solarne energije tokom perioda slabe osvetljenosti. U eksperimentalnom konvertoru koji je prikazan u ovom radu, za svaki prekidač Q_2 , Q_3 i Q_4 , korišćena su dva redno n -kanalna mosfeta zajedno vezanim sors priključcima. Ključna prednost rekonfigurabilnog induktora jeste niža talasnost struje tokom perioda slabe osvetljenosti u poređenju sa induktorima iste veličine koji su predviđeni za sprečavanje zasićenja usled visokih vrednosti struja.



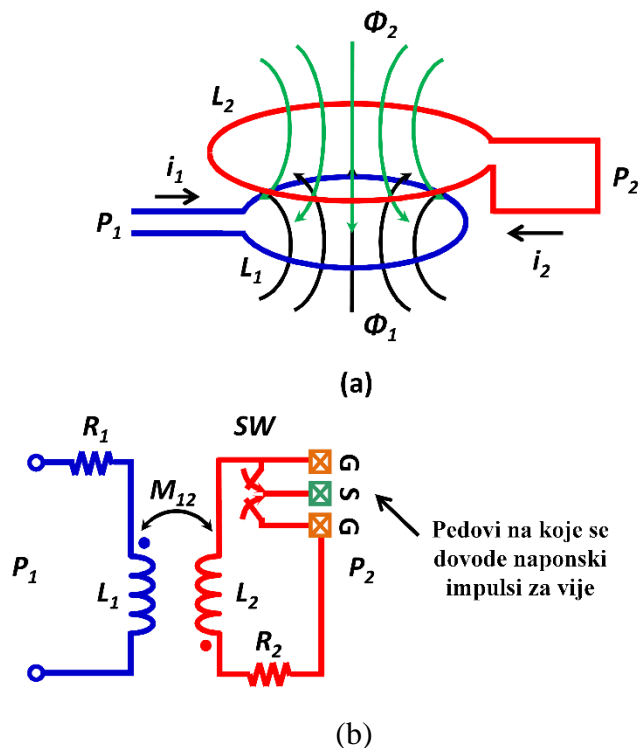
Slika 2.16 Predložena topologija podizača napona sa rekonfigurabilnim induktorom [28]

Naponski kontrolisan monolitni podešljivi induktor sa složenim spiralnim induktorima i MOSFET prekidačima predstavljen je u radu [29]. Zbog svoje višeslojne strukture, zauzima manje od 50 % površine koje zauzima konvencionalni induktor sa jednim slojem (slika 2.17). Kontrolisanjem prekidačkog napona na MOSFET-u, induktivnost predloženog induktora sa 3 sloja se može menjati u opsegu 8 - 23 nH na frekvenciji 2,4 GHz, dok je kod induktora sa 2 sloja opseg promene induktivnosti 3,7 - 15 nH. Zbog svoje kompaktne veličine i mogućnosti podešavanja induktivnosti, prikazani induktor predstavlja komponentu za primenu u RF kolima kao što su širokopojasni naponom kontrolisani oscilatori.



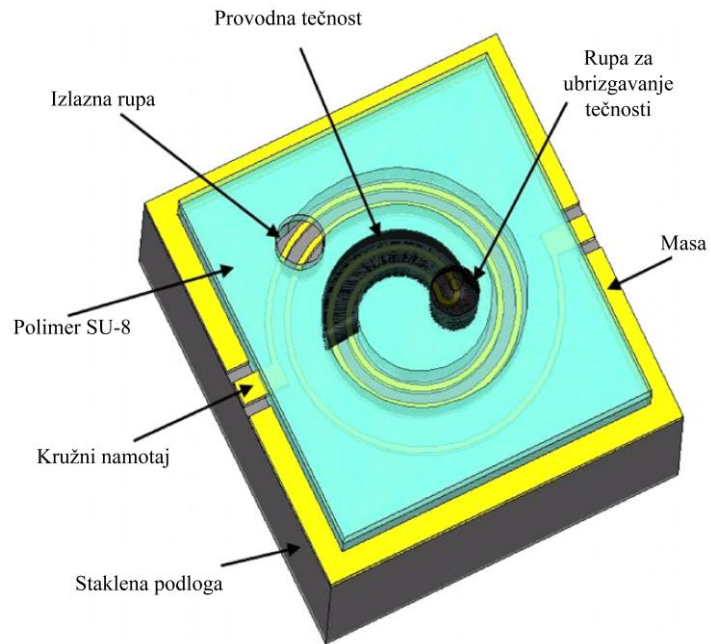
Slika 2.17 a) Konfiguracija induktora, b) ekvivalentno kolo induktora, c) mikrofotografija induktora [29]

Novi pristup u realizaciji rekonfigurabilnih CMOS kompatibilnih RF induktora primenom programabilnih vija prikazan je u radu [14]. Vije su napravljene od materijala koji menjaju agregatno stanje (PC, eng. *Phase Change*). Reverzibilna rekonfiguracija fabrikovanog prototipa induktora demonstrirana je primenom naponskih impulsa kako bi transformisala PC materijal između kristalnog stanja (uključen) i amorfno stanja (isključen). Izmerena induktivnost i Q faktor induktora u isključenom stanju iznose 1,9 nH i 12,4 na frekvenciji od 2 GHz, dok su u uključenom stanju induktivnost i Q faktor 0,9 nH i 5,8 na frekvenciji od 5 GHz. Kada je prekidač SW u uključenom stanju, struja i_2 koja protiče kroz L_2 stvara magnetsko polje koje se suprotstavlja polju stvorenog od L_1 i na taj način smanjuje efektivnu induktivnost koja se vidi na P_1 . Kada je SW isključen, struja ne protiče kroz L_2 i induktivnost na P_1 je jednaka vrednosti induktivnosti L_1 (slika 2.18a). Na slici 2.18b se vidi da induktor ima dva pristupa, P_1 i P_2 . P_1 sadrži primarni induktor L_1 , dok je P_2 povezan na sekundarni namotaj L_2 preko rednog prekidača (SW) na bazi PC vije. L_1 i L_2 se ponašaju kao transformator i njihova negativna međusobna induktivnost smanjuje efektivnu induktivnost koja se vidi na P_1 .



Slika 2.18 Konceptualna šema PC (eng. *Phase Change*) induktora rekonfigurabilnog promenom agregatnog stanja: a) indukovana struja i_2 od strane fluksa Φ_1 stvara fluks Φ_2 koji smanjuje efektivnu induktivnost koja se vidi na P_1 , b) model kola induktora; M_{12} smanjuje efektivnu vrednost L_1 kada je SW zatvoren, a kada je SW otvoren, M_{12} ne utiče na L_1 [14]

Mikro-podešljivi induktor u obliku dvostrukog kružnog namotaja proizveden primenom mikroelektronske tehnologije i procesa laminacije predstavljen je u radu [15]. Osnovna ideja je postavljanje kapljice tečnosti između metalnih namotaja kako bi se izmenila kapacitivna/otpornička sprega između metalnih linija i tako promenila uskladištena magnetska energija. Kanali tro-dimenzionalnih namotaja su parcijalno ili u potpunosti popunjavani slanom vodom (slika 2.19). Izmerene električne karakteristike pokazuju da se ovi uređaji mogu koristiti do frekvencije od 1,6 GHz. Opseg promene induktivnosti, u zavisnosti od količine tečnosti, iznosi približno 107 % (opada od 5,4 nH na 2,6 nH na frekvenciji od 1,6 GHz). Bez prisustva tečnosti, maksimalna vrednost Q faktora iznosi 12 i rezonantna frekvencija je 4 GHz; kada su kanali u potpunosti ispunjeni, vrednost Q faktora iznosi 6, dok je rezonantna frekvencija 4,3 GHz.



Slika 2.19 Struktura podešljivog mikro-induktora pomoću tečnosti [15]

2.1 Pravac istraživanja

Konačno, u tabeli 2.1 dat je pregled literature koja je citirana u ovom poglavlju. Prikazani su podaci o primeni podešljivih induktora, načinu promene induktivnosti, opsegu promene induktivnosti, vrednostima Q faktora i frekvencijskom opsegu rada induktora.

Tabela 2.1 Pregled primene podešljivih induktora, načina i opsega promene induktivnosti, Q faktora i radne frekvencije

Referenca	Primena podešljivog induktora	Način promene induktivnosti	Opseg promene induktivnosti	Q faktor	Radna frekvencija
[5]	VF uređaji	Strujom 0-15 mA	500 nH-580 nH	5-17	~MHz
[6]	RF uređaji	Strujom 0-100 mA	150 nH-1 nH	~ 17	~MHz, GHz
[18]	Solarne mikromreže	Strujom 2,27-4,61 A	111 μ H-21,3 μ H	-	~kHz
[7]	RFID sistem	Strujom 0-300 mA	~17 μ H-~10,5 μ H	~ 17	~MHz
[19]	RFID sistem	Strujom 0-125 mA	1,92 μ H-1,14 μ H	~ 25	~MHz
[8], [21]	Elektronski balast	Strujom 0-1,2 A	0,932 mH-0,259 mH	-	~kHz, MHz
[24]	LLC rezonantni konvertor	Strujom 0-150 mA	42 μ H-15 μ H	-	~kHz
[25]	Bežični prenos energije (WPT)	Strujom 0-1 A	2,56 μ H-0,88 μ H	-	~kHz
[9]	Energetski i elektronski uređaji	Naponom -4 kV/cm- 16 kV/cm	~6 μ H- ~1,8 μ H	4,4-10,4	~kHz, MHz
		Naponom 0 kV/cm- 14 kV/cm	~2,2 μ H-~0,8 μ H	8,3-21,3	
[11]	Prenosni komunikacioni sistemi	MEMS releji	2,5 nH-324,8 nH	~3,3	~GHz
[26]	RF uređaji	MEMS	5,5 nH-40 nH	> 50	~GHz
[27]	RF uređaji	MEMS	2,73 nH-5,82 nH	~ 4	~GHz
[29]	RF uređaji, naponom kontrolisani oscilatori	Napon 0-1,6 V	8 nH-23 nH 3,7 nH-15 nH	~8	~GHz
[14]	Rekonfigurabilna RF kola	Materijal sa promenom agregatnog stanja	1,9 nH-0,9 nH	12,4	~GHz
[15]	Rekonfigurabilni induktori	Tečnost	5,4 nH-2,6 nH	12	~GHz

Kao što je već spomenuto, u radu [6] podešljivi induktor je realizovan jednim radnim namotajem kroz koji se istovremeno propuštaju radna naizmjenična struja i jednosmerna struja kojom se vrši promena induktivnosti induktora. Sličnu konfiguraciju podešljivih induktora sa jednim namotajem je moguće realizovati i u integrisanoj tehnologiji [30], [31], [32].

U radovima [8], [20], [33], [34] prikazani su podešljivi induktori koji se sastoje od dva ista feritna jezgra (bilo u obliku torusa ili slova E), sa dodatnim drugim namotajem kroz koji se propušta jednosmerna struja. U ovim konfiguracijama podešljivih induktora odgovarajućim smerom namotavanja dodatnih namotaja poništen je uticaj naizmjeničnog magnetskog polja na kontrolne namotaje kroz koje protiče jednosmerna struja.

Ključnu ulogu u podešljivoj feritnoj komponenti ima magnetsko jezgro. Materijali velike vrednosti permeabilnosti (magnetsko meki materijali) se najčešće koriste kao magnetska jezgra u induktorima i transformatorima. Takođe, pored velike permeabilnosti, poželjno je i da materijal ima što niže gubitke. Ni-Zn feriti, pored Mn-Zn ferita, čine najvažniju grupu mekih ferimagnetnih materijala. Ni-Zn feriti se koriste na frekvencijama do 10 MHz i imaju veliku specifičnu otpornost (od $10^6 \Omega \text{ cm}$). Zbog toga, Ni-Zn feriti će biti korišćeni kao magnetski materijal u ovom istraživanju.

Dodatno, kao jezgra podešljivih feritnih komponenti, biće ispitana jezgra izrađena u tehnologiji niskotemperaturnih zajedno pečenih keramika, tj. LTCC tehnologiji. Uzorci su u obliku torusa i proizvedeni su od komercijalno dostupne LTCC feritne trake ESL 40011® [35]. Testirani uzorci su pečeni na različitim maksimalnim temperaturama (1200 °C, 1100 °C, 1000 °C i 885 °C) i po hemijskom sastavu su Ni-Zn feriti. Prema tome, biće ispitan uticaj maksimalne temperature pečenja na električne i magnetske osobine ESL 40011 jezgara. Jezgro sa najmanjom gustinom snage gubitaka na frekvenciji od 1,6 MHz i jezgro koje kao deo podešljive feritne komponente ispuni potreban opseg promene induktivnosti usled dejstva jednosmerne struje, biće korišćeno kao jezgro konačne komponente. U ovoj disertaciji podešljivi induktor će biti realizovan jednim namotajem sa određenim brojem zavojaka kroz koji će jednosmerna struja proticati superponirana na naizmjenični signal. Za realizaciju ovog induktora potrebno je jedno feritno jezgro i nije potrebno namotavati dodatni drugi namotaj.

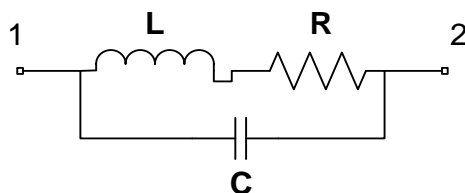
3. Karakterizacija induktora pod uticajem jednosmerne struje

U ovom poglavlju su prikazani rezultati ispitivanja uticaja jednosmerne struje na magnetske karakteristike induktora. Razvijena merna metoda prikazana u ovom poglavlju, omogućava efikasnu karakterizaciju induktora pod uticajem jednosmerne struje u širokom frekvencijskom opsegu. Metoda je verifikovana merenjem karakteristika komercijalnih SMD induktora. Merna postavka se sastoji od vektorskog analizatora mreže čije izlazne signale (S -parametre) je potrebno transformisati u električne parametre induktora kroz matematičke transformacije i ekvivalentni model sa dva kraja.

U tu svrhu, prvo su u sekciji 3.1 predstavljeni model induktora i odgovarajuće jednačine na osnovu kojih su izračunati parametri induktora (impedansa, induktivnost, Q faktor, itd.). Zatim, u sekciji 3.2 je prikazan postupak karakterizacije SMD induktora pomoću S -parametara. U sekciji 3.3 je prikazana razvijena merna metoda i opisan je princip merenja. Takođe, u ovoj sekciji su date osnovne karakteristike uređaja merne metode. U sekciji 3.4 su dati rezultati merenja tri komercijalno dostupna SMD induktora, od kojih su prva dva od proizvođača Fair-Rite 220805R82K7F i 2206031R8K7F [36], dok je treći induktor od proizvođača Coilcraft 0603AF-103XJR_ [37].

3.1 Model SMD induktora

Na visokim frekvencijama, induktor može biti prikazan kao ekvivalentno kolo koje se sastoji od serijske otpornosti R , ekvivalentne induktivnosti L i parazitne kapacitivnosti C (tj. skoncentrisanim parametrima) (slika 3.1) [38], [39].



Slika 3.1 Ekvivalentna šema induktora [38]

Magnetske karakteristike feritnih induktora zavise, između ostalog, od osobina feritnog materijala, tj. od njegove relativne permeabilnosti

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r'' \quad (3.1)$$

Permeabilnost je frekvencijski i temperaturno zavisna i induktor menja svoje ponašanje na različitim radnim temperaturama i frekvencijama [40], [41], [42], [43]. Realni deo μ_r' određuje induktivnost induktora L :

$$L = \mu_r' \cdot L_0, \quad (3.2)$$

gde je L_0 induktivnost induktora u vazduhu [44], [45].

Otpornost R uključuje gubitke u provodniku i magnetske gubitke u feritnom jezgru. Gubici u jezgru su na visokim učestanostima dominantni zbog uticaja imaginarnog dela permeabilnosti. Otpornost R ekvivalentnog modela induktora sa slike 3.1 opisana je gubicima usled uticaja feritnog materijala R_F i gubicima u provodniku R_{AC} i R_{DC} . Na višim frekvencijama gde dominira uticaj feritnog materijala, otpornost R_F se računa kao

$$R_F = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_r'' \cdot L_0, \quad (3.3)$$

gde su f frekvencija i μ_r'' imaginarni deo relativne permeabilnosti.

Otpornost R_{AC} uzima u obzir površinski efekat i efekat blizine, pa je otpornost provodnika širine w i debljine t [44]

$$R_{AC} = R_{DC} \cdot A \cdot \left[\frac{e^{2A} - e^{-2A} + 2 \sin(2A)}{e^{2A} + e^{-2A} - 2 \cos(2A)} + 2 \cdot \frac{N_i^2 - 1}{3} \cdot \frac{e^A - e^{-A} - 2 \sin(A)}{e^A + e^{-A} + 2 \cos(A)} \right], \quad (3.4)$$

gde se konstanta A računa kao

$$A = \frac{w}{\delta} \sqrt{\frac{t}{p}}, \quad (3.5)$$

pri čemu je p rastojanje između centara poprečnih preseka dva susedna provodnika. Dubina prodiranja δ se određuje kao [44]

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 f}}, \quad (3.6)$$

gde je ρ specifična otpornost provodnika (Ωm) i f frekvencija (Hz).

DC otpornost namotaja induktora se određuje kao

$$R_{DC} = \frac{4\rho}{\pi \cdot d^2} N l_T, \quad (3.7)$$

gde je N broj zavojaka, l_T prosečna dužina jednog zavojka, d prečnik provodnika (mm) i ρ specifična otpornost provodnika.

Prema tome, ukupna otpornost SMD induktora predstavlja zbir navedenih otpornosti i računa se kao

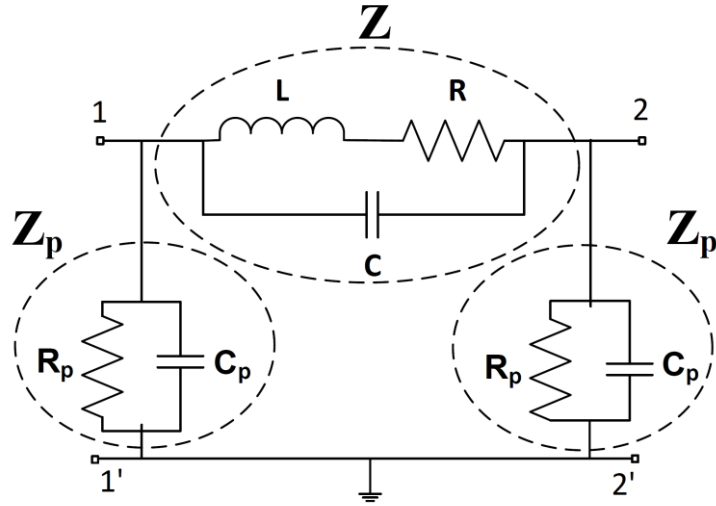
$$R = R_F + R_{AC} + R_{DC}. \quad (3.8)$$

Kapacitivnost C uključuje parazitne kapacitivnosti koje mogu da se jave između provodnih segmenata, potom kapacitivnost provodnih segmenata prema masi i kapacitivnost između stopica. Kapacitivnost ekvivalentnog kola induktora sa slike 3.1 se određuje kao [44]

$$C = l_{TOT} \left(\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{2\pi}{\ln \left(1 + \frac{2h}{t} + \sqrt{\frac{2 \cdot h}{t} \cdot \left(\frac{2 \cdot h}{t} + 2 \right)} \right)} + \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{w - t/2}{h} \right), \quad (3.9)$$

gde je l_{TOT} ukupna dužina provodnika, w širina a t debljina provodnog sloja i h polovina ukupne debljine feritnog sloja.

Pošto se karakterizacija SMD induktora vrši postavljanjem induktora na prilagodni test stepen realizovan kao mikrostrip na štampanoj ploči PCB (eng. *Printed Circuit Board*), ekvivalentni model kola za testiranje obuhvata i gubitke koji se javljaju montiranjem induktora na ploču [46], [47]. Ti gubici su prikazani kao spoljašnji parametri (parazitna kapacitivnost C_p i otpornost R_p) na slici 3.2. Zbog svoje jednostavnosti, ovaj prošireni model se veoma često koristi u praksi i naziva se π -model kola [48]. Njegovi parametri se lako prilagođavaju empirijskim podacima i imaju jasno fizičko značenje.



Slika 3.2 Ekvivalentni model kola za testiranje induktora uključuje ekvivalentnu šemu induktora (uokvirenu i označenu kao Z) i parametre prilagodnog test stepena (označeni kao Y_p) [46]

Serijska impedansa kola za testiranje (slika 3.2), data je izrazom:

$$\underline{Z}(\omega) = \frac{R + j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} \quad (3.10)$$

Paraziti elementi štampane ploče predstavljeni su paralelnom vezom parazitne kapacitivnosti C_p i otočne provodnosti $G_p = 1/R_p$. Otočna impedansa Z_p i otočna admitansa Y_p (paralelna veza C_p i R_p) sa slike 3.2 računaju se sledećim izrazima [47], [48]

$$\underline{Z}_p = R_p \parallel C_p = \frac{R_p \cdot \frac{1}{j\omega C_p}}{R_p + \frac{1}{j\omega C_p}} = \frac{R_p}{1 + j\omega R_p C_p}, \quad (3.11)$$

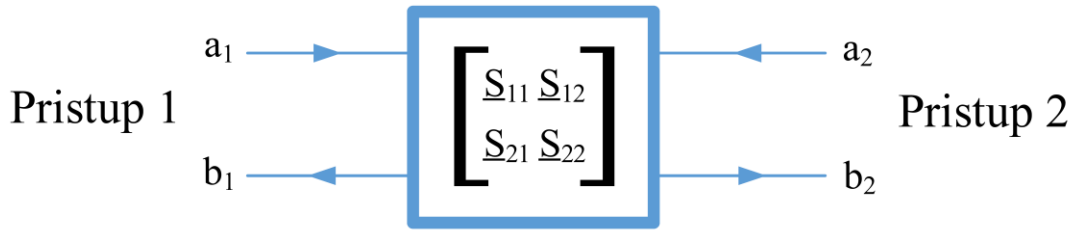
$$\underline{Y}_p = \frac{1}{\underline{Z}_p} = G_p + j\omega C_p. \quad (3.12)$$

3.2 Karakterizacija SMD induktora korišćenjem S parametara

S-parametri mreže pružaju jasnu fizičku interpretaciju prenosa i refleksije energije uređaja. S-parametri za mrežu sa dva pristupa su definisani reflektovanim talasima na pristupu 1 i pristupu 2 (b_1 i b_2), i direktnim talasima na pristupu 1 i pristupu 2 (a_1 i a_2), (slika 3.3) [49]. Jednačine ovih talasa u funkciji od S-parametara glase:

$$b_1 = \underline{S}_{11}a_1 + \underline{S}_{12}a_2, \quad (3.13)$$

$$b_2 = \underline{S}_{21}a_1 + \underline{S}_{22}a_2. \quad (3.14)$$



Slika 3.3 S-parametri mreže sa dva pristupa [49]

Primenom jednačina (3.13) i (3.14) moguće je odrediti pojedinačne S -parametre odnosom reflektovanog ili direktnog talasa sa dolaznim talasom savršenom terminacijom na izlazu ($Z_0 = 50 \Omega$). S_{11} označava koeficijent refleksije na pristupu 1, S_{22} označava koeficijent refleksije na pristupu 2, S_{12} označava koeficijent prenosa energije od pristupa 2 ka pristupu 1, dok S_{21} označava koeficijent prenosa energije od pristupa 1 ka pristupu 2. Npr., za određivanje parametra S_{11} , uzima se odnos reflektovanog talasa b_1 sa direktnim talasom a_1 kada je pristup 2 zatvoren impedansom Z_0 (tada je $a_2 = 0$), dok se za određivanje parametra S_{21} uzima odnos talasa b_2 sa talasom a_1 kada je pristup 2 zatvoren impedansom Z_0 . Zatvaranjem pristupa 1 impedansom Z_0 , parametar S_{22} se određuje odnosom talasa b_2 i a_2 , dok se parametar S_{12} određuje odnosom talasa b_1 i a_2 .

Prilikom merenja pomoću VNA, S -parametri se snimaju kao kompleksni brojevi:

$$\underline{S}_{11} = S_{11re} + j \cdot S_{11im}, \quad (3.15)$$

$$\underline{S}_{21} = S_{21re} + j \cdot S_{21im}, \quad (3.16)$$

$$\underline{S}_{12} = S_{12re} + j \cdot S_{12im}, \quad (3.17)$$

$$\underline{S}_{22} = S_{22re} + j \cdot S_{22im}. \quad (3.18)$$

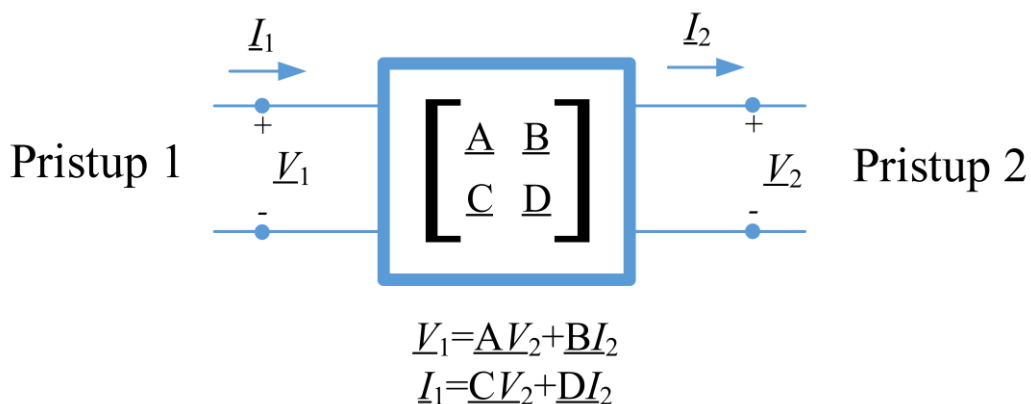
Direktno merenje parametara induktora je veoma komplikovano zbog uticaja parazitnih efekata test stepena. Ekstrakcija parametara SMD induktora se vrši tako što se izlazni signali vektorskog analizatora mreža (S -parametri) odgovarajućim matematičkim transformacijama transformišu u električne parametre induktora, čiji je ekvivalentni model prikazan na slici 3.1.

Z , Y i S -parametri se koriste za karakterisanje mreža sa proizvoljnim brojem pristupa. Međutim, u praksi je veoma zgodno da se ABCD matricom (2×2) karakteriše mreža sa dva pristupa. Na slici 3.4 je prikazana ABCD matrica za mrežu sa dva pristupa u zavisnosti od napona i struja. Parametri se određuju kao: $\underline{\mathbf{A}} = \underline{V}_1/\underline{V}_2$ za $\underline{I}_2 = 0$ (otvoreno kolo na pristupu 2), $\underline{\mathbf{B}} = \underline{V}_1/\underline{I}_2$ za $\underline{V}_2 = 0$ (kratkospojeno kolo na pristupu 2), $\underline{\mathbf{C}} = \underline{I}_1/\underline{V}_2$ za $\underline{I}_2 = 0$ i $\underline{\mathbf{D}} = \underline{I}_1/\underline{I}_2$ za $\underline{V}_2 = 0$ [50].

Veza između izmerenih S -parametara i ABCD matrice data je sledećim izrazima [51]:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{A}} &= \frac{(1 + \underline{S}_{11})(1 - \underline{S}_{22}) + \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}}{2\underline{S}_{21}}, & \underline{\mathbf{C}} &= \frac{1}{Z_c} \frac{(1 - \underline{S}_{11})(1 - \underline{S}_{22}) - \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}}{2\underline{S}_{21}}, \\ \underline{\mathbf{B}} &= Z_c \frac{(1 + \underline{S}_{11})(1 + \underline{S}_{22}) - \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}}{2\underline{S}_{21}}, & \underline{\mathbf{D}} &= \frac{(1 - \underline{S}_{11})(1 + \underline{S}_{22}) + \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}}{2\underline{S}_{21}}, \end{aligned} \quad (3.19)$$

gde je Z_c karakteristična impedansa ulaznih i izlaznih linija. S obzirom da su S -parametri zavisni od ω , samim tim su i $\underline{\mathbf{A}}$, $\underline{\mathbf{B}}$, $\underline{\mathbf{C}}$, $\underline{\mathbf{D}}$ parametri zavisni od ω .



Slika 3.4 Mreža sa dva pristupa predstavljena ABCD matricom [50]

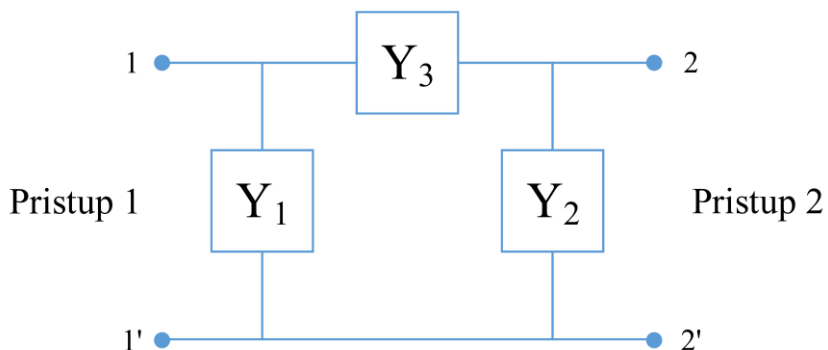
Korisnost ABCD matrice prezentacije leži u činjenici da biblioteka ABCD matrica za elementarna kola sa dva kraja može biti nadograđena i primenjena u građenju blokova komplikovanijih mikrotalasnih mreža koje se sastoje od ovih jednostavnijih kola sa dva kraja vezanih kaskadno. Lista korisnih kola sa dva kraja i njihovih ABCD matrica prikazana je u [51]. Na slici 3.5 je prikazano π -ekvivalentno kolo sa dva kraja. ABCD parametri kola sa slike 3.5 prikazani su u izrazima (3.20-3.23) [51]:

$$\underline{\mathbf{A}} = 1 + \frac{Y_2}{Y_3}, \quad (3.20)$$

$$\underline{\mathbf{B}} = \frac{1}{Y_3}, \quad (3.21)$$

$$\underline{\mathbf{C}} = \underline{\mathbf{Y}}_1 + \underline{\mathbf{Y}}_2 + \frac{\underline{\mathbf{Y}}_1 \underline{\mathbf{Y}}_2}{\underline{\mathbf{Y}}_3}, \quad (3.22)$$

$$\underline{\mathbf{D}} = 1 + \frac{\underline{\mathbf{Y}}_1}{\underline{\mathbf{Y}}_3}. \quad (3.23)$$



Slika 3.5 π -ekvivalentno kolo sa dva pristupa [51]

Poređenjem parametara slike 3.2 i slike 3.5, vidi se da važi jednakost između parametara:

$$\underline{\mathbf{Y}}_3 = \frac{1}{\underline{\mathbf{Z}}}, \quad (3.24)$$

$$\underline{\mathbf{Y}}_1 = \underline{\mathbf{Y}}_2 = \underline{\mathbf{Y}}_p. \quad (3.25)$$

Na osnovu izraza (3.20-3.23), ABCD matrica modela SMD induktora predstavljena je kao

$$\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{A}} & \underline{\mathbf{B}} \\ \underline{\mathbf{C}} & \underline{\mathbf{D}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{Z}}\underline{\mathbf{Y}}_p + 1 & \underline{\mathbf{Z}} \\ \underline{\mathbf{Y}}_p(\underline{\mathbf{Z}}\underline{\mathbf{Y}}_p + 2) & \underline{\mathbf{Z}}\underline{\mathbf{Y}}_p + 1 \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Pošto je induktor simetrična komponenta, i njegov model je simetričan (isti ulazni i izlazni kraj). To dalje implicira da su parametri u S-matrici jednaki, $S_{11} = S_{22}$ i $S_{12} = S_{21}$. Iz ovih jednakosti i izraza (3.26) sledi da je

$$\underline{\mathbf{Z}} = \underline{\mathbf{B}}, \quad (3.27)$$

$$\underline{\mathbf{A}} = \underline{\mathbf{B}}\underline{\mathbf{Y}}_p + 1 \Rightarrow \underline{\mathbf{Y}}_p = \frac{\underline{\mathbf{A}} - 1}{\underline{\mathbf{B}}}. \quad (3.28)$$

Spoljašnji parametri induktora sa slike 3.2, otopna provodnost G_p i kapacitivnost C_p se mogu odrediti nakon određivanja \underline{Y}_p preko izraza (3.26), kao

$$G_p = \operatorname{Re}(\underline{Y}_p), \quad (3.29)$$

$$C_p = \frac{\operatorname{Im}(\underline{Y}_p)}{\omega} = \frac{\operatorname{Im}(\underline{Y}_p)}{2 \cdot \pi \cdot f}. \quad (3.30)$$

Nakon racionalizacije izraza (3.10), impedansa $\underline{Z}(\omega)$ koja predstavlja zbir realnog Z_r i imaginarnog Z_i dela impedanse

$$\underline{Z}(\omega) = Z_r(\omega) + jZ_i(\omega), \quad (3.31)$$

može se predstaviti u obliku:

$$Z(\omega) = \frac{R + j\omega L^2 C(\omega_r^2 - \omega^2)}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}, \quad (3.32)$$

gde je

$$\omega_r^2 = \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}. \quad (3.33)$$

Z_r i Z_i su određeni merenjem i predstavljaju realni i imaginarni deo parametra \underline{B} , izraz (3.27).

Sopstvena rezonantna frekvencija induktora ω_r određuje se preko S_{21} parametra, tj. gde S_{21} ima minimalnu vrednost. Faza S_{21} parametra tada ima vrednost 0, kao i imaginarni deo impedanse. Q faktor se određuje sa karakteristike slabljenja za vrednost od 3 dB od maksimalne vrednosti $\Delta\omega$, kao $Q = \omega_r/\Delta\omega$. Rezonantna frekvencija i Q faktor se računaju preko sledećih izraza [47]:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C}} \left(\frac{Q^2}{1 + Q^2} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (3.34)$$

$$Q = \frac{\omega_r L_r}{R_r}, \quad (3.35)$$

gde je L_r induktivnost na sopstvenoj rezonantnoj frekvenciji, a R_r otpornost na sopstvenoj rezonantnoj frekvenciji. Iz izraza 3.33 se određuje parazitna kapacitivnost induktora

$$C(\omega) = \frac{1}{\omega_r^2 L} \cdot \frac{Q^2}{1 + Q^2}. \quad (3.36)$$

Pošto se kapacitivnost veoma malo menja u frekvencijskom opsegu, smatra se konstantnom. Posle određenih transformacija, frekvencijski zavisna induktivnost i otpornost se računaju kao [47]:

$$R(\omega) = \frac{Z_r(\omega)}{[1 + \omega CZ_i(\omega)]^2 + [\omega CZ_r(\omega)]^2}, \quad (3.37)$$

$$L(\omega) = \frac{Z_i(\omega) + \omega C |Z(\omega)|^2}{\omega [(1 + \omega CZ_i(\omega))^2 + (\omega CZ_r(\omega))^2]}. \quad (3.38)$$

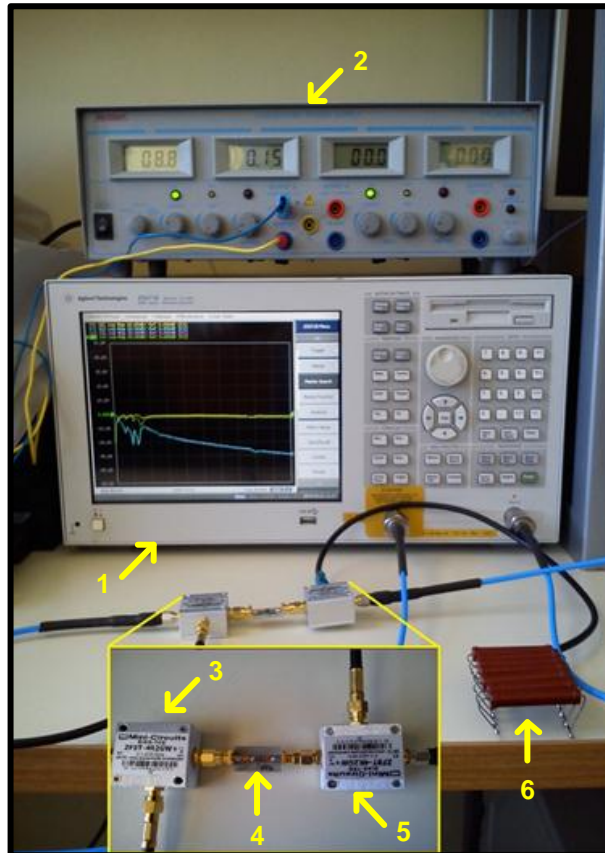
Time su određeni svi parametri ekvivalentne šeme induktora.

3.3 Merna postavka za merenje uticaja jednosmerne struje na karakteristike SMD induktora

Prilikom ispitivanja električnih i magnetskih karakteristika induktora, prva odluka koju treba doneti je izbor merne metode što dalje podrazumeva izbor mernih uređaja. Kriterijumi prilikom izbora merne metode najviše zavise od radnog opsega frekvencija induktora, vrednosti impedanse induktora i potrebne tačnosti mernih rezultata.

3.3.1 Merna oprema

Mernu opremu čine vektorski analizator mreža VNA Agilent E5071B [52], prilagodni test stepen realizovan na štampanoj ploči, dva dipleksera Mini-Circuits ZFBT-4R2GW+ [53], DC izvor napajanja proizvođača Voltcraft (2403 PRO), potrošača (opterećenja) za regulaciju jačine jednosmerne struje kroz induktor, ukupne otpornosti 55 Ω i snage 16 W što omogućava maksimalnu DC struju do 0,5 A, kao i mernih kablova (slika 3.6), [54], [55].



Slika 3.6 Postavka mernog sistema za karakterizaciju SMD induktora; (1) VNA, (2) DC izvor napajanja, (3) diplexer br. 1, (4) prilagodni test stepen sa postavljenim SMD induktorom, (5) diplexer br. 2 i (6) potrošač [54], [55]

3.3.1.1 Vektorski analizator mreže (VNA)

VNA koristi RF izvor za stvaranje referentnog signala. Korišćenjem prekidača, signal deluje ili na pristup 1 ili na pristup 2 komponente koja se testira. Često su unutrašnji oslabljivači signala (atenuatori) uključeni prilikom merenja. Na taj način omogućavaju poboljšanje tačnosti i pouzdanosti merenja.

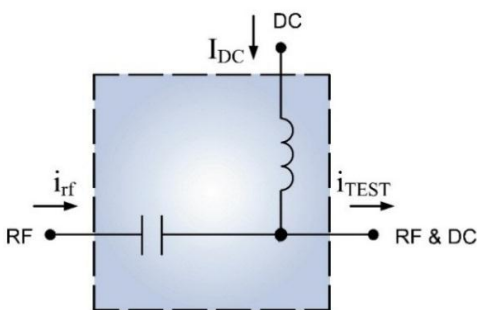
Kao merni uređaj korišćen je vektorski analizator mreže Agilent E5071B mernog frekvencijskog opsega 300 kHz – 8,5 GHz. VNA omogućava testiranje aktivnih elemenata kola, poput tranzistora, pojačavača, oscilatora, tjunera, itd., kao i dielektričnih komponenti, transmisionih linija, filtera, rezonatora, i drugih kola. Pored amplitude, VNA uređaji mere i fazu RF signala što predstavlja ključni parametar analize mreže.

Na visokim frekvencijama, veoma je teško meriti napon i struju na pristupima testiranih komponenti. Zbog toga, neophodan je drugi način karakterizacije komponenti na visokim učestanostima i iz tog razloga se koriste *S*-parametri. *S*-parametri se odnose na poznate mere kao

što su pojačanje, gubici, koeficijent refleksije i definisani su u terminu prostirućih naponskih talasa koji se relativno lako mere. S -parametri se veoma lako koriste u simulaciji elektronskih kola i smatraju se zajedničkim jezikom između simulacija i merenja.

3.3.1.2 Diplekser

Diplekseri se koriste kada je potrebno propustiti jednosmernu struju kroz RF kolo, a da se pritom ne utiče na kvalitet i intenzitet RF signala. Pojednostavljena električna šema dipleksera, prikazana je na slici 3.7. Najjednostavniji diplekser se sastoji od samo dve komponente, induktora i kondenzatora. Induktor propušta jednosmernu struju iz izvora napajanja kroz DC priključak ka RF&DC priključku dipleksera i blokira naizmenični RF signal iz mernog uređaja ka izvoru napajanja. Kondenzator propušta naizmenični RF signal iz mernog instrumenta preko RF priključka ka RF&DC priključku i blokira prolazak jednosmerne struje na ulaz mernog instrumenta.

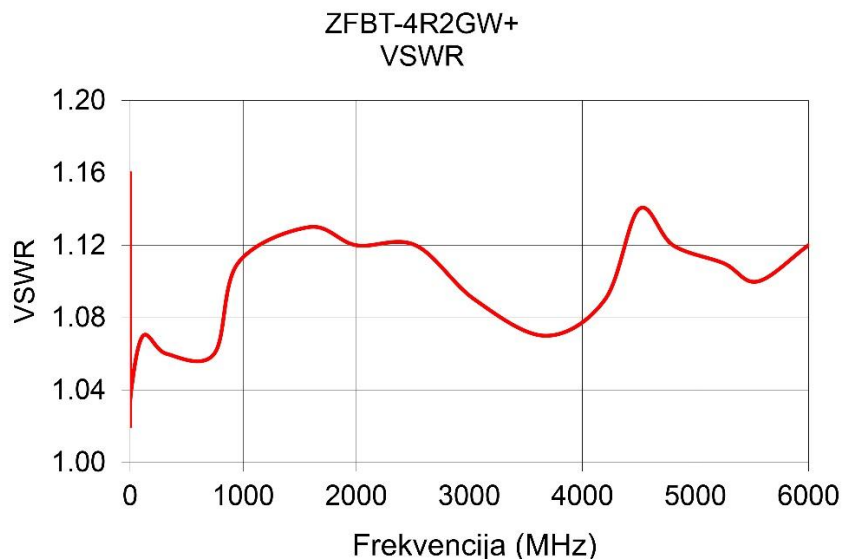


Slika 3.7 Pojednostavljena električna šema dipleksera [53]

S obzirom da diplekseri treba da rade u širokom frekvencijskom opsegu, konfiguracije komercijalnih dipleksera nisu jednostavna LC kola (prikazana na slici 3.7), već se sastoje od redno i paralelno vezanih R , L i C komponenti i razlikuju se od proizvođača do proizvođača. Prilikom izbora dipleksera, potrebno je voditi računa o:

- maksimalno dozvoljenom naponu na DC priključku, kao i o vrednosti struje;
- propusnom frekvencijskom opsegu;
- vrednosti koeficijenta unesenih gubitaka merenih na pristupu 1 (S_{21} parametar) za različite vrednosti struja i na različitim frekvencijama;
- izolaciji, tj. slabljenju RF signala na DC priključku za različite vrednosti struja na DC priključku;
- $VSWR$ (eng. *Voltage Standing Wave Ratio*) parametru koji predstavlja meru efikasnosti prenosa signala od izvora ka potrošaču i koji treba da je što bliži vrednosti 1, jer je tada reflektovani signal što manji (slika 3.8).

Kao diplekser, izabran je model ZFBT-4R2GW+ proizvođača Mini-Circuits. Diplekseri ZFBT-4R2GW+ rade u širokom opsegu učestanosti od 0,1 MHz do 4200 MHz, imaju niske unesene gubitke (tipično 0,6 dB), dobru izolaciju signala, tj. sprečavanje prolaska signala sa RF priključka ka DC priključku, kao i prolaska signala sa RF&DC priključka ka DC priključku (tipično 40 dB). Dozvoljena ulazna jednosmerna struja od 500 mA na DC priključku omogućava nam testiranje SMD induktora nižih dozvoljenih radnih struja.



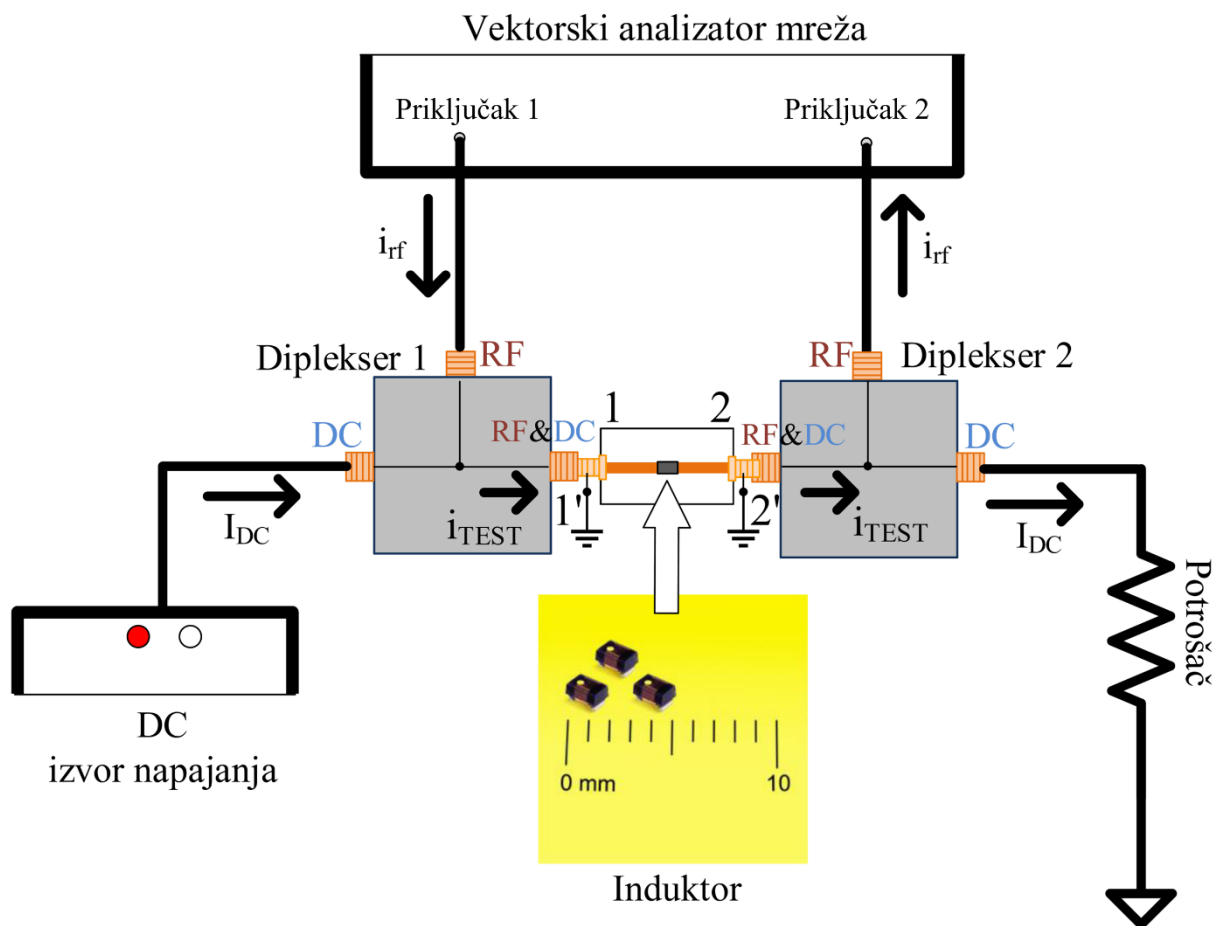
Slika 3.8 Mera efikasnosti prenosa signala od izvora ka potrošaču dipleksera ZFBT-4R2GW+ u frekvencijskom opsegu 0 - 6000 MHz [53]

Neki od poznatijih proizvođača dipleksera pored Mini-Circuits su Pasternack [56], Picoseconds (sada deo kompanije Tektronix) [57], Anritsu [58], itd.

Za povezivanje VNA i dipleksera korišćeni su visokofrekventni kablovi Pasternack PE304-36 [59]. Radni frekvencijski opseg ovih kablova je od DC do 18 GHz, impedansa kablova iznosi 50Ω i $VSWR = 1,1:1$ na frekvenciji $f = 2$ GHz.

3.3.2 Merna metoda

Na slici 3.9 je prikazana predložena merna postavka za merenje uticaja jednosmerne struje na električne i magnetske osobine SMD induktora. Sastoji se od vektorskog analizatora mreže VNA, prilagodnog test stepena, dva dipleksera (diplekser br. 1 i diplekser br. 2), jednosmernog izvora napajanja, potrošača za regulaciju jačine jednosmerne struje kroz induktor (otpornosti 55Ω) [54].

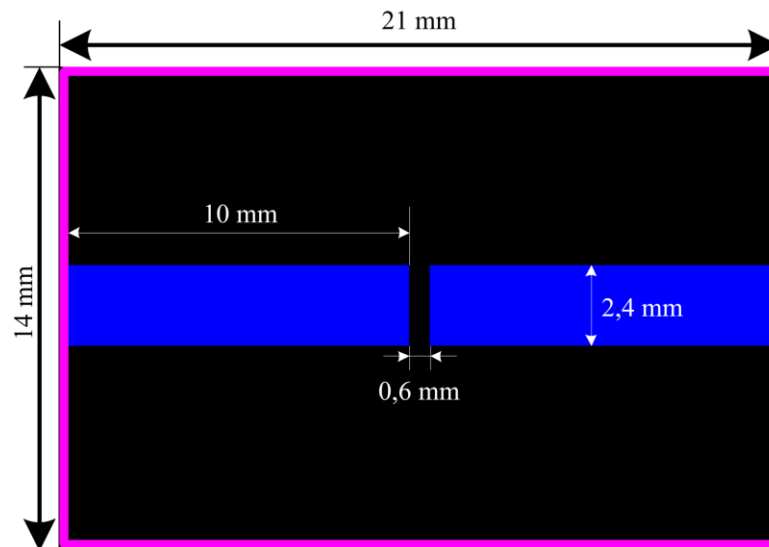


Slika 3.9 Merna postavka za merenje uticaja jednosmerne struje na električne i magnetske karakteristike SMD induktora [54], [55]

Diplekseri su preko svojih RF ulaza povezani na priključke 1 i 2 analizatora mreže VNA kako bi sprečili neželjeni ulazak jednosmerne struje u ovaj merni uređaj. Prema tome, jednosmerna struja (na slici 3.9 označena kao I_{DC}) kreće iz izvora napajanja do prvog dipleksera, zatim kroz testirani induktor (montiran na prilagodnom test stepenu koji je povezan sa oba dipleksera preko njihovih RF&DC priključaka), i na kraju do potrošača koji omogućava da jednosmerna struja koja protiče kroz induktor bude kontrolisana. RF signal VNA (na slici 3.9 označen kao vremenski promenljiva struja i_{rf}) kreće iz priključka 1, prolazi kroz prvi diplekser (ulazi kroz priključak RF a izlazi kroz priključak RF&DC) i testirani induktor, zatim kroz drugi diplekser (ulazi kroz priključak RF&DC a izlazi kroz RF priključak), i na kraju završava u priključku 2 VNA. Kada RF signal iz VNA protékne kroz induktor, on se tada superponira na jednosmerni signal, pa je ukupan signal koji protiče kroz induktor iznosi

$$i_{TEST} = i_{rf} + I_{DC}. \quad (3.22)$$

Mikrostrip linije prilagodnog stepena su tako projektovane da budu impedanse 50Ω , kako bi se u što većoj meri eliminisala refleksija signala sa VNA. Proračun impedanse mikrostrip linija danas je olakšan primenom softverskih alata, poput Tx-Line kalkulatora [60]. Ovaj softverski alat je korišćen prilikom proračunavanja impedanse prilagodnih test stepena. Linije su izrađene na dvostranom FR4 PCB supstratu dielektrične konstante $\epsilon_r = 5.6$ provodnog sloja debljine $35 \mu\text{m}$ i slojem dielektrika debljine $1500 \mu\text{m}$. Širina mikrostrip linije prilagodnog test stepena iznosi $2,4 \text{ mm}$. Lejaut prilagodnog test stepena prikazan je na slici 3.10. Prema katalogu proizvođača Fair-Rite, razmak između mikrostrip linija treba da bude $0,6 \text{ mm}$ za SMD induktore standardnih veličina 0603 i 0805.



Slika 3.10 Lejaut prilagodnog test stepena sa označenim geometrijskim parametrima

Pre merenja, neophodna je kalibracija mernog sistema. Diplekseri unose izvesno slabljenje, pa se i njihov uticaj mora uzeti u obzir prilikom kalibracije. Zbog toga, dvopristupna kalibracija je izvršena postavljanjem kalibracionog modula (Agilent N4693-60003, frekvencijski radni opseg 10 MHz do 50 GHz) između dva dipleksa (tj. između priključaka RF&DC dipleksa). Na taj način je kalibraciona ravan pomerena do *SMA* (eng. *SubMiniature version A*) konektora na prilagodnom test stepenu, a uticaji kablova i dipleksa su uklonjeni.

Kao što se vidi, ovom mernom postavkom moguće je efikasno testiranje uticaja jednosmerne struje na karakteristike SMD induktora. Nakon kalibrisanja sistema prilikom kojeg su podešeni parametri merenja, poput frekvencijskog opsega, broja mernih tačaka, broj pristupa mreže, inženjer jednostavnim podešavanjem izvora napajanja može da kontroliše intenzitet jednosmerne struje koja se propušta kroz induktor.

3.4 Rezultati karakterizacije SMD induktora

U ovom poglavlju su predstavljeni rezultati karakterizacije pod uticajem jednosmerne struje tri komercijalno dostupna SMD induktora. Prvi testirani induktor je 220805R82K7F, dok je drugi testirani induktor oznake 2206031R8K7F, oba od proizvođača Fair-Rite [36]. Na slici 3.11 je prikazan sistem označavanja čip induktora koji koristi Fair-Rite i kao primer je dat čip induktor oznake 2212061R2K7F. Prvi testirani induktor 220805R82K7F je višeslojni čip induktor (22), standardnog EIA 0805 (eng. *Electronic Industries Association*) kućišta (2,0 mm × 1,25 mm × 0,9 mm), induktivnosti 0,22 μH (R22), tolerancije induktivnosti ± 10% (K), tip pakovanja T&R (7") – pakovanje u traci u kolutu veličine 7 inča (7), feritnog jezgra (F). Drugi testirani induktor 2206031R8K7F je takođe kao i prvi induktor, višeslojni čip induktor, standardnog je EIA 0603 kućišta (2,0 mm × 1,25 mm × 0,90 mm), tolerancije induktivnosti ± 10% (K), tip pakovanja T&R (8"), feritnog jezgra (F). Treći testirani induktor je od proizvođača Coilcraft oznake 0603AF-103XJR_ [37]. Ova serija induktora su feritni čip induktori sa namotanim žicama većeg prečnika kako bi DC otpornost bila niža. Induktori su standardnog EIA 0603 kućišta.

Part Number System: Example 2212061R2K7F

22	1206	1R2	K	7	F
Multi-Layer Chip Inductor	Package Size	Inductance Code	Inductance Tolerance	Packaging Code	Material Code
		N = Decimal point for nH (4N7 = 4.7nH = 0.0047μH) (47N = 47nH = 0.047μH) R = Decimal point for μH (>99nH) (R22 = 0.22μH) (2R2 = 2.2μH)	S = ± 0.3nH J = ± 5% K = ± 10% M = ± 20%	6 = Bulk Packed 7 = T&R (7") 8 = T&R (13")	F = Ferrite Body For general signal usage C = Ceramic Body For high frequency usage

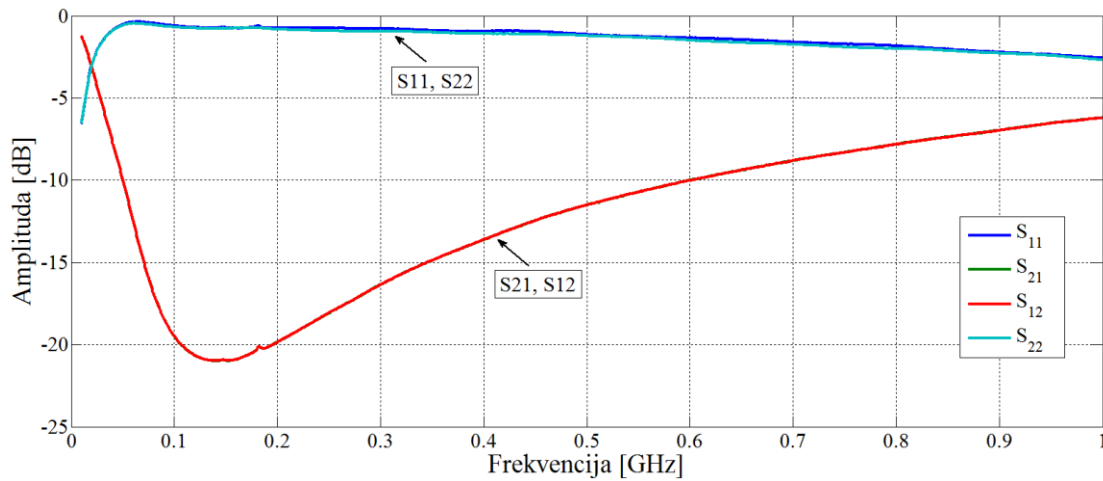
Slika 3.11 Sistem označavanja čip induktora koji koristi kompanija Fair-Rite za čip induktore, prikazana na primeru komponente 2212061R2K7F [36]

Rezultati merenja SMD induktora Fair-Rite 220805R82K7F

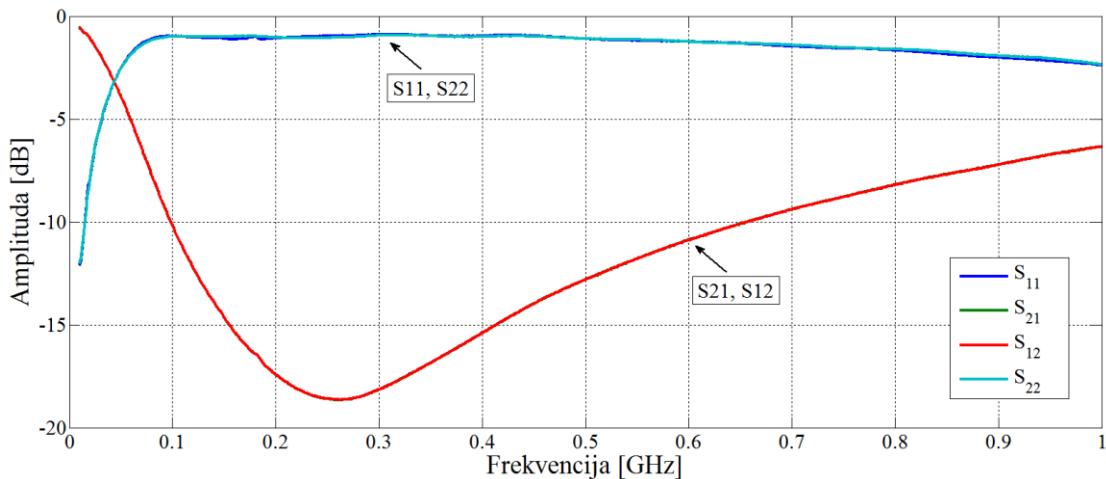
Karakterisana su tri uzorka za različite vrednosti jednosmerne struje u opsegu 0 - 300 mA i prikazana je srednja vrednost rezultata. Fair-Rite je deklariseo maksimalnu jačinu jednosmerne struje za ovaj induktor od 150 mA. Induktor je izložen dvostruko većoj struji od deklariseane, kako bi se ispitala karakteristike induktora i u uslovima u kojima nije predviđeno da radi.

Na slici 3.12 su prikazane izmerene vrednosti S -parametara SMD induktora u frekvencijskom opsegu od 10 MHz do 1 GHz. Sopstvena rezonantna frekvencija može biti određena preko tačke u kojoj S_{21} -parametar ima minimalnu vrednost. Sa slike 3.12a se može očitati da je rezonantna frekvencija testiranog induktora, kada se kroz njega ne propušta struja, $f_0 = 156,64$ MHz (pri minimalnoj vrednosti S_{21} -parametra od -20,99 dB). Kada se kroz induktor propusti struja od 300 mA, minimalna vrednost S_{21} -parametra iznosi -18,66 dB na frekvenciji

$f_0 = 263,69$ MHz (slika 3.12b). Izmerena rezonantna frekvencija je u oba slučaja u opsegu kataloške vrednosti (prema katalogu, sopstvena rezonantna frekvencija je minimum 100 MHz).



a)



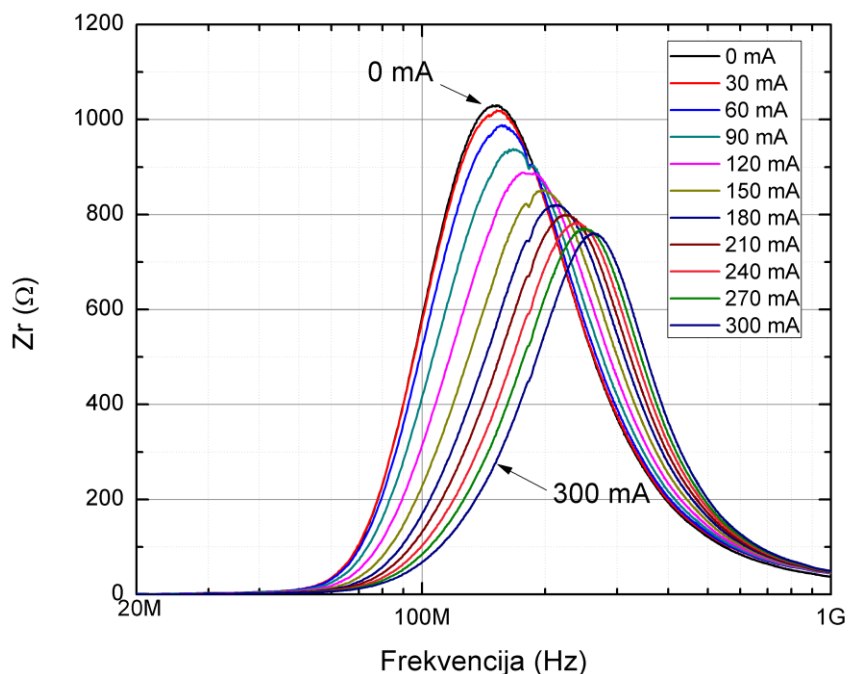
b)

Slika 3.12 Izmerene vrednosti S-parametara SMD induktora Fair-Rite 220805R82K7F za:
a) $I_{DC} = 0$ mA, b) $I_{DC} = 300$ mA

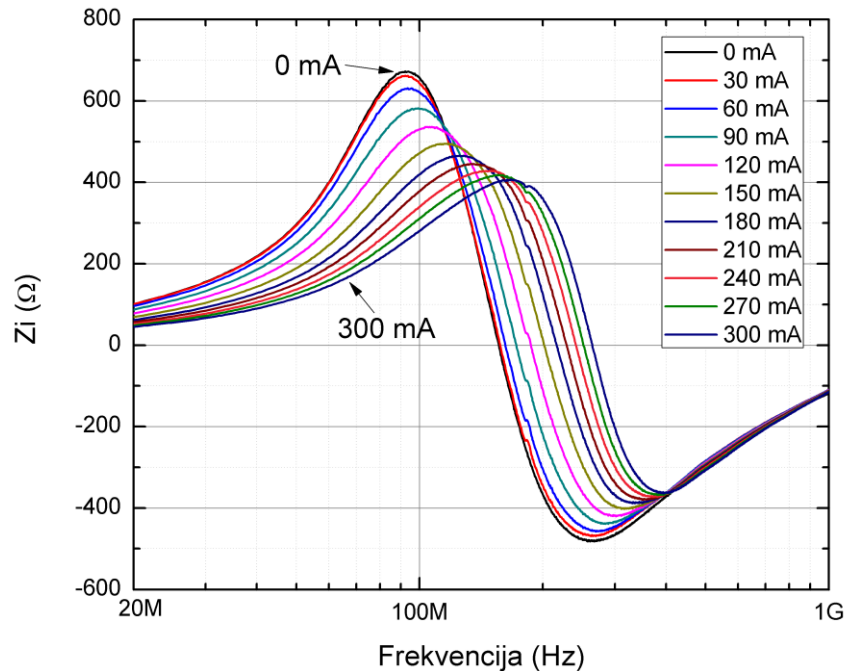
Na slici 3.13 su prikazane izračunate vrednosti realnog dela impedanse induktora 220805R82K7F za vrednosti jednosmerne struje u opsegu 0 - 300 mA, korakom od 60 mA. Maksimalna vrednost realnog dela impedanse iznosi $Z_r = 1030,69 \Omega$ na frekvenciji od 153,31 MHz kada struja nije propuššana kroz induktor (maksimalna vrednost impedanse prema katalogu proizvođača iznosi $\sim 1200 \Omega$ na frekvenciji ~ 150 MHz). Uz toleranciju od 10 % može se zaključiti da maksimalna vrednost realnog dela impedanse opada porastom intenziteta struje kroz induktor i za vrednost struje od $I_{DC} = 300$ mA iznosi $Z_r = 760,64 \Omega$ na frekvenciji od 262,45 MHz.

Kada je $I_{DC} = 0$ mA, maksimalna vrednost imaginarnog dela impedanse je $Z_i = 672,55 \Omega$ na frekvenciji od 92,29 MHz, dok za vrednost struje $I_{DC} = 300$ mA, maksimalna vrednost imaginarnog dela impedanse iznosi $Z_i = 407,23 \Omega$ na frekvenciji 167,16 MHz (slika 3.14).

Kao što se vidi na slici 3.13, porast struje kroz induktor dovodi do smanjenja impedanse induktora u frekvencijskom opsegu kao posledica zasićenja feritnog jezgra. U kojoj meri će doći do „zasićenja“ impedanse induktora zavisi od strukturnih karakteristika jezgra, njegovog hemijskog sastava, veličine zrna i od tehnološkog postupka izrade.

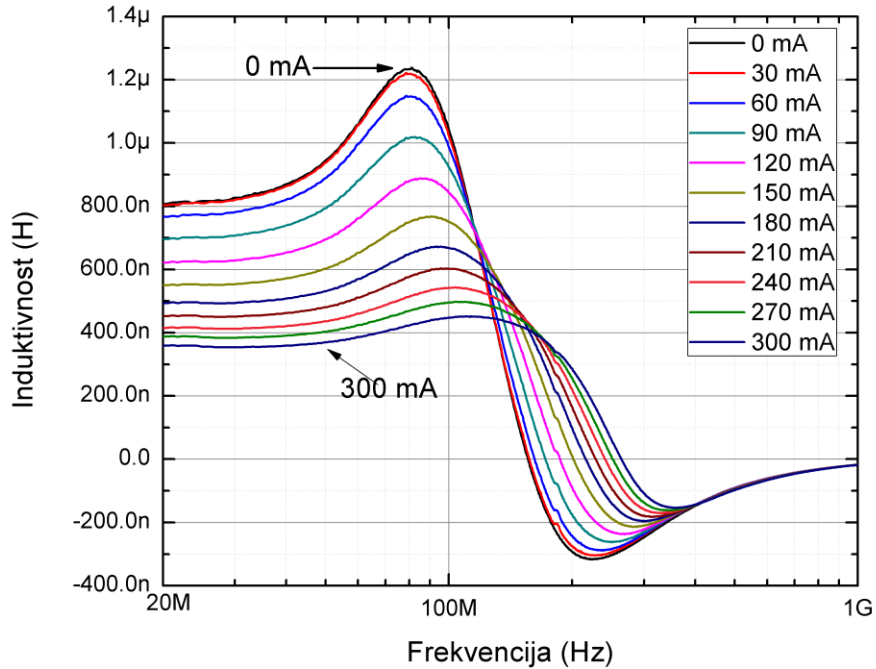


Slika 3.13 Izračunate vrednosti realnog dela impedanse Z_r induktora 220805R82K7F za različite vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 – 300) mA

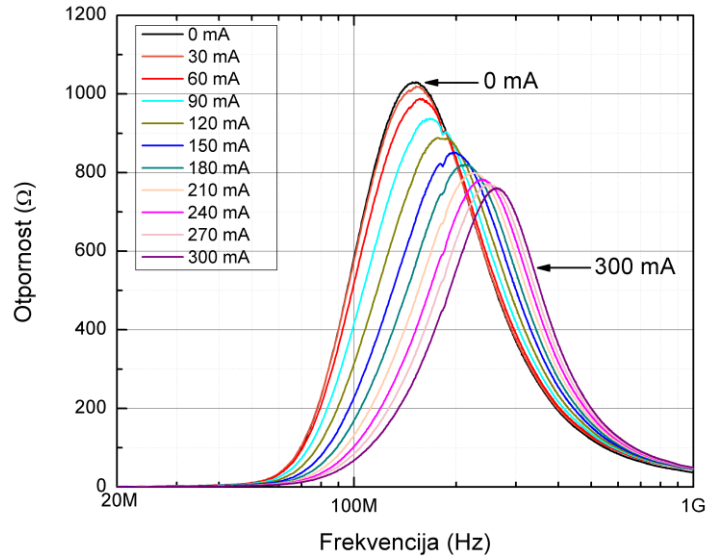


Slika 3.14 Izračunate vrednosti imaginarnog dela impedanse Z_i induktora 220805R82K7F za različite vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 – 300) mA

Izračunate vrednosti induktivnosti L i serijske otpornosti R induktora, prikazane su redom na slikama 3.15 i 3.16. Kao što je i očekivano, vrednosti induktivnosti se smanjuju porastom intenziteta jednosmerne struje. Vrednost induktivnosti na frekvenciji od 20 MHz kada je $I_{DC} = 0$ mA iznosi $L = 811,26$ nH. Povećanjem intenziteta jednosmerne struje na $I_{DC} = 300$ mA, induktivnost opada na vrednost $L = 360,64$ nH na frekvenciji od 20 MHz. Prema kataloškim podacima proizvođača, induktivnost je konstantna na nižim frekvencijama (do 30 MHz) i iznosi 820 nH sa tolerancijom od $\pm 10\%$. Vrednost otpornosti R je maksimalne vrednosti na rezonantnoj frekvenciji f_0 ($1030,69 \Omega$) za $I_{DC} = 0$ mA. Za vrednost struje od $I_{DC} = 300$ mA, vrednost otpornosti iznosi $R = 760,64 \Omega$ na frekvenciji od 262,45 MHz. Porastom jednosmerne struje osim opadanja vrednosti induktivnosti i otpornosti, evidentno je pomeranje rezonantnih frekvencija ka višim vrednostima. Ukoliko je permeabilnost feritnog jezgra veća, njegova rezonantna frekvencija f_0 je niža, i obrnuto [61]. S obzirom da porastom struje dolazi do opadanja vrednosti induktivnosti, a samim tim i do opadanja realnog dela permeabilnosti, time je potvrđeno zašto dolazi do porasta rezonantne frekvencije.



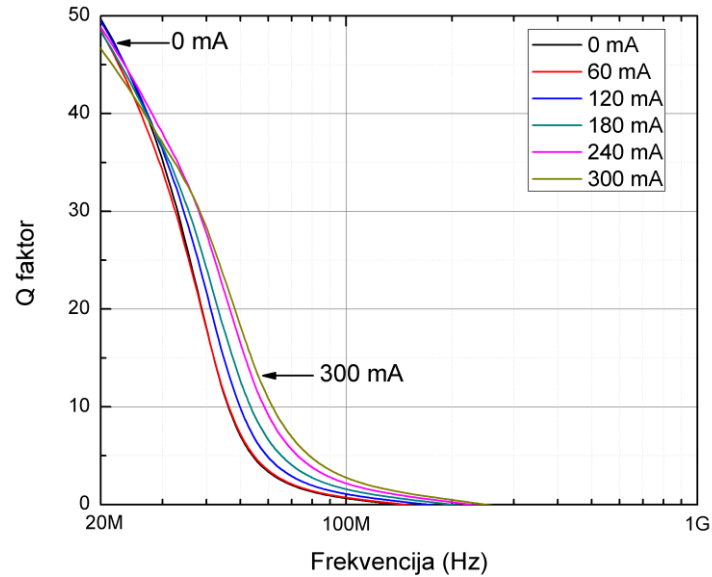
Slika 3.15 Ekstrahovane vrednosti induktivnosti SMD induktora 220805R82K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA)



Slika 3.16 Ekstrahovane vrednosti serijske otpornosti SMD induktora 220805R82K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA)

Izračunate vrednosti Q faktora za vrednosti struja u opsegu 0 - 300 mA predstavljene su na slici 3.17. Vrednost Q faktora induktora na frekvenciji od 20 MHz za $I_{DC} = 0$ mA, iznosi 48,98. Prema katalogu proizvođača Fair-Rite, induktor ima maksimalnu vrednost Q faktora na frekvenciji

od ~ 16 MHz i iznosi oko 48, dok na frekvenciji od 20 MHz, Q faktor ima vrednost ~ 47. Vrednost Q faktora opada na vrednost od 46,10 (na frekvenciji 20 MHz) za vrednost jednosmerne struje $I_{DC} = 300$ mA. Opadanje vrednosti Q faktora se javlja kao posledica bržeg opadanja induktivnosti u odnosu na otpornost induktora usled porasta jednosmerne struje.

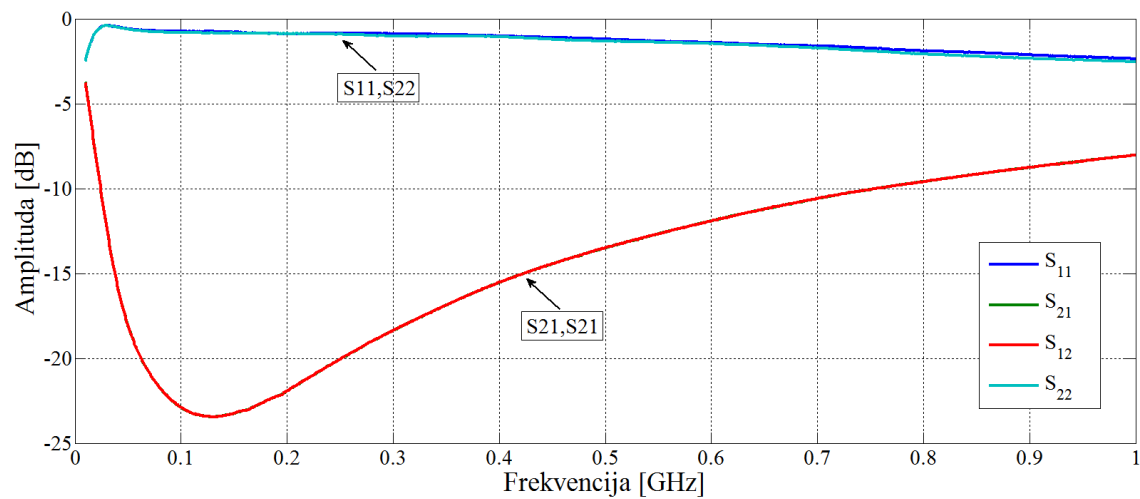


Slika 3.17 Izračunate vrednosti Q faktora SMD induktora 220805R82K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA)

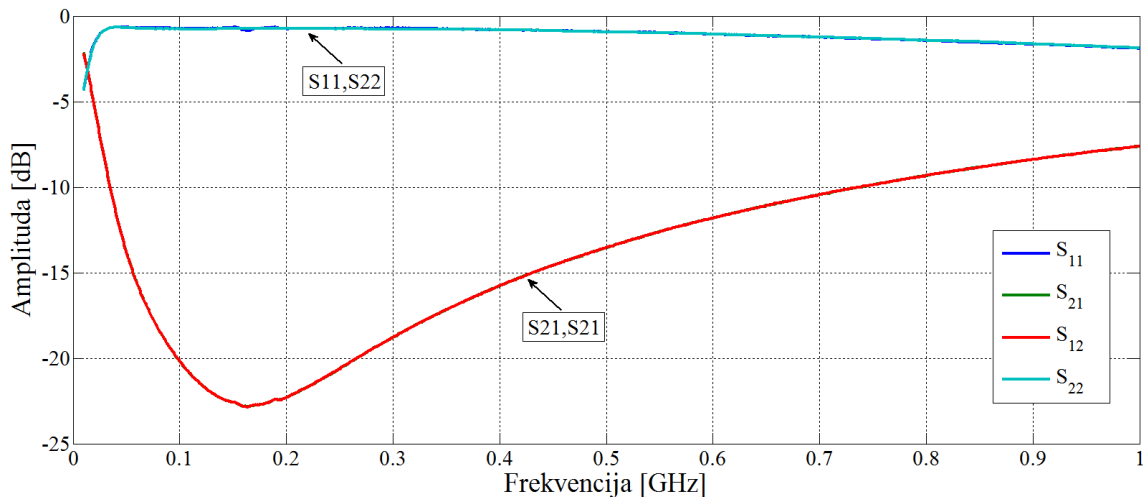
Rezultati merenja SMD induktora Fair-Rite 2206031R8K7F

Drugi SMD induktor čije su karakteristike ispitane pod uticajem jednosmerne struje je Fair-Rite 2206031R8K7F. Proizvođač je za ovaj induktor deklarirao maksimalni intenzitet jednosmerne struje od 25 mA. Karakterisana su tri induktora za različite vrednosti jednosmerne struje u opsegu (0 - 50 mA) i prikazana je srednja vrednost rezultata. Karakteristike ovog induktora, kao i prethodnog, ispitane su za dvostruko veću jednosmernu struju od deklarirane.

Na slici 3.18 su prikazane izmerene vrednosti S -parametara SMD induktora u frekvencijskom opsegu od 10 MHz do 1 GHz.



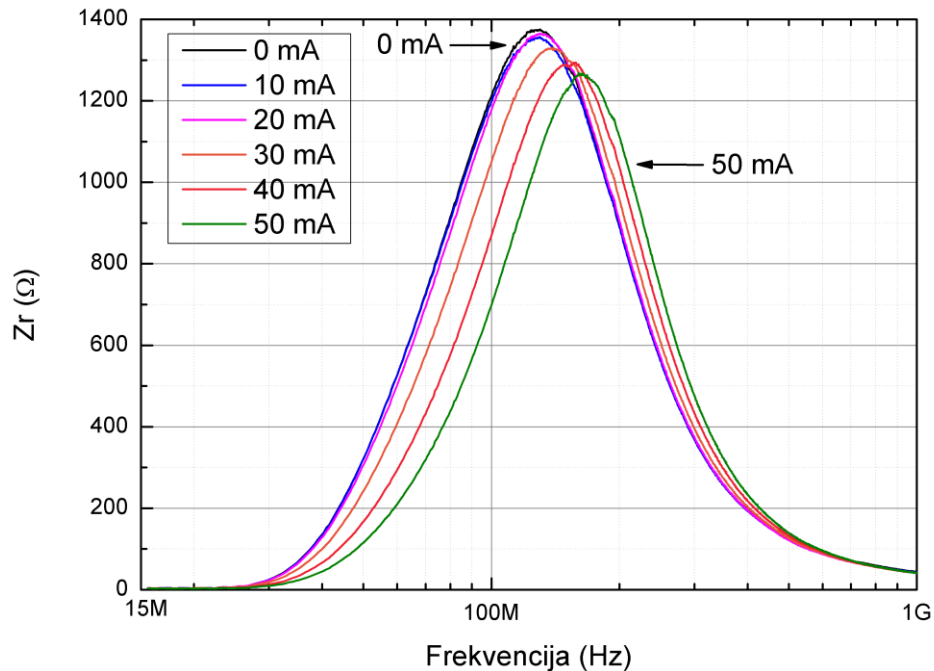
a)



b)

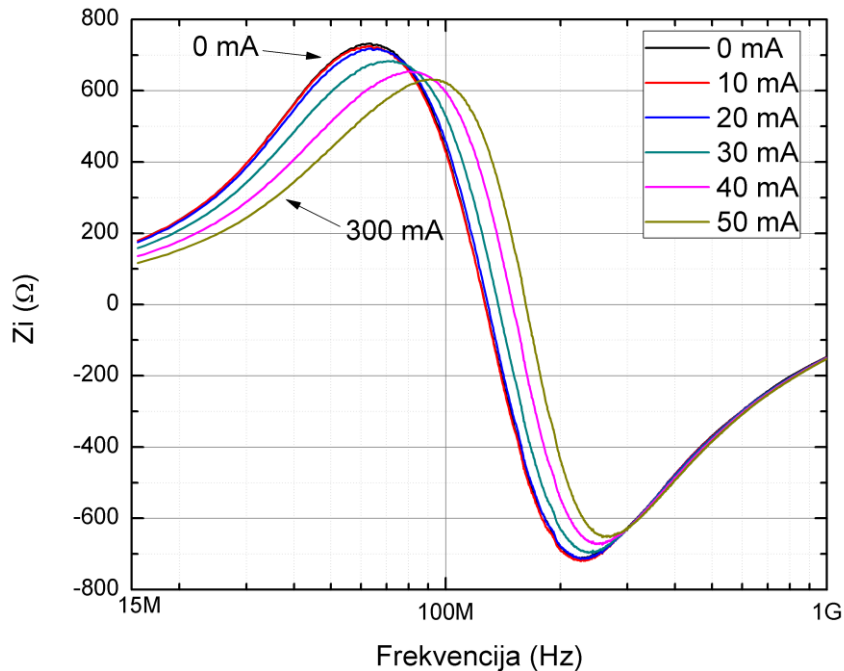
Slika 3.18 Izmerene vrednosti S -parametara SMD induktora Fair-Rite 2206031R8K7F za: a) $I_{DC} = 0$ mA, b) $I_{DC} = 50$ mA

Na slici 3.18a se vidi da je minimalna vrednost S_{21} -parametra od -23,46 dB izmerena na frekvenciji $f_0 = 130,04$ MHz (za $I_{DC} = 0$ mA). Za $I_{DC} = 50$ mA, minimalna vrednost S_{21} -parametra iznosi -23,46 dB na frekvenciji $f_0 = 162,21$ MHz (slika 3.18b). Izmerena rezonantna frekvencija je u opsegu katalogskih vrednosti (sopstvena rezonantna frekvencija je minimum 55 MHz).



Slika 3.19 Izračunate vrednosti realnog dela impedanse Z_r induktora 2206031R8K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 – 50) mA

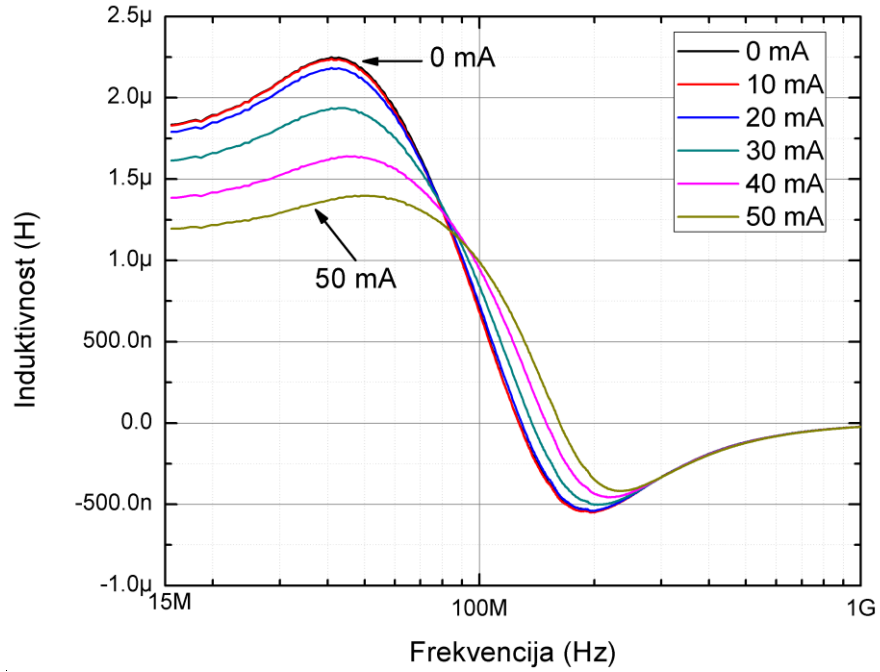
Na slici 3.19 su prikazane izračunate vrednosti realnog dela impedanse induktora za I_{DC} (0 - 50 mA) sa korakom od 10 mA. Maksimalna vrednost realnog dela impedanse iznosi $Z_r = 1375,62 \Omega$ na frekvenciji 130,04 MHz za $I_{DC} = 0$ mA (maksimalna vrednost impedanse prema katalogu proizvođača iznosi $\sim 1400 \Omega$ na frekvenciji ~ 135 MHz). Maksimalna vrednost realnog dela impedanse opada porastom intenziteta struje kroz induktor i za vrednost struje od $I_{DC} = 50$ mA iznosi $Z_r = 1268,42 \Omega$ na frekvenciji od 160,36 MHz. Za $I_{DC} = 0$ mA, maksimalna vrednost imaginarnog dela impedanse je $Z_i = 732,21 \Omega$ na frekvenciji od 63,21 MHz. Za $I_{DC} = 50$ mA, maksimalna vrednost imaginarnog dela impedanse iznosi $Z_i = 631,48 \Omega$ na frekvenciji 91,07 MHz (slika 3.20).



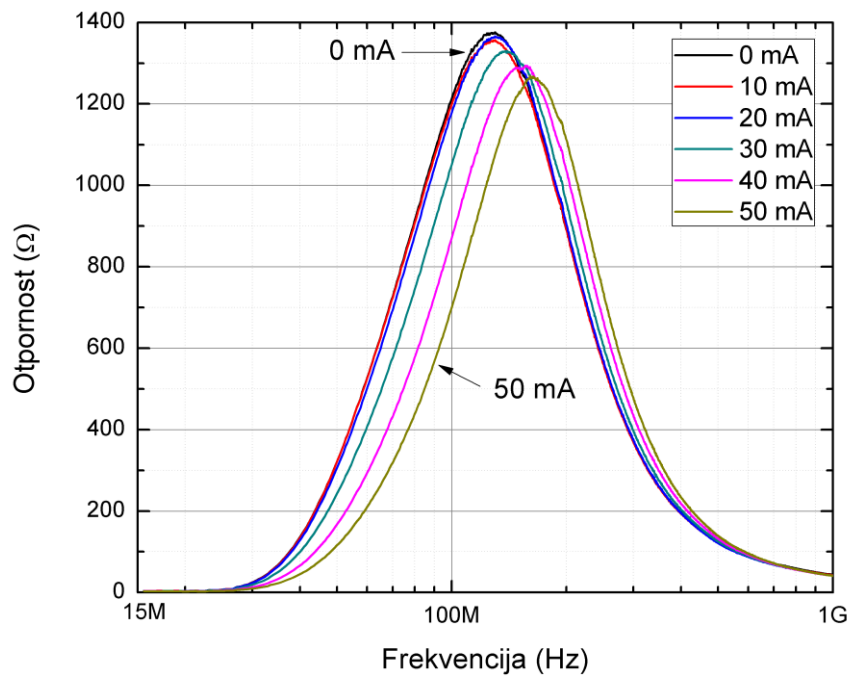
Slika 3.20 Izračunate vrednosti imaginarnog dela impedanse Z_i induktora 2206031R8K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 – 50) mA

Izračunate vrednosti induktivnosti L prikazane su na slici 3.21. Prema očekivanjima, induktivnost opada porastom intenziteta jednosmerne struje. Vrednost induktivnosti na frekvenciji od 15 MHz za $I_{DC} = 0$ mA iznosi $L = 1,83 \mu\text{H}$. Za $I_{DC} = 50$ mA, induktivnost opada na vrednost $L = 1,19 \mu\text{H}$ (na 15 MHz). Prema kataloškim podacima koje daje proizvođač, induktivnost je konstantna na nižim frekvencijama (do 20 MHz) i iznosi $1,8 \mu\text{H}$ sa tolerancijom od $\pm 10\%$. Otpornost R je maksimalne vrednosti na rezonantnoj frekvenciji za $I_{DC} = 0$ mA i iznosi $1375,62 \Omega$. Za $I_{DC} = 50$ mA, otpornost iznosi $1268,42 \Omega$ na frekvenciji $160,36$ MHz (slika 3.22).

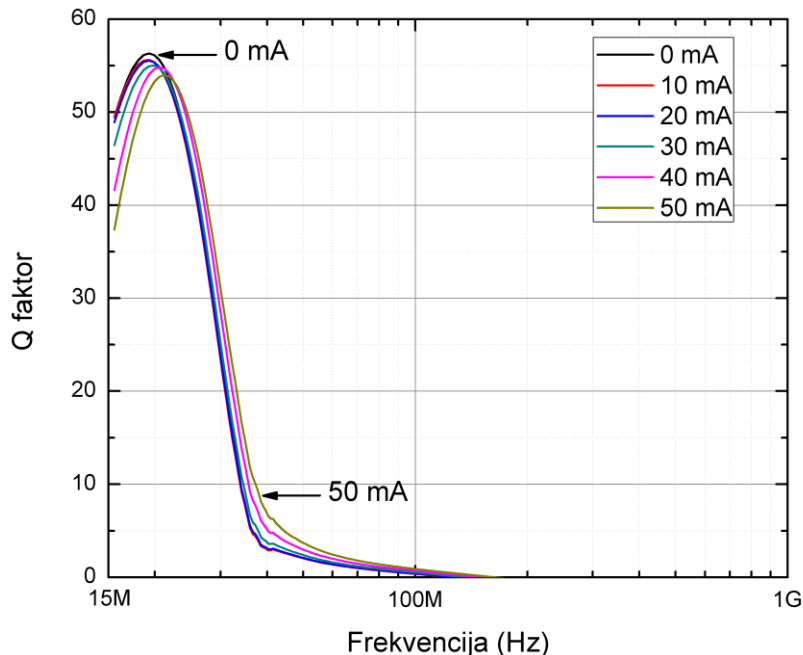
Izračunate vrednosti Q faktora prikazane su na slici 3.23. Vrednost Q faktora induktora za $I_{DC} = 0$ mA na frekvenciji od 20 MHz, iznosi $56,14$. Prema kataloškim podacima, maksimalna vrednost Q faktora iznosi oko 55 na frekvenciji ~ 8 MHz dok na frekvenciji od 20 MHz, Q faktor ima vrednost oko 35 . Za vrednost jednosmerne struje $I_{DC} = 50$ mA, Q faktor opada na vrednost od $51,89$ (na frekvenciji 20 MHz).



Slika 3.21 Ekstrahovane vrednosti induktivnosti SMD induktora 2206031R8K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 50 mA)



Slika 3.22 Ekstrahovane vrednosti otpornosti SMD induktora 2206031R8K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 50 mA)



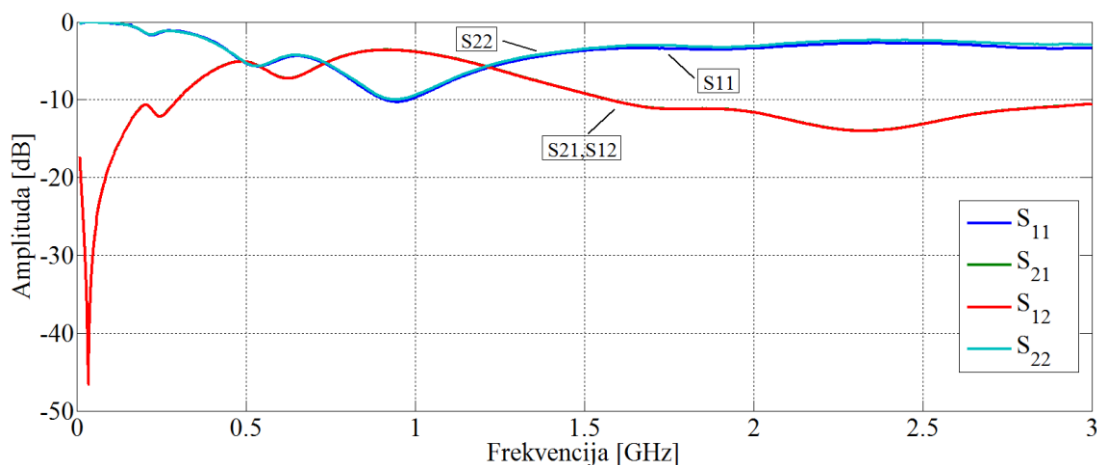
Slika 3.23 Izračunate vrednosti Q faktora SMD induktora 2206031R8K7F za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 50 mA)

Rezultati merenja SMD induktora Coilcraft 0603AF-103XJR_

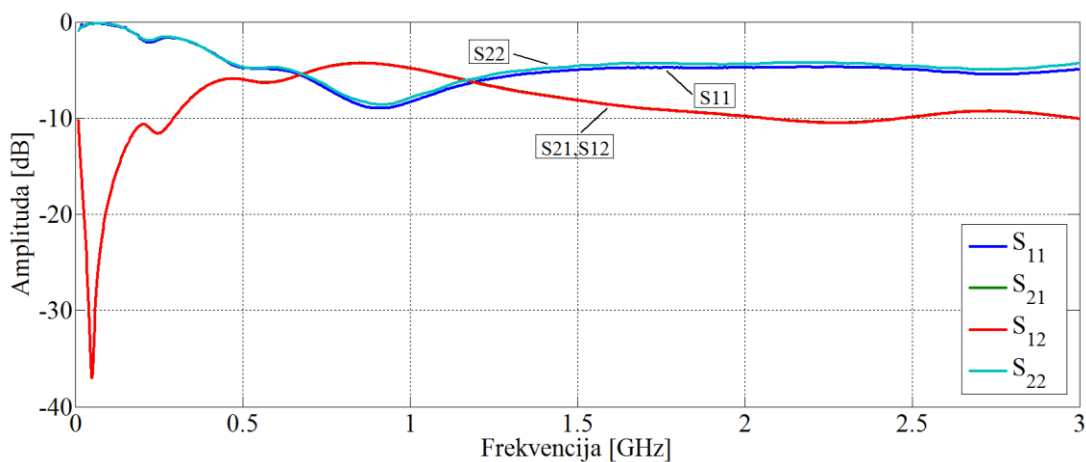
Treći testirani SMD induktor je proizvođača Coilcraft oznake 0603AF-103XJR_. Testirani induktori iz serije feritnih čip induktora 0603AF se prema katalogu proizvođača sastoje od ferita koji im omogućava rad sa većim vrednostima struja (*ferrite construction for high current handling*). Coilcraft u svojoj dokumentaciji navodi koji dodaci i koji instrumenti su korišćeni za dobijanje kataloških podataka SMD induktora. Prema Coilcraft dokumentaciji [37], kataloške vrednosti induktivnosti su merene Agilent 4286A analizatorom impedanse korišćenjem Coilcraft SMD-A test dodatka. Q faktor je meren Agilent 4395A analizatorom impedanse sa 16193A test dodatkom, dok je sopstvena rezonantna frekvencija merena Agilent 8753D analizatorom mreže uz Coilcraft SMD-D test dodatkom. Kao što se vidi, proizvođač koristi različite uređaje i test dodatke za merenje parametara induktora. Zbog toga, razlika između izmerenih rezultata u odnosu na kataloške podatke proizvođača može biti opravdana. Pored toga, gore navedeni test dodaci su direktno priključeni na analizatore impedanse i analizatore mreže, što znači da je karakterizacija SMD induktora od strane proizvođača vršena bez prilagodnih test stepena. Karakterisana su tri induktora i date vrednosti predstavljaju srednje vrednosti izmerenih rezultata.

Na slici 3.24 su prikazane izmerene vrednosti S -parametara SMD induktora u frekvencijskom opsegu od 10 MHz do 3 GHz. Sopstvena rezonantna frekvencija može biti određena preko tačke u kojoj S_{21} -parametar ima minimalnu vrednost. Sa slike 3.24a se može očitati da je rezonantna frekvencija testiranog induktora, kada se kroz njega ne propušta struja, $f_0 = 34,50$ MHz (pri minimalnoj vrednosti S_{21} -parametra od -46 dB).

Kada se kroz induktor propusti struja od $I_{DC} = 250$ mA, minimalna vrednost S_{21} -parametra iznosi -37 dB na frekvenciji $f_0 = 49,20$ MHz (slika 3.24b).



a)



b)

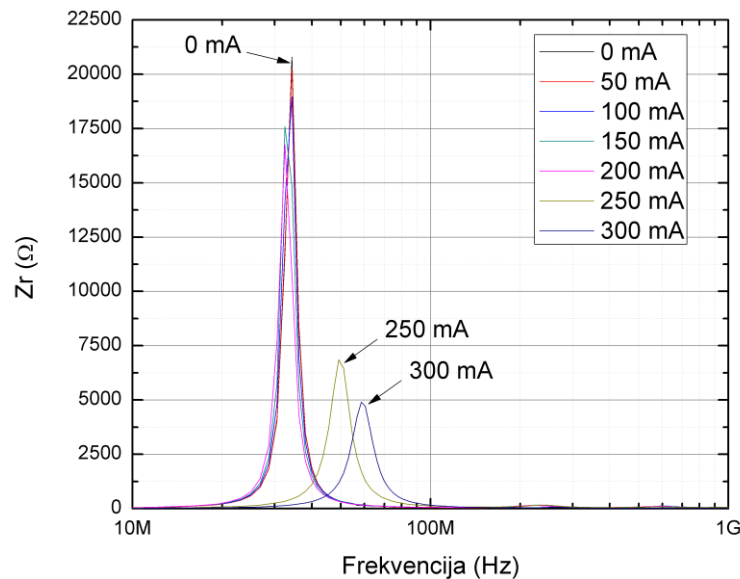
Slika 3.24 Izmerene vrednosti S -parametara SMD induktora Coilcraft 0603AF-103XJR_ za: a) $I_{DC} = 0$ mA, b) $I_{DC} = 250$ mA

Tokom merenja, vrednost jednosmerne struje koja je propuštana kroz induktor, premašivala je vrednost struje koju je deklariseo proizvođač (180 mA) koja prouzrokuje rast temperature

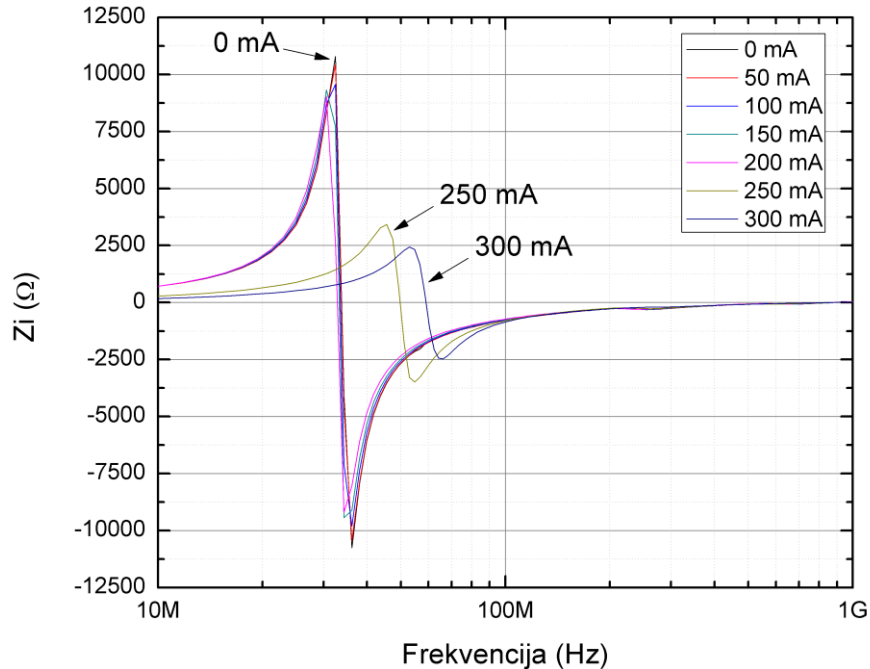
induktora za 15 °C u odnosu na temperaturu prostorije (25 °C). Merenja su vršena vrednostima struje u opsegu I_{DC} (0 mA - 300 mA), u koracima od 50 mA. Temperatura tela induktora je merena korišćenjem digitalnog termometra PCE-T390 i temperaturne sonde Pt-100.

Induktor ima maksimalnu vrednost impedanse Z_r kada kroz njega ne protiče jednosmerna struja ($Z_{rmax} = 20,80 \text{ k}\Omega$, na $f_0 = 34,50 \text{ MHz}$). Kako jednosmerna struja raste, vrednosti Z_{rmax} opadaju i drastičan pad impedanse se uočava kada vrednost jednosmerne struje dostigne vrednosti između 250 mA i 300 mA. Z_{rmax} za $I_{DC} = 250 \text{ mA}$ iznosi 16,76 k Ω , dok je za $I_{DC} = 300 \text{ mA}$ vrednost $Z_{rmax} = 4,90 \text{ k}\Omega$.

Sa slike 3.25 se vidi da dolazi do pomeranja sopstvene rezonantne frekvencije induktora ka višim frekvencijama, pa tako za vrednost struje $I_{DC} = 250 \text{ mA}$, vrednost Z_{rmax} je izmerena na $f_0 = 49,24 \text{ MHz}$, dok je Z_{rmax} za vrednost struje $I_{DC} = 300 \text{ mA}$ izmerena na $f_0 = 58,59 \text{ MHz}$. Pored opadanja vrednosti realnog dela impedanse porastom struje, dolazi i do opadanja imaginarnog dela impedanse induktora Z_i (slika 3.26). Nagli pad vrednosti Z_i se uočava (kao i za vrednosti Z_r) kada jednosmerna struja kroz induktor premaši vrednosti od 250 mA. Izmerena temperatura induktora za $I_{DC} = 250 \text{ mA}$ iznosi 81 °C, dok struja veća od 300 mA dovodi do pregorevanja induktora i tada temperatura premašuje 90 °C.



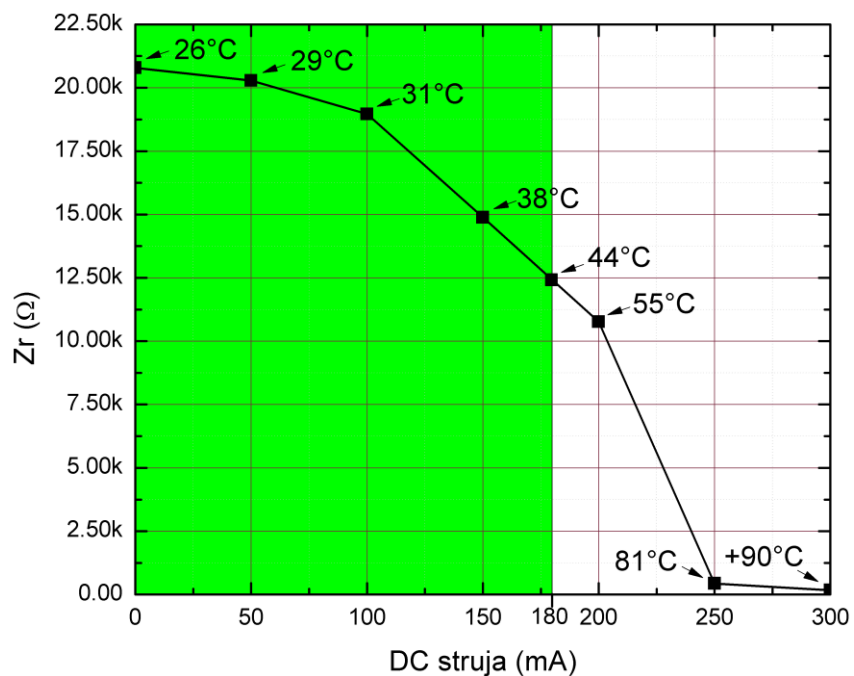
Slika 3.25 Izračunate vrednosti realnog dela impedanse SMD induktora 0603AF-103XJR_ za opseg jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54]



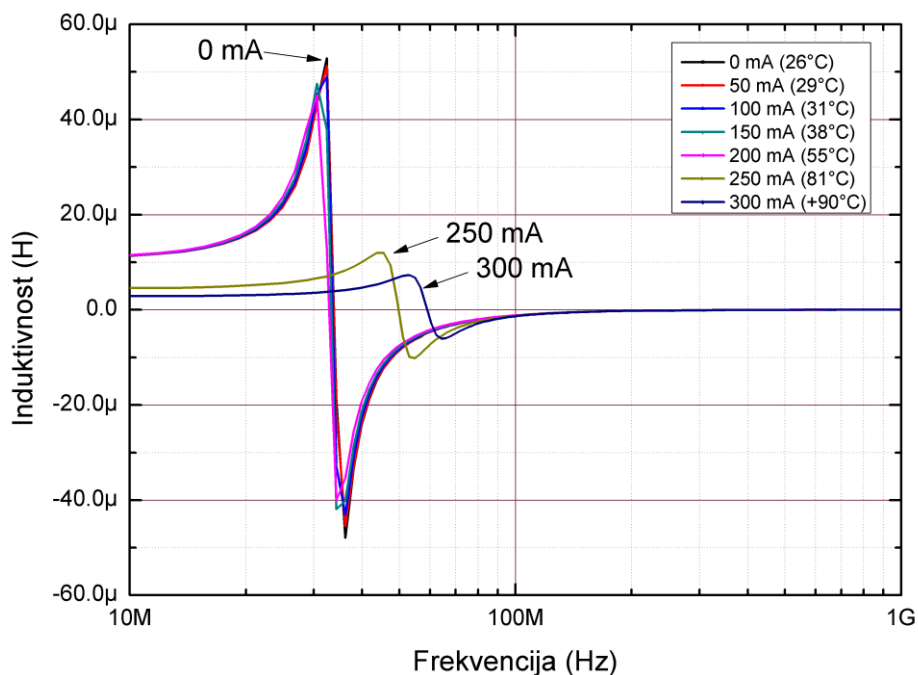
Slika 3.26 Izračunate vrednosti imaginarnog dela impedanse SMD induktora 0603AF-103XJR_ za opseg jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54]

Slika 3.27 prikazuje opadanje vrednosti realnog dela impedanse i porast temperature induktora usled porasta jednosmerne struje na rezonantnoj frekvenciji $f_0 = 34,50$ MHz. Zelena osenčena oblast predstavlja opseg promene Z_r i temperature za vrednosti jednosmerne struje do 180 mA. Vidi se da temperatura induktora poraste za $18\text{ }^\circ\text{C}$ u odnosu na početnu temperaturu, tj. temperaturu kada struja nije propuštana kroz induktor.

Na nižim frekvencijama do 15 MHz, vrednost induktivnosti je približno konstantna ($\sim 11\ \mu\text{H}$) dok je primenjena jednosmerna struja niža od 200 mA (slika 3.28). Iako se induktivnost induktora značajno ne menja do vrednosti struje od 200 mA, ipak dolazi do zagrevanja induktora porastom struje. Za vrednost jednosmerne struje od 250 mA, induktivnost drastično pada na $4,50\ \mu\text{H}$, čak i na nižim frekvencijama i izmerena vrednost temperature od $81\text{ }^\circ\text{C}$ induktora to potvrđuje.

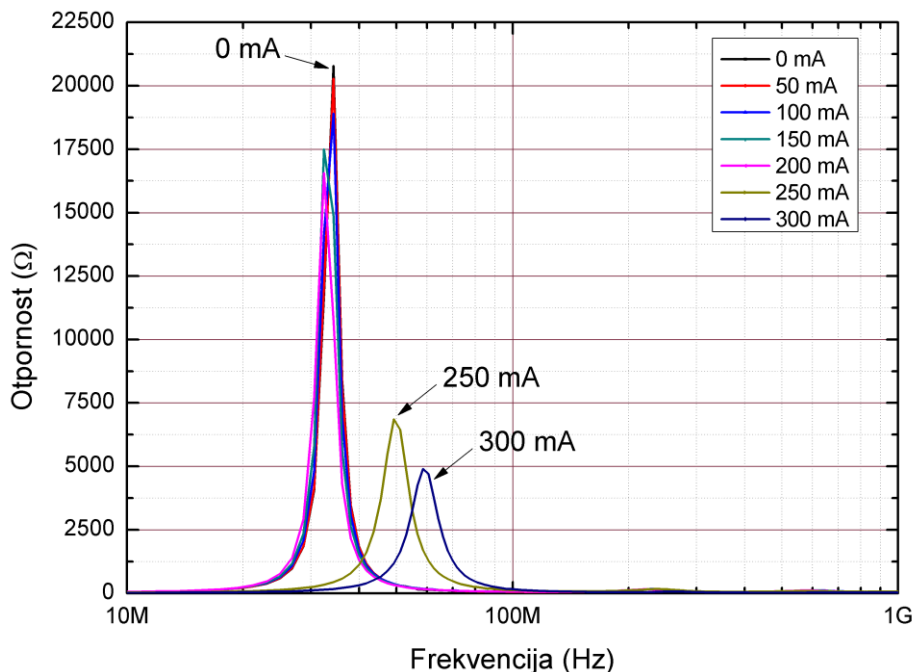


Slika 3.27 Promena realnog dela impedanse i temperature SMD induktora 0603AF-103XJR_ usled porasta vrednosti jednosmerne struje na $f_0 = 34,50$ MHz [54]



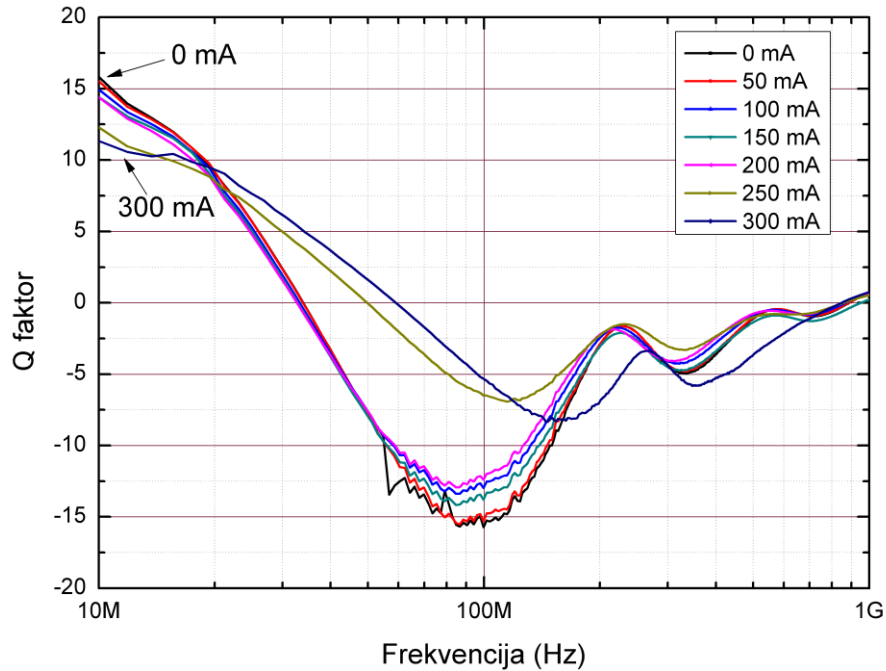
Slika 3.28 Ekstrahovane vrednosti induktivnosti SMD induktora 0603AF-103XJR_ za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54]

Na slici 3.29 je prikazana ekstrahovana serijska otpornost u funkciji frekvencije za različite vrednosti jednosmerne struje. Kao što je i očekivano, otpornost ima najveću vrednost kada kroz induktor ne protiče struja, i ta vrednost je 20,80 k Ω na f_0 . Najmanja izmerena vrednost otpornosti se dobija kada je vrednost struje 300 mA ($R = 4,90$ k Ω) kada izmerena temperatura induktora premašuje 90 °C.

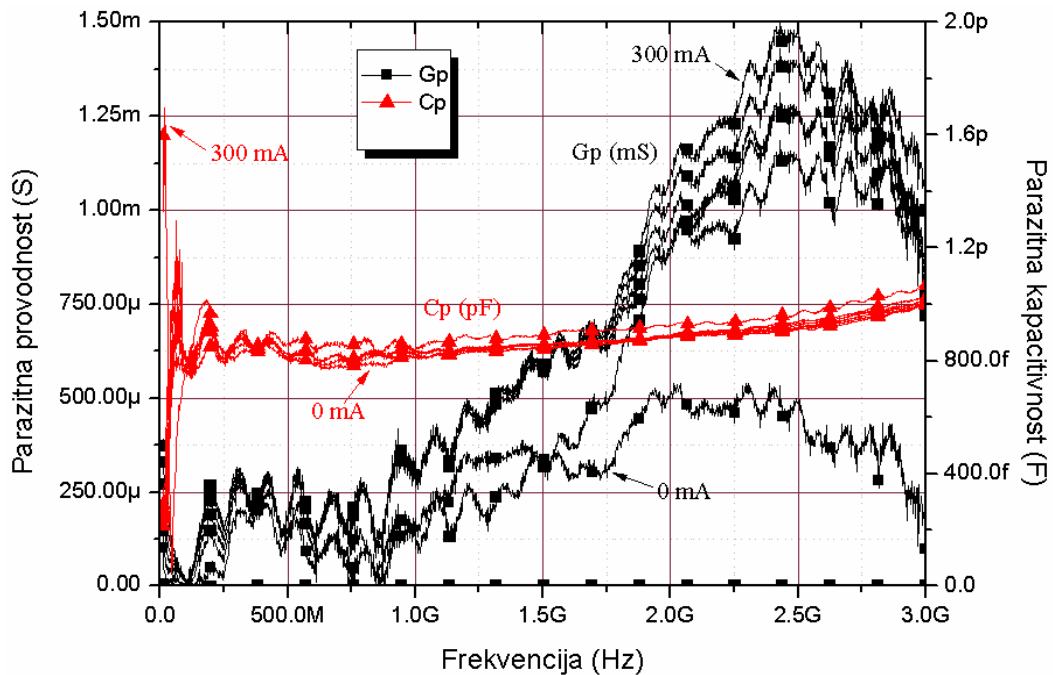


Slika 3.29 Ekstrahovane vrednosti serijske otpornosti SMD induktora 0603AF-103XJR_ za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54]

Izračunate vrednosti Q faktora za različite vrednosti jednosmerne struje prikazane su na slici 3.30. Karakteristike Q faktora imaju isti oblik za struje niže od $I_{rms} = 180$ mA. Za veće vrednosti struje, Q faktor drastično pada, kao posledica opadanja induktivnosti. Vrednosti parazitnih kapacitivnosti C_p i otpornosti R_p (spoljašnji parametri) prikazani su na slici 3.31. Međutim, njihov uticaj na izmerene rezultate se može zanemariti.

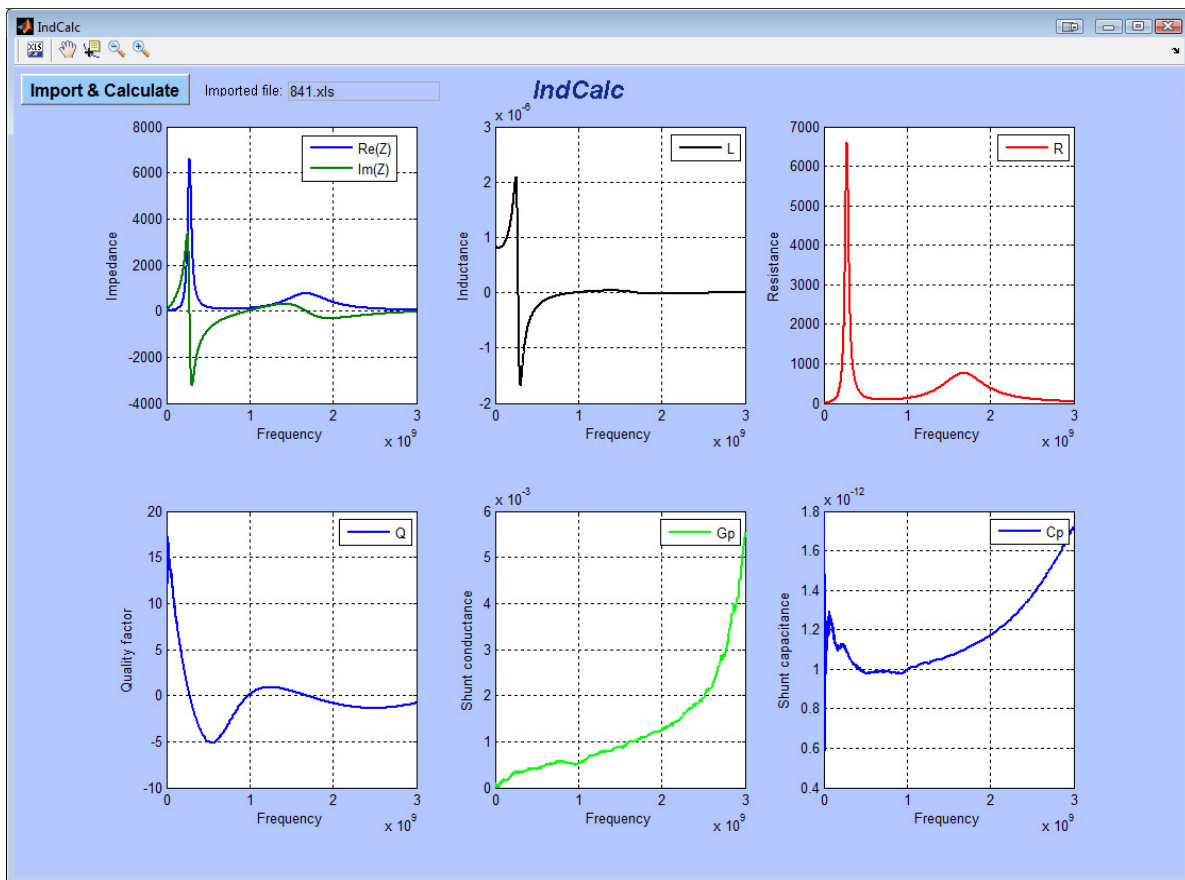


Slika 3.30 Izračunate vrednosti Q faktora SMD induktora 0603AF-103XJR_ za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54]



Slika 3.31 Izračunate vrednosti parazitne kapacitivnosti i provodnosti SMD induktora 0603AF-103XJR_ za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 - 300 mA) [54]

Za izračunavanje električnih karakteristika SMD induktora standardnih EIA dimenzija sa dva pristupa iz S -parametara izmerenih pomoću VNA, razvijen je programski alat „IndCalc“ [62]. Napravljen je tako da kao ulazne podatke uzima izmerene vrednosti S -parametara i korišćenjem jednačina od (3.3) do (3.21) omogućava prikaz izračunatih vrednosti električnih parametara SMD induktora. Programski alat je razvijen u MATLAB okruženju i omogućava izračunavanje i prikazivanje realnog i imaginarnog dela impedanse, induktivnosti, otpornosti, Q faktora, kao i vrednosti parazitnih provodnosti i kapacitivnosti, u funkciji od frekvencije. „IndCalc“ omogućava inženjerima i projektantima elektronskih kola, olakšan rad prilikom izbora odgovarajućih SMD induktora. Interfejs programskog paketa je prikazan na slici 3.32.



Slika 3.32 Interfejs „IndCalc” programskog alata sa prikazanim graficima dobijenih na osnovu proračuna za induktor Coilcraft 0603AF-821XJR_ [62]

4. Projektovanje podešljive feritne komponente

Podešljiva komponenta je induktor sa određenim brojem zavojaka, kontrolisana jednosmernom strujom i sa magnetskim jezgrom, koje je najčešće feritno.

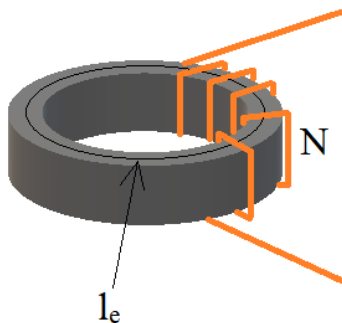
Prilikom projektovanja podešljive feritne komponente, potrebno je voditi računa o:

- željenoj induktivnosti L ,
- gubicima u jezgru,
- jednosmernoj struji I_{DC} ,
- amplitudi naizmenične struje I_{ac} .

Na slici 4.1 je prikazan predloženi induktor, sačinjen od feritnog torusnog jezgra oko kojeg je namotano N zavojaka. Induktivnost ovog induktora se računa kao:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r' A_e N^2}{l_e}, \quad (4.1)$$

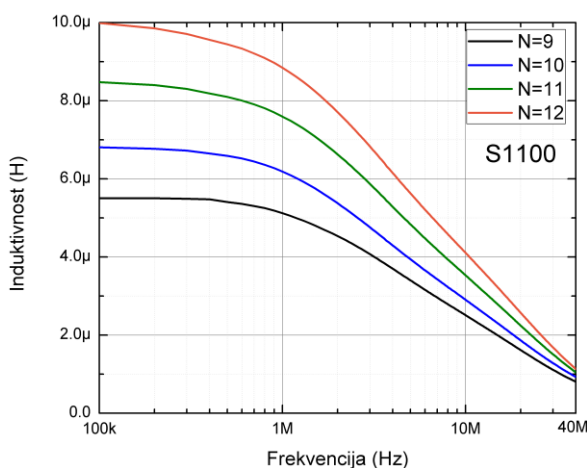
gde je $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, μ_r' realni deo relativne magnetske permeabilnosti, A_e efektivna površina poprečnog preseka jezgra, N broj zavojaka i l_e efektivna dužina jezgra. Iz izraza (4.1) se jasno vidi da je induktivnost induktora određena svojstvima materijala jezgra (permeabilnost), geometrijskim parametrima jezgra (A_e i l_e) i brojem zavojaka (N). Induktivnost je moguće menjati promenom bilo kog parametra iz izraza (4.1). Međutim, u praktičnoj primeni, kada se jednom izabere feritno jezgro i namota određen broj zavojaka, promenu induktivnosti je moguće postići različitim pobuđivanjem feritnog materijala.



Slika 4.1 Induktor sa feritnim torusnim jezgrom sa N -zavojaka

4.1 Geometrijski parametri induktora

Željena nominalna induktivnost induktora se dobija namotavanjem potrebnog broja zavojaka oko magnetskog jezgra. Na slici 4.2 je prikazan uticaj broja zavojaka na induktivnost induktora sa jezgrom proizvedenim od komercijalno dostupne LTCC feritne trake ESL 40011® i koje je pečeno na 885 °C. Kao što se vidi na slici 4.2, promenom broja zavojaka utičemo na vrednost nominalne induktivnosti, gde namotavanjem većeg broja zavojaka N dobija veća induktivnost. Međutim, povećanjem broja zavojaka povećava se njihova ukupna kapacivnost i na taj način se smanjuje sopstvena rezonantna frekvencija induktora, o čemu treba voditi računa u pojedinim primenama (npr. za LC filtre, bežični prenos energije, itd.).



Slika 4.2 Podešavanje nominalne induktivnosti induktora sa jezgrom pečenim na 1100 °C i proizvedenim od komercijalne LTCC feritne trake ESL 40011 biranjem odgovarajućeg broja zavojaka $N = 9, 10, 11$ i 12

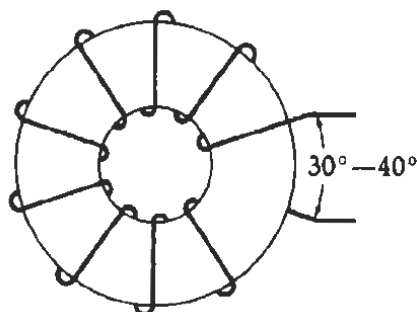
Osim ostvarivanja nominalne vrednosti induktivnosti, namotavanje zavojaka treba da obezbedi i [63]:

- dobru magnetizaciju materijala,
- smanjenje rasipnog fluksa,
- ograničavanje parazitne kapacitivnosti,
- smanjenje džulovih gubitaka,
- smanjenje eksternih efekata sprege,
- efikasno korišćenje raspoloživog prostora na jezgru.

Lokalizovanjem zavojaka na jednom mestu na torusnom jezgru ili uniformnim raspoređivanjem zavojaka po celom obimu torusnog jezgra stvara se mala razlika u gustini fluksa (reda 5-10 %) [45]. Shodno tome, prilikom karakterizacije jezgra, zavojci su uniformno

namotavani po celom obimu torusnog jezgra. Namotavanjem zavojaka prema slici 4.3, minimizovana je kapacitivnost između zavojaka testiranih induktora i povećana je rezonantna frekvencija čime je proširen korisni frekvencijski opseg induktora [64].

Komercijalni torusni feriti imaju tipični odnos spoljašnjeg (SP) i unutrašnjeg (UP) prečnika SP/UP u opsegu 1,5 – 2. S obzirom da vrednost magnetske indukcije može biti značajno veća uz unutrašnju ivicu jezgra u odnosu na spoljašnju, ova varijacija magnetske indukcije se prilikom proračuna induktivnosti kompenzuje korišćenjem efektivnih parametara jezgra, A_e , l_e i V_e [45].



Slika 4.3 Preporučeni način namotavanja torusnih induktora [64]

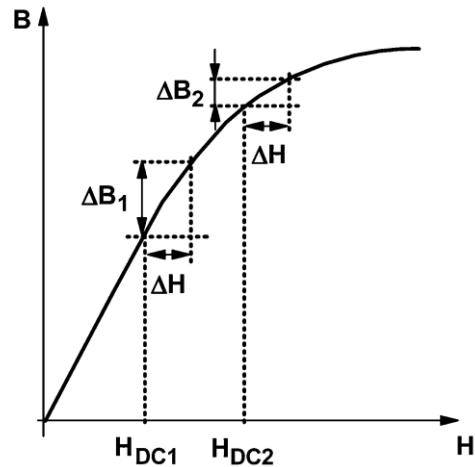
Sa slike 4.3 se vidi da je preporučeni ugao između zavojaka na torusnom jezgru $30^\circ - 40^\circ$, što daje opseg broja zavojaka $N = 9 - 12$.

4.2 Parametri materijala

Na slici 4.4 je prikazan mehanizam promene nagiba $B-H$ krive porastom jednosmernog magnetskog polja [65], pri čemu nagib krive predstavlja inkrementalnu permeabilnost:

$$\mu = \Delta B / \Delta H. \quad (4.2)$$

Kao što se može videti, u gornjem segmentu krive nagib $\Delta B_2 / \Delta H$ je manji od nagiba u donjem segmentu $\Delta B_1 / \Delta H$, pa je i permeabilnost manja.



Slika 4.4 Mehanizam promene induktivnosti podešljivog induktora porastom jednosmernog magnetskog polja [65]

Pošto je jačina magnetskog polja u jezgru H_{DC} je srazmerna jačini struje I_{DC} kroz namotaje induktora, sledi da se permeabilnost, a samim tim i induktivnost induktora može podešavati nezavisno od geometrije magnetskog jezgra. Na ovom mehanizmu se zasniva podešavanje induktivnosti predložene podešljive feritne komponente.

Cilj ovog istraživanja je pokazati da se promena induktivnosti predloženih podešljivih feritnih komponenti može vršiti jednosmernom strujom.

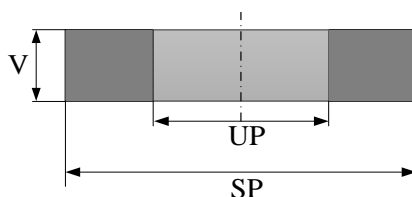
U zavisnosti od primene, feritno jezgro treba da ima širok opseg promene permeabilnosti u funkciji od jednosmerne struje na željenoj frekvenciji. To podrazumeva da feritni materijal mora da ima veliku inicijalnu permeabilnost i male gubitke u visoko frekvencijskom opsegu. Nominalna, tj. maksimalna vrednost induktivnosti se ostvaruje kada je vrednost jednosmerne struje $I_{DC} = 0$ A, dok minimalnu vrednost induktivnosti određuje intenzitet jednosmerne struje koji neće odvesti jezgro u saturaciju.

4.3 Karakterizacija magnetskog jezgra

Karakterizacija feritnog jezgra i poznavanje njegovih magnetskih osobina predstavljaju polaznu tačku prilikom projektovanja induktora. Feritno jezgro treba da ima veliku specifičnu otpornost, odnosno male gubitke, kako bi efikasnost induktora bila što veća, kao i veliku permeabilnost čime se obezbeđuje velika gustina magnetskog fluksa. Kao jezgra podešljivih feritnih komponenti, korišćena su jezgra izrađena u tehnologiji niskotemperaturnih zajedno pečenih keramika (LTCC tehnologija). Predložena su četiri uzorka u obliku torusa koja su proizvedena od komercijalno dostupne LTCC feritne trake ESL 40011®. Ovi materijali su

odabrani jer su predviđeni za rad na visokim frekvencijama gde treba da imaju veliku permeabilnost. Maksimalna temperatura pečenja utiče na karakteristike feritnih materijala, te su predloženi uzorci pečeni na različitim maksimalnim temperaturama (1200 °C, 1100 °C, 1000 °C i 885 °C). Prema tome, u cilju primene ovih jezgara, biće ispitan uticaj maksimalne temperature pečenja na njihove električne i magnetske osobine. Uzorci su označeni kao S885, S1000, S1100 i S1200 pri čemu broj označava maksimalnu temperaturu pečenja u stepenima celzijusa (°C).

Poprečni presek predloženih feritnih jezgara je prikazan na slici 4.5. Unutrašnji prečnik jezgara iznosi $UP = 4,18$ mm, spoljašnji prečnik $SP = 6,42$ mm, visina $V = 1,2$ mm, efektivna površina poprečnog preseka $A_e = 1,32$ mm², efektivna dužina $l_e = 16,50$ mm i efektivna zapremina $V_e = 21,78$ mm³. Odnos spoljašnjeg i unutrašnjeg prečnika SP/UP predloženih jezgara iznosi 1,54.



Slika 4.5 Poprečni presek predloženih feritnih ESL 40011 jezgara

U cilju detaljnijeg uvida u karakteristike predloženih feritnih ESL 40011 jezgara, u tabeli 4.1 su dati njihov hemijski sastav i mikrostruktura (veliçine zrna) [66]. Temperaturni profil pečenja za izradu jezgara prikazan je u [66]. Kao što se vidi u tabeli, povećanjem maksimalne temperature pečenja formiraju se veća zrna ferita usled efikasnijeg topljenja vezivnog stakla feritne matrice. Iz tog razloga, najveću veličinu zrna ima uzorak S1200 (5,41-53,90) μm, a najmanju uzorak S885 (0,48 μm -8,49) μm. Iz priloženih rezultata u tabeli 4.1, može se videti da su predloženi uzorci Ni-Zn feriti male razlike u koncentraciji sličnog osnovnog sastava. S obzirom da rezultati energo-disperzivne spektroskopije EDS (eng. *Energy Dispersive X-ray Spectroscopy*) zavise od mesta na uzorku gde se analiza vrši, to može prouzrokovati određenu disperziju rezultata koncentracije hemijskog sastava. Prema tome, možemo smatrati da su svi predloženi feritni uzorci istog hemijskog sastava, ali različite mikrostrukture, tj. veličine zrna.

Tabela 4.1 Opseg veličine zrna ferita, permeabilnost i hemijski sastav predloženih feritnih uzoraka [66], [67]

	S885	S1000	S1100	S1200
Veličina zrna	0,48 μm -8,49 μm	1,25 μm-10,50 μm	2,83 μm-28,90 μm	5,41 μm-53,90 μm
μ_r' [100 kHz]	199,91	378,9	706,39	1139,27
Udeo elemenata u uzorku				
Fe (%)	48,36	47,58	48,69	47,91
O (%)	23,75	26,16	24,08	25,10
Zn (%)	17,73	16,74	16,90	16,50
Ni (%)	7,11	6,84	7,37	6,77
Cu (%)	3,05	2,68	2,96	3,72

4.3.1 Izmerene gustine snage gubitaka

Mnoge magnetske osobine ESL 40011 uzoraka nisu dostupne i moraju se utvrditi zbog njihovog korišćenja u specifičnim primenama (npr. u DC-DC konvertorima, EMI potiskivačima, filterima, transformatorima, itd.). Jedan od veoma važnih parametara jeste gustina snage gubitaka, koja treba da bude što niža kako bi se postigla što veća efikasnost kola energetske elektronike. Kao što je prethodno naglašeno, osobine uzoraka od feritnog ESL 40011 materijala zavise od temperaturnog profila pečenja, a naročito od vrednosti maksimalne temperature pečenja. U ovoj sekciji biće prikazan uticaj temperature pečenja na gustinu snage gubitaka ESL 40011 uzoraka. Gustina snage gubitaka i B - H histerezisne petlje su izmerene modifikovanom vatmetar metodom [68]. Mernu postavku čine generator funkcija HP3314A, digitalni osciloskop DSO90604A [69] i štampana ploča sa BNC konektorima i SMD otpornicima, na koju se tokom merenja postavljaju predložena jezgra.

Električna šema merne postavke je prikazana na slici 4.6 [68]. Snaga gubitaka u feritnom jezgru P_{core} , se računa kao:

$$P_{core} = \frac{1}{T} \int_0^T u_m(t) \cdot i_m(t) dt, \quad (4.3)$$

gde je T perioda izmerenog napona, u_m indukovani napon na sekundaru, i_m struja magnetizacije [68]. Gustina snage gubitaka u feritnom jezgru P_v se određuje preko sledećeg izraza

$$P_v = \frac{P_{core}}{V_e}, \quad (4.4)$$

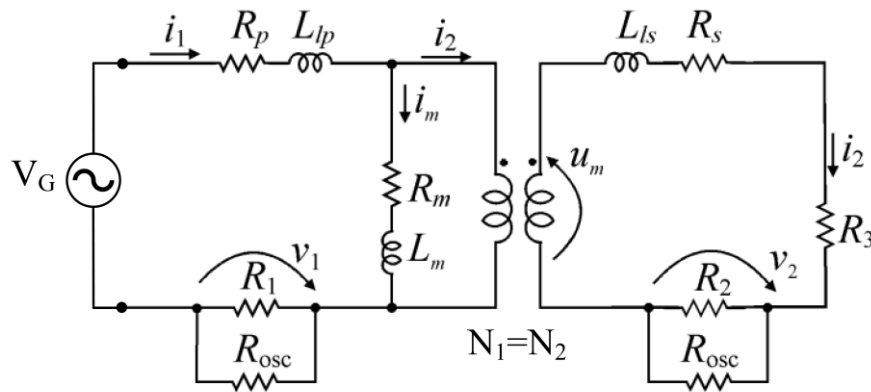
gde je P_{core} snaga gubitaka u jezgru, a $V_e = A_e \cdot l_e$ efektivna zapremina torusnog jezgra.

Jezgro se kod merenja gustine snage gubitaka modeluje kao redna veza kalema induktivnosti L_m i otpornika otpornosti R_m . L_{lp} i L_{ls} redom predstavljaju rasipni fluks u kolu primara i sekundara. Broj zavojaka na primarnoj strani N_1 jednak je broju zavojaka na sekundarnoj strani N_2 ($N_1 = N_2 = N$).

Merenjem napona v_1 i v_2 , pri čemu se otpornosti namotaja primara R_p i namotaja sekundara R_s , kao i induktivnosti rasipnog fluksa L_{lp} i L_{ls} zanemaruju, struja magnetizacije i_m i indukovani napon u_m se mogu odrediti kao [68]:

$$i_m = i_1 - i_2 = \frac{v_1}{R_1 \parallel R_{osc}} - \frac{v_2}{R_2 \parallel R_{osc}}, \quad (4.5)$$

$$u_m = \frac{v_2}{R_2 \parallel R_{osc}} \cdot (R_3 + R_2 \parallel R_{osc}). \quad (4.6)$$



Slika 4.6 Električna šema modifikovane vatmetarske metode za merenje gustine snage gubitaka predloženih ESL 40011 uzoraka [68]

Jačina magnetskog polja H se određuje na osnovu izmerenih napona v_1 i v_2 i računa se kao

$$H = \frac{N i_m}{l_e} = \frac{N}{l_e} \left(\frac{v_1}{R_1 \parallel R_{osc}} - \frac{v_2}{R_2 \parallel R_{osc}} \right). \quad (4.7)$$

Magnetska indukcija B se određuje kao

$$B = \frac{1}{N A_e} \int u_m \cdot dt + B_0, \quad (4.8)$$

gde je B_0 jednosmerna komponenta magnetske indukcije. Izraz (4.8) važi za bilo koji oblik pobudnog signala i integracija se može izvršiti numeričkom metodom. Kada je napon u_m prostoperiodičnog oblika, izraz (4.8) se svodi na

$$B_m = V_{2m} \frac{R_2 \parallel R_{osc} + R_3}{R_2 \parallel R_{osc}} \cdot \frac{1}{\omega N A_e}, \quad (4.9)$$

gde je B_m amplituda magnetske indukcije i V_{2m} amplituda napona v_2 .

Kao što se vidi, nakon izračunavanja jačine magnetskog polja i magnetske indukcije, ovom mernom metodom je moguće određivanje i parametara histerezisne petlje [68].

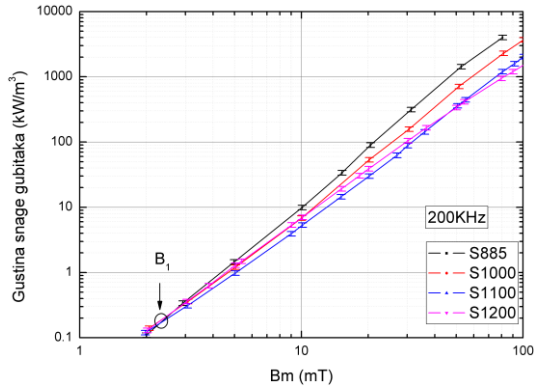
U prikazanoj mernoj metodi modifikacija se ogleda dodavanjem otpornika R_3 redno senzorskom otporniku R_2 . Na taj način se smanjuje struja i_2 koja svojim prisustvom smanjuje struju magnetizacije i_m , kao što se može videti na osnovu izraza (4.5).

Prilikom merenja gustine snage gubitaka, na feritne uzorke su ravnomerno i bifilarno namotani primarni i sekundarni namotaj, gde svaki namotaj ima po $N = 33$ zavojka, čime je ostvaren jedinični prenosni odnos i ista vrednost napona na primarnom i na sekundarnom namotaju. Prilikom merenja gustine snage gubitaka, namotano je što veći broj zavojaka kako bi se primenom funkcijskog generatora ostvarilo magnetsko polje koje će odvesti predložena jezgra u saturaciju. Zavojci ispunjavaju celu površinu jezgra u jednom sloju, kao što se vidi na slici 4.7. Na taj način se ograničava količina fluksa koja napušta jezgro [45]. Prečnik žice iznosi 0,14 mm.

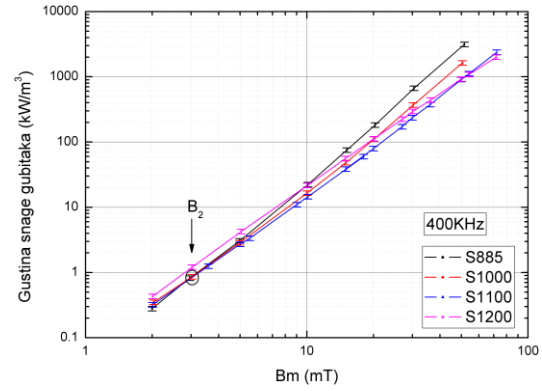


Slika 4.7 Predloženi ESL 40011 uzorci sa bifilarnim zavojcima prilikom merenja gustine snage gubitaka

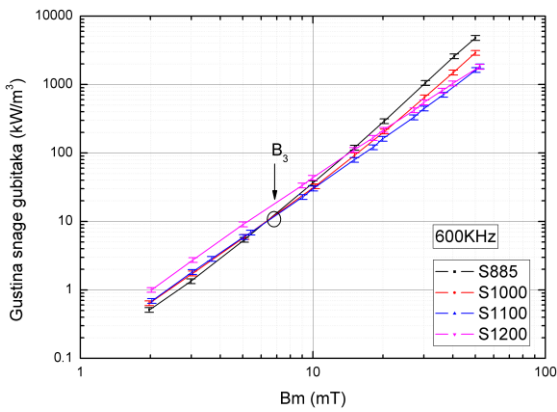
Gustina snage gubitaka feritnih uzoraka je merena u opsegu frekvencija (200 kHz - 5 MHz) i opsegu amplitude magnetske indukcije B_m (2 mT - 100 mT).



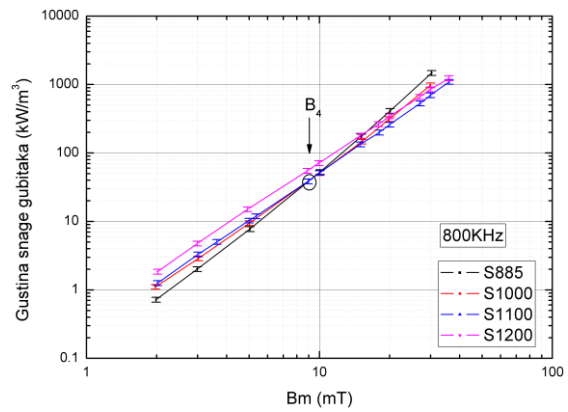
a)



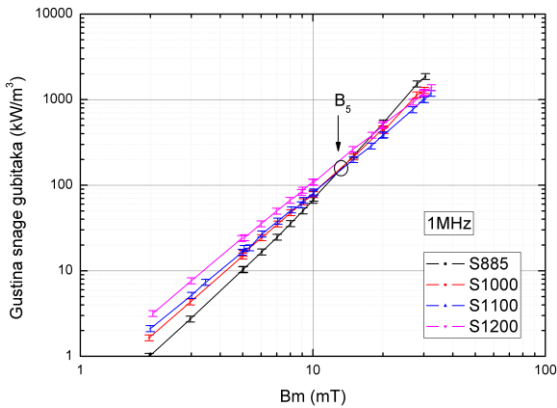
b)



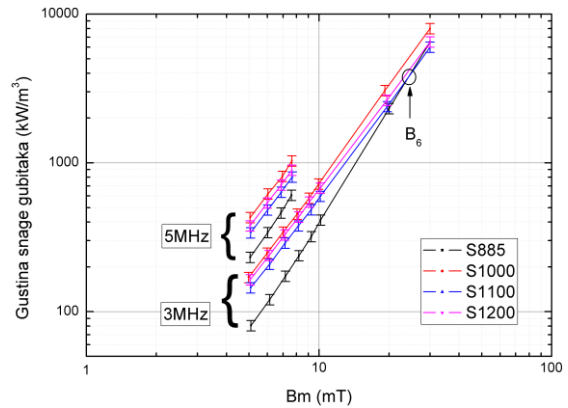
c)



d)



e)



f)

Slika 4.8 Gustina snage gubitaka u funkciji maksimalne vrednosti amplitude magnetske indukcije B_m za ESL 40011 uzorke S885, S1000, S1100 i S1200 na frekvencijama: a) 200 kHz, b) 400 kHz, c) 600 kHz, d) 800 kHz, e) 1 MHz, f) 3 MHz i 5 MHz [67]

Na svim graficima sa slike 4.8 se uočavaju presečne tačke označene sa B_1 do B_6 . Ove tačke predstavljaju vrednosti B_m na kojima se ukrštaju krive gustine snage gubitaka uzoraka S885 i S1100. Ove tačke ukrštanja pokazuju za koje vrednosti B_m i frekvencije koji od dva uzorka (S885 ili S1100) ima manje gubitke.

Na slici 4.8 se može videti da gubici u magnetskim jezgrima istovremeno zavise od magnetske indukcije B_m , frekvencije i temperature pečenja. Na slici 4.8a je prikazana gustina snage gubitaka na frekvenciji od 200 kHz. Uzorak S885 ima najveće gubitke za $B_m > 2$ mT, time ukazujući da na ovoj radnoj frekvenciji poželjno koristiti jezgra čije su temperature pečenja iznad 885 °C. Najmanji gubici su dobijeni za uzorak S1100 za vrednosti B_m do 50 mT. Uzorak S1200 ima najmanje gubitke kada su vrednosti $B_m > 50$ mT.

Slično je uočeno i u literaturi za gubitke NiCuZn uzoraka sinterovanih na temperaturama od 1200 °C do 1250 °C. Ovi uzorci pokazuju da pozitivan efekat rasta zrna može kompenzovati negativne efekte rastuće poroznosti. Daljim povećanjem temperature pečenja, prevladava štetan efekat poroznosti, pa gubici počinju da rastu [70].

Na slici 4.8b su prikazani gubici na frekvenciji od 400 kHz. Kada su vrednosti B_m niže od 4 mT, najmanje gubitke ima uzorak S885, dok za vrednosti B_m iznad 4 mT, uzorak S1100 ima najmanje gubitke sve do vrednosti B_m od 50 mT. Uzorak S1200 ima najveće gubitke za B_m do 10 mT, ali pokazuje tendenciju da bude uzorak sa najmanjim gubicima za B_m iznad 60 mT.

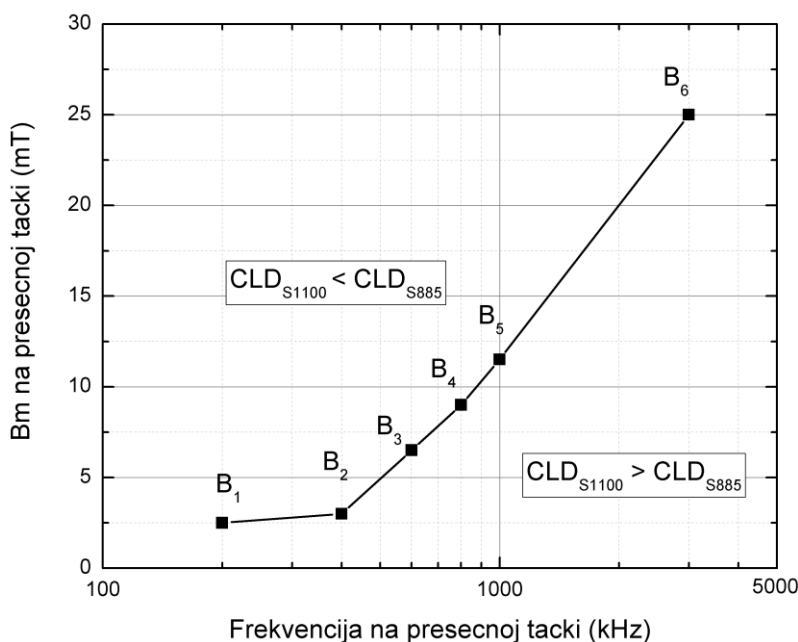
Na frekvenciji od 600 kHz, uzorak S885 ima najveće gubitke za vrednosti B_m do 7 mT (slika 4.8c). Nakon toga, uzorak S1100 ima najmanje gubitke do $B_m = 50$ mT. Za vrednost $B_m = 50$ mT, uzorak S885 ima skoro 3 puta veće gubitke u odnosu na uzorak S1100.

Na slici 4.8d može se videti da na frekvenciji od 800 kHz, za vrednosti B_m niže od 10 mT, uzorak S885 ima najmanje gubitke, dok uzorak S1200 ima najveće. Daljim povećanjem B_m (za $B_m > 10$ mT), uzorak S1100 ima najmanje gubitke.

Na frekvenciji od 1 MHz (slika 4.8e), za vrednosti magnetske indukcije do 12 mT, uzorak S885 ima najmanje gubitke, dok uzorak S1200 ima najveće. Porastom magnetske indukcije do 30 mT, uzorak S1100 ima najmanje gubitke. Slično ponašanje se vidi i na frekvenciji od 3 MHz (slika 4.8f), gde uzorak S885 ima najmanje gubitke za vrednosti magnetske indukcije do 25 mT, dok nakon ove vrednosti, uzorak S1100 ima najmanje gubitke. Na frekvenciji od 5 MHz, gubici uzoraka su mereni za vrednosti do 7,5 mT (zbog ograničenja napona koji dovodimo sa funkcijskog generatora). Izmereni gubici na ovoj frekvenciji pokazuju da uzorak S885 ima najmanje gubitke u merenom opsegu magnetske indukcije. Porastom frekvencije, gubici rastu kod svih uzoraka i to povećanje je naročito uočljivo na frekvencijama od 3 MHz i 5 MHz (slika 4.8f).

Na slici 4.9 se jasno vidi da za vrednosti magnetske indukcije i frekvencije ispod krive, uzorak S885 ima najmanje gubitke od svih predloženih, dok za vrednosti magnetske indukcije i frekvencije iznad krive, uzorak S1100 ima najmanje.

Na osnovu toga se može zaključiti da za niže vrednosti magnetske indukcije, uzorci pečeni na nižim temperaturama, a time i manjom veličinom zrna, imaju bolje magnetske karakteristike (manje gubitke). Međutim, za veće vrednosti magnetske indukcije, uzorci pečeni na višim temperaturama, su boljih magnetskih karakteristika. Ovo se može objasniti time da su pore u zrnima dominantan faktor pri nižim vrednostima magnetske indukcije i da su granice zrna dominantan faktor pri višim vrednostima magnetske indukcije. To je razlog pojave preseka krivih (tačke B₁-B₆) uočenih na svim merenim frekvencijama (slika 4.9). Slični rezultati su uočeni i u radu [71].



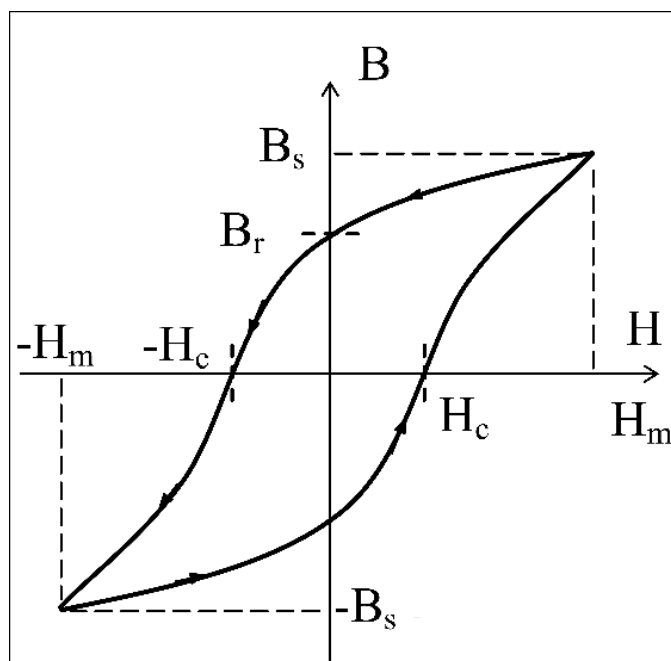
Slika 4.9 Magnetska indukcija u funkciji od frekvencije na presečnim tačkama krive gustine snage gubitaka (CLD) za uzorke S885 i S1100 [67]

Ukupna greška merenja gustine snage gubitaka iznosi $\pm 7\%$ i predstavlja zbir navedenih grešaka merenja: greška kojom osciloskop DSO90604A meri napon je $\pm 2\%$ od pune skale rezolucije (0,024 % sa usrednjavanjem); prema specifikaciji osciloskopa [70], relativna greška merenja napona iznosi $\pm 3\%$; visoka frekvencija uzorkovanja osciloskopa (20 GSa/s) unosi dodatnih $\pm 2\%$ greške.

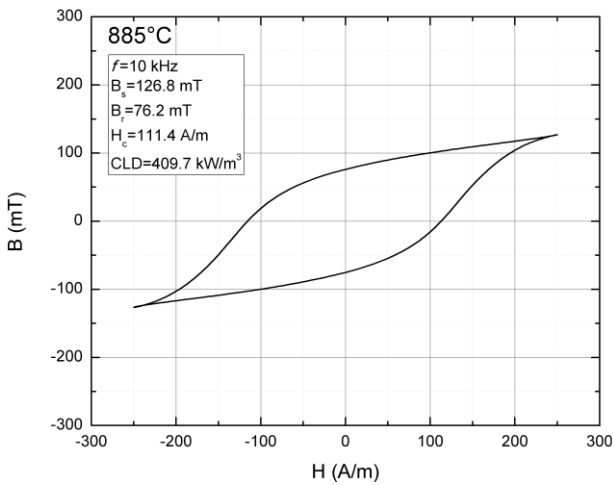
4.3.2 Merenje histerezijsne petlje

Još jedan važan parametar magnetskog materijala je i njegova histerezijsna petlja. Snimanjem histerezijsne petlje možemo utvrditi kojoj grupi materijala pripada dato jezgro (magnetski tvrdim velikog koercitivnog polja ili magnetski mekim malog koercitivnog polja). Na osnovu izmerenih parametara histerezijsne petlje može se utvrditi i oblast primene feritnog jezgra. Tipična histerezijsna petlja feritnog materijala je prikazana na slici 4.10 i na slici su označeni svi bitni parametri histerezijsne petlje.

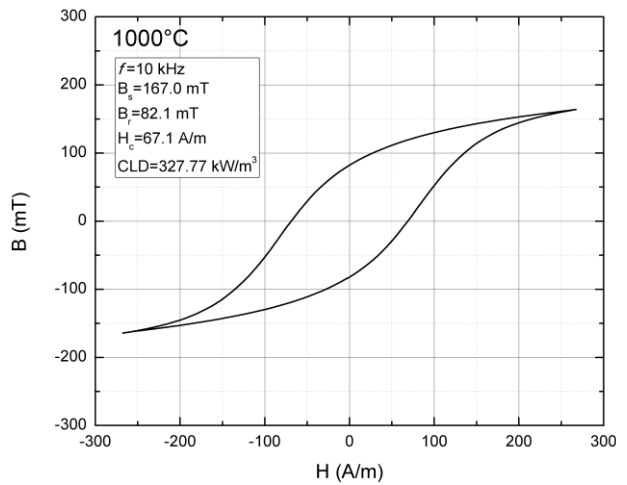
Glavni parametri histerezijsne petlje su B_s – saturacija magnetske indukcije, B_r – remanentna indukcija, H_c – koercitivno polje i H_m – maksimalna vrednost jačine polja i ovi parametri su prikazani na tipičnoj histerezijsnoj petlji (slika 4.10). B - H histerezijsne krive predloženih jezgara su izmerene na frekvenciji od 10 kHz i prikazane na slikama 4.11, 4.12, 4.13 i 4.14. Porastom temperature pečenja i samim tim porastom veličine zrna, vrednost koercitivnog polja H_c opada, dok vrednost remanentne magnetske indukcije raste. Koercitivno polje za uzorak S885 iznosi 111,40 A/m i opada na vrednost od 28,30 A/m za uzorak S1200. Remanentna indukcija B_r za predloženi uzorak S885 iznosi 76,20 mT i raste na vrednost od 183,20 mT za uzorak S1200. Saturacija magnetske indukcije B_s raste porastom temperature pečenja, pa za uzorak S885 iznosi $B_s = 126,80$ mT, i raste na vrednost $B_s = 251,70$ mT za predloženi uzorak S1200. Parametri histerezijsne petlje sumirani su u tabeli 4.2. Na slici 4.15 su zbog jasnije preglednosti i poređenja, prikazane histerezijsne petlje svih predloženih jezgara.



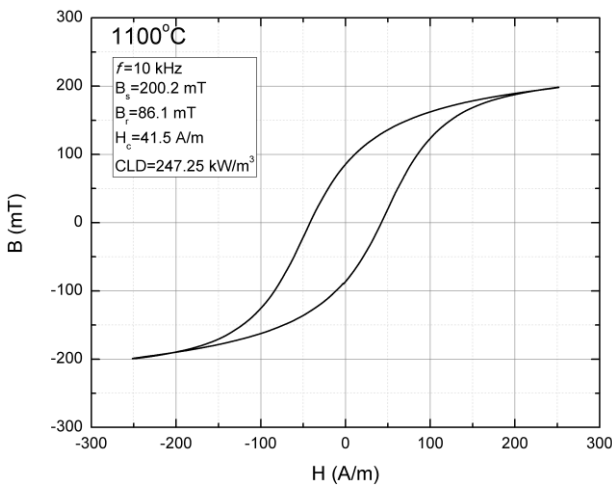
Slika 4.10 Tipična histerezijsna petlja



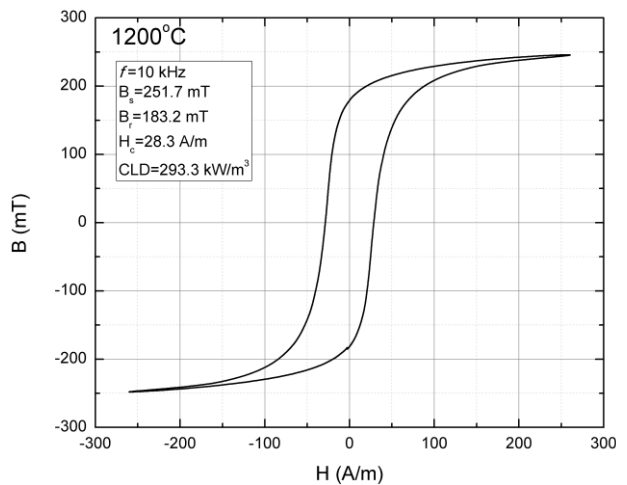
Slika 4.11 Histerezisna petlja izmerena na 10 kHz za uzorak S885 [67]



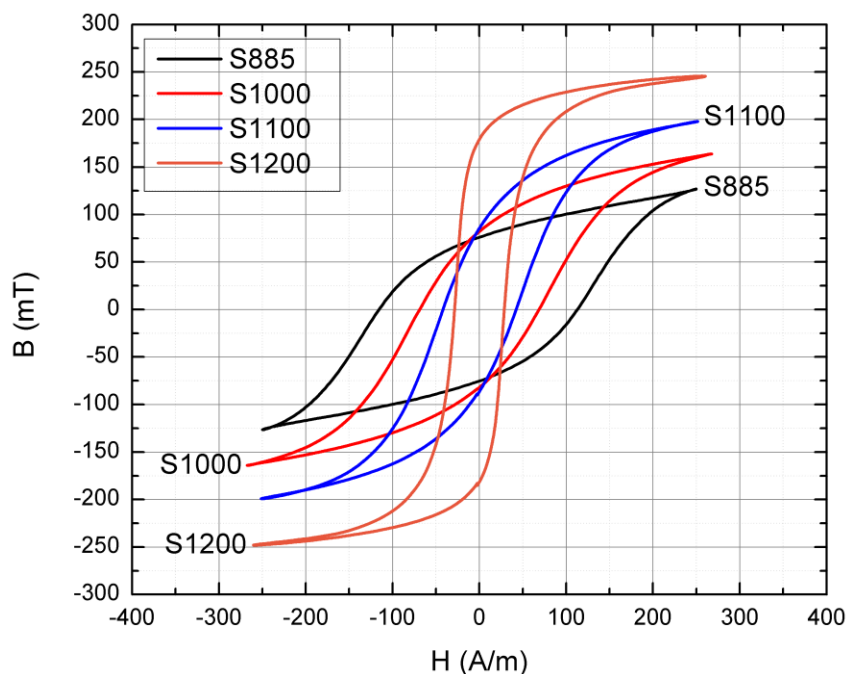
Slika 4.12 Histerezisna petlja izmerena na 10 kHz za uzorak S1000 [67]



Slika 4.13 Histerezisna petlja izmerena na 10 kHz za uzorak S1100 [67]



Slika 4.14 Histerezisna petlja izmerena na 10 kHz za uzorak S1200 [67]



Slika 4.15 Uporedni prikaz histerezisnih petlji predloženih feritnih jezgara izmerenih na 10 kHz

Na osnovu rezultata snimljenih histerezisnih petlji, može se zaključiti da predložena jezgra pripadaju grupi magnetski mekih ferita, jer sva jezgra imaju koercitivno polje H_c niže od 1000 A/m. Gubici usled histerezisa su srazmerni površini histerezisne petlje, te su gubici utoliko manji ukoliko je koercitivno polje H_c manje. Za uzorak S885, izmereni gubici iznose 409,73 kW/m³ i padaju na vrednost od 293,30 kW/m³ za uzorak S1200. Izuzetak je uzorak S1100 koji nema najniže koercitivno polje, ali ima najmanje gubitke. Može se videti da na frekvenciji od 10 kHz gubici opadaju porastom temperature pečenja.

Tabela 4.2 Parametri histerezisne petlje predloženih uzoraka na frekvenciji od 10 kHz [67]

Uzorak	B_s (mT)	H_c (A/m)	B_r (mT)	P_v (kW/m ³)
S885	126,80	111,40	76,20	409,73
S1000	167,00	67,10	82,10	327,77
S1100	200,20	41,50	81,10	247,25
S1200	251,70	28,30	183,30	293,30

4.3.3 Uticaj jednosmerne struje na karakteristike magnetskog jezgra za konstantnu komponentu naizmjenične struje

Zbog primene predloženih jezgara u DC-DC konvertoru, kroz podešljivu feritnu komponentu će prilikom rada istovremeno proticati jednosmerna i naizmjenična komponenta struje. Ispitivanje uticaja jednosmerne i naizmjenične komponente struje na karakteristike jezgara je razdvojen, pa su jezgra prvo karakterisana pod dejstvom jednosmerne struje, a zatim pod dejstvom naizmjenične struje. Na taj način se stiče kompletnija slika o karakteristikama predloženih jezgara.

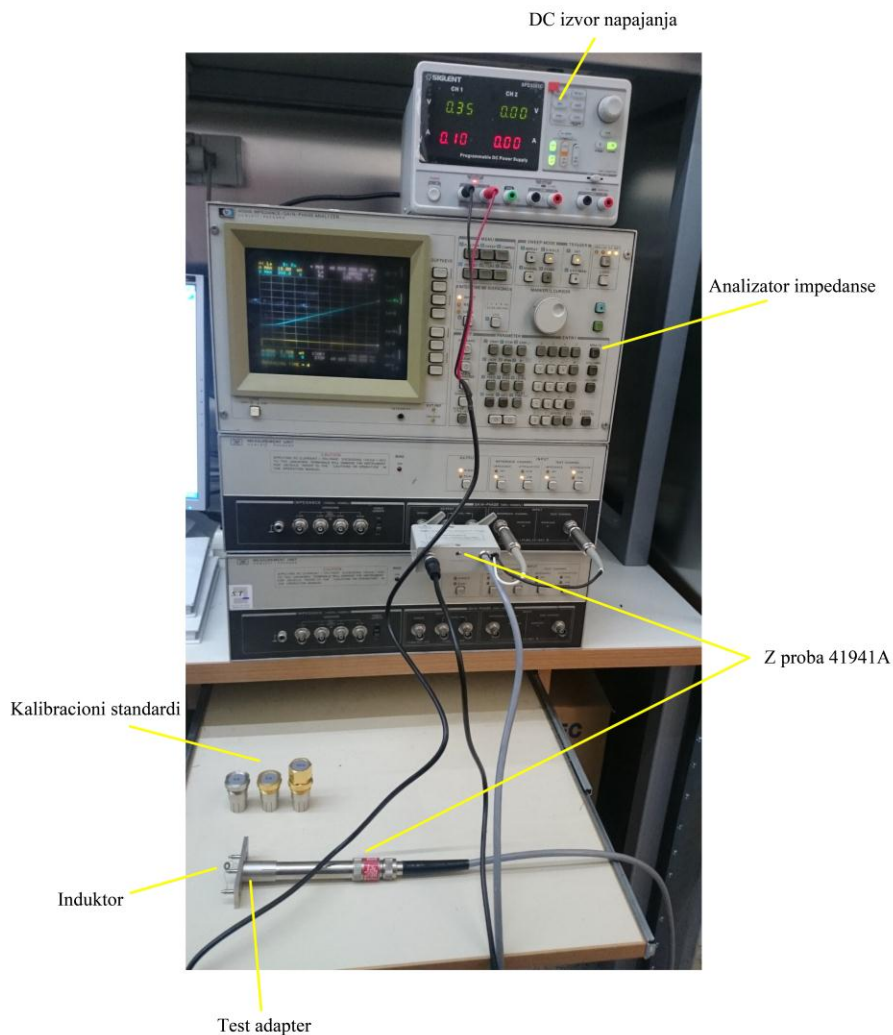
Karakterizacija feritnih jezgara ESL 40011 materijala pod uticajem jednosmerne struje izvršena je korišćenjem analizatora impedanse HP4194A, Z impedansne probe (sonde) 41941A-61001 [72] i jednosmernog izvora napajanja. Z proba ima ulazni terminal na koji se priključuje eksterni jednosmerni izvor napona ili struje. Kontrolisanjem intenziteta jednosmerne struje na eksternom DC izvoru napajanja u frekvencijskom opsegu (100 kHz - 40 MHz) koji se podešava na analizatoru impedanse, izmerena je zavisnost induktivnosti u funkciji od frekvencije pod uticajem različitih vrednosti jednosmerne struje. Prilikom merenja, jednosmerna struja iz DC izvora napajanja se superponira na naizmjeničnu komponentu struje iz analizatora impedanse. Bitno je napomenuti da su predložena feritna jezgra od izotropnog materijala, pa se magnetizacija jezgra vrši na isti način u svim pravcima.

Prema specifikaciji proizvođača, na Z probu je dozvoljeno priključivanje napona do ± 150 V ili struje do ± 500 mA. Pre svakog merenja, neophodno je kalibrisati Z probu standardnim kalibracionim dodacima (0 S, 0 Ω i 50 Ω). Kao priključni merni dodatak, korišćen je test adapter koji se postavlja na vrh Z probe na koji su se postavljala predložena jezgra (slika 4.16). Merna postavka za ispitivanje uticaja jednosmerne struje na karakteristike ESL 40011 feritnih jezgara prikazana je na slici 4.16.

Jezgra su testirana u frekvencijskom opsegu (100 kHz - 40 MHz). Ovim frekvencijskim opsegom pokriva se širok spektar moguće primene predloženih jezgara kao deo podešljive feritne komponente, u kolima solarnih mikromreža, bežičnog prenosa energije, LC filtera, RFID sistema, DC-DC konvertora, itd. Svako jezgro je namotano različitim brojem zavojaka kako bi nominalna induktivnost formiranih induktora na frekvenciji od 1,6 MHz bila $L_{nom} = 4,7$ μ H. Prema tome, na osnovu izraza (4.1) i parametara jezgara iz tabele 4.1, određen je broj zavojaka za svako predloženo jezgro:

- $N = 16$ za jezgro S885,
- $N = 11$ za jezgro S1000,
- $N = 9$ za jezgro S1100,
- $N = 8$ za jezgro S1200.

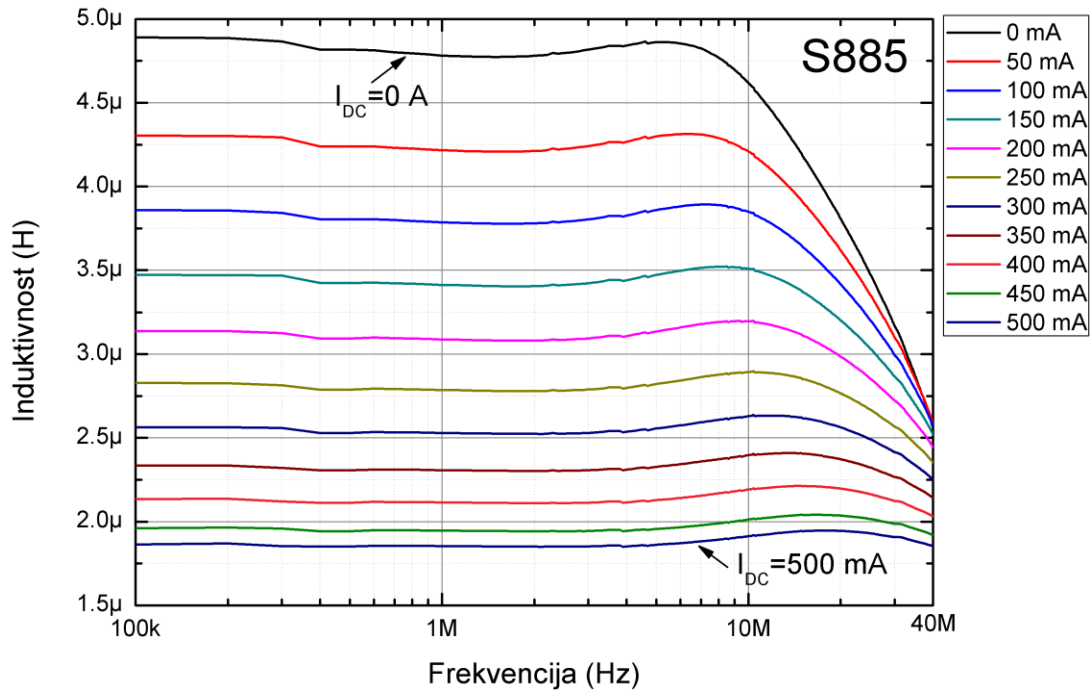
Poređenjem preporučenog broja zavojaka sa slike 4.3 sa brojem zavojaka koji su namotani na predložena jezgra, vidi se da su na jezgra S1000 i S1100 namotani broj zavojaka koji odgovaraju preporučenoj vrednosti.



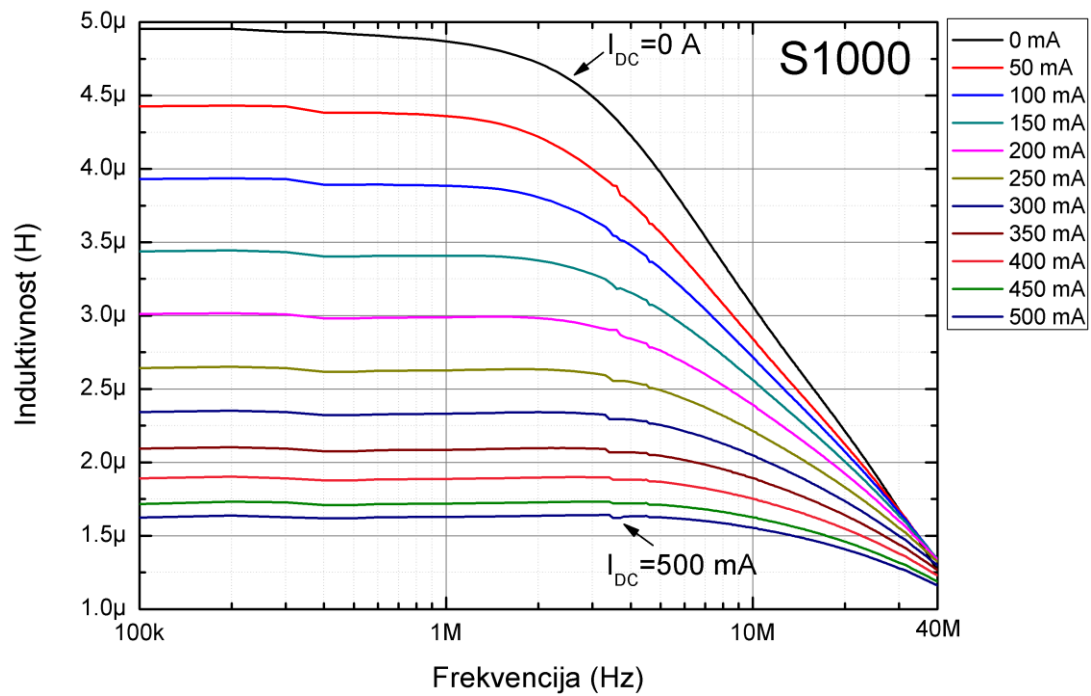
Slika 4.16 Fotografija merne postavke za ispitivanje uticaja jednosmerne struje na karakteristike feritnih ESL 40011 jezgara

Jednosmerni izvor napajanja je korišćen kao izvor jednosmerne struje I_{DC} u opsegu od 0 mA do 500 mA. Jezgra su testirana u koracima od 50 mA. Na slici 4.17 su redom prikazane induktivnost induktora sa S885 jezgrom, S1000 jezgrom, S1100 jezgrom i S1200 jezgrom u funkciji od frekvencije (100 kHz - 40 MHz) za vrednosti jednosmerne struje I_{DC} (0 mA - 500 mA), pri čemu je komponenta naizmenične struje koju daje analizator impedanse konstantna i iznosi ~ 10 mA.

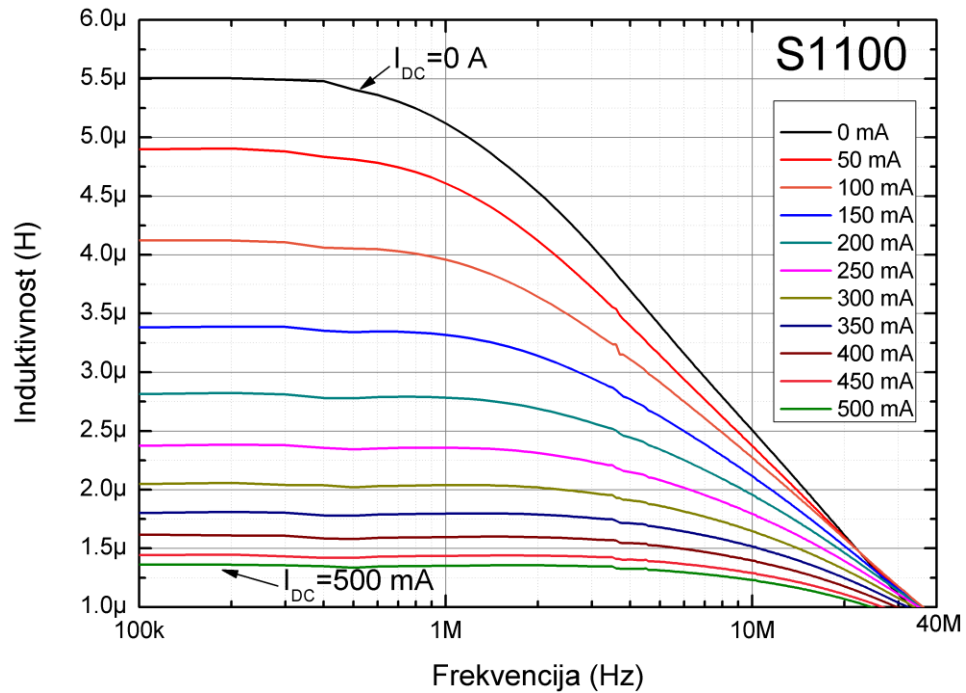
Prilikom merenja, korišćeni instrumenti unose određenu mernu nesigurnost. U Prilogu P1 su prikazani rezultati promene induktivnosti podešljivih feritnih komponenti usled dejstva jednosmerne struje I_{DC} sa uračunatom mernom nesigurnošću merne postavke.



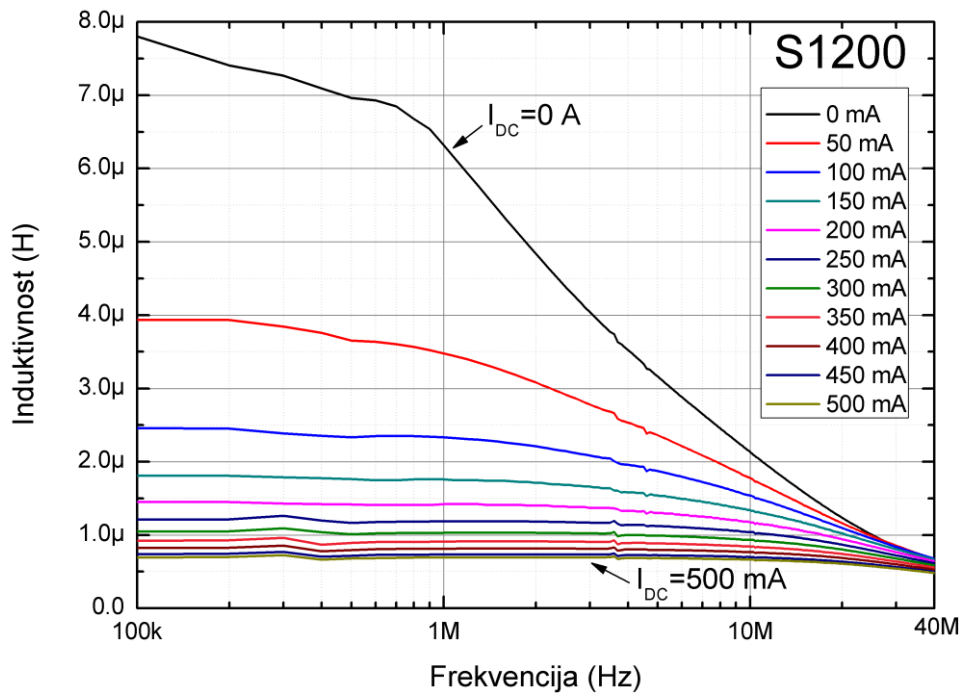
a)



b)



c)



d)

Slika 4.17 Promena induktivnosti induktora sa feritnim ESL 40011 jezgrima za opseg struja I_{DC} (0 - 500 mA) u frekvencijskom opsegu (100 kHz - 40 MHz) sa: a) S885 jezgrom i $N = 16$, b) S1000 jezgrom i $N = 11$, c) S1100 jezgrom i $N = 9$, d) S1200 jezgrom i $N = 8$

Promena induktivnosti na frekvenciji od 1,6 MHz usled dejstva jednosmerne struje je bitna zbog buduće primene induktora u kolu DC-DC konvertora. Na slici 4.17 se može videti da na frekvenciji od 1,6 MHz za $I_{DC} = 0$ A induktor sa feritnim jezgrom S885 ima nominalnu induktivnost $L_{nom} = 4,77$ μ H, sa S1000 $L_{nom} = 4,78$ μ H, sa S1100 $L_{nom} = 4,74$ μ H, dok je sa S1200 $L_{nom} = 5,30$ μ H. Porastom intenziteta jednosmerne struje, dolazi do opadanja induktivnosti kod svih induktora, sa tim da je tendencija opadanja kod svakog induktora drugačija. Induktor sa S885 jezgrom pri struji od $I_{DC} = 500$ mA ima induktivnost od 1,85 μ H na frekvenciji $f = 1,6$ MHz, induktor sa S1000 jezgrom 1,63 μ H, induktor sa S1100 jezgrom 1,36 μ H, dok induktor sa S1200 jezgrom ima induktivnost 0,69 μ H. Treba primetiti da induktor sa S1200 jezgrom nema značajnije opadanje nominalne induktivnosti za struje veće od 300 mA, što je posledica ulaska u saturaciju.

Na slici 4.17 se vidi da se može ostvariti isti opseg promene induktivnosti ukoliko jezgro ima veću inicijalnu permeabilnost i oko kojeg je namotano manje zavojaka, za manje vrednosti kontrolne jednosmerne struje. Induktor sa S1200 jezgrom ostvaruje značajnu promenu induktivnosti na frekvencijama nižim od 1 MHz već za vrednosti jednosmerne struje $I_{DC} = 50$ mA. Za istu vrednost I_{DC} , kod induktora sa jezgrima S885, S1000 i S1100, promena induktivnosti na frekvencijama nižim od 1 MHz iznosi oko 0,5 μ H. Sa praktične tačke gledišta, ukoliko je kontrolna jednosmerna struja niža i gubici u provodniku će biti niži.

Sa druge strane, induktor je potrebno koristiti u onom delu frekvencijskog opsega gde je induktivnost konstantna. Induktivnost predloženih induktora smatramo konstantnom do frekvencije kada vrednost induktivnosti opadne do 10 % od početne vrednosti induktivnosti merene na frekvenciji od 100 kHz. Poredeći rezultate sa slike 4.17, vidi se da induktor sa S885 jezgrom u poređenju sa induktorima sa ostalim jezgrima, ima konstantnu induktivnost u najvišem opsegu frekvencija, do 8 MHz (slika 4.17a). Kod induktora sa S1000 i S1100 jezgrima, uočava se isto ponašanje, sa tim da su početne induktivnosti (za $I_{DC} = 0$ A) kod ovih induktora konstantne za frekvencije niže od 1 MHz (slika 4.17b i 4.17c). Induktor sa S1200 jezgrom u frekvencijskom opsegu nema konstantnu početnu induktivnost (slika 4.17d). Konstantna induktivnost induktora sa S1200 jezgrom do 200 kHz se ostvaruje kada na induktor delujemo jednosmernom strujom od 50 mA, dok ukoliko delujemo strujom $I_{DC} = 100$ mA, dobija se konstantna induktivnost do 1 MHz.

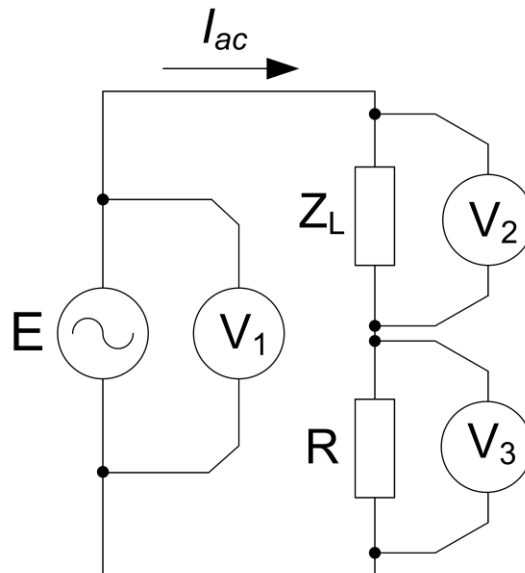
Tokom ispitivanja uticaja jednosmerne struje na karakteristike predloženih jezgara, nije dolazilo do značajnijeg porasta temperature jezgra i zavojaka. Porast temperature jezgara je iznosio 4 °C u odnosu na temperaturu prostorije od 25 °C.

4.3.4 Uticaj naizmjenične struje na karakteristike magnetskog jezgra uz odsustvo jednosmerne komponente struje

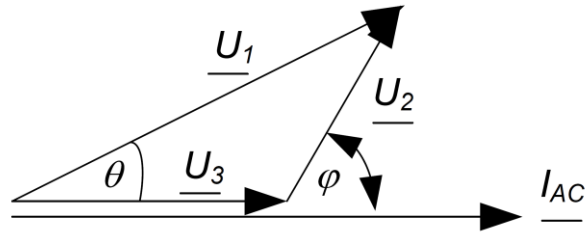
U cilju ispitivanja uticaja amplitude naizmjenične struje I_{ac} na karakteristike ESL 40011 jezgara, potrebno je koristiti mernu metodu kod koje je moguće kontrolisati intenzitet naizmjenične struje. Jedna od metoda koja to omogućava jeste metoda 3 voltmetra [73], [74], prikazana na slici 4.18. Izborom odgovarajućeg napona na generatoru naizmjeničnog signala E , može se kontrolisati intenzitet struje I_{ac} . Amplituda struje I_{ac} se određuje merenjem napona U_3 voltmetrom V_3 na otporniku R poznate vrednosti. Metodom 3 voltmetra se eliminiše greška koja može da nastane merenjem fazne razlike između izmerenih napona, jer se analizom fazorskog dijagrama (slika 4.19) i primenom kosinusne teoreme, dobija izraz za aktivnu snagu P pomoću kojeg se dalje može odrediti induktivnost.

U disertaciji je očitavanje svih naponskih signala izvršeno pomoću osciloskopa DSO90604A. To podrazumeva modifikaciju metode 3 voltmetra prikazane na slici 4.18. Modifikacija je izvršena iz razloga što je kod metode 3 voltmetra potrebno da voltmetri budu na istoj masi, dok je primenom ulaznih kanala osciloskopa koji su na istoj masi, taj problem eliminisan. Opis modifikovane merne šeme je dat u Prilogu P2.

Zbog primene podešljive feritne komponente u kolu DC-DC konvertora, neophodno je ispitati uticaj naizmjenične struje na frekvenciji od 1,6 MHz. Merenja su izvršena uz odsustvo jednosmerne struje ($I_{DC} = 0$ A), kako bi se ispitao uticaj samo naizmjenične struje na promenu induktivnosti.



Slika 4.18 Blok šema metode 3 voltmetra [73], [74]



Slika 4.19 Vektorski dijagram napona i struje u sprezi za merenje snage metodom 3 voltmetra [73]

Prema definiciji, kompleksna snaga prijemnika \underline{S} je

$$\underline{S} = P + jQ = UI \cos \phi + jUI \sin \phi, \quad (4.10)$$

gde je ϕ ugao između fazora napona i struje prijemnika. Iz jednačine (4.10) se vidi da je aktivna snaga P jednaka

$$P = UI \cos \phi, \quad (4.11)$$

i reaktivna snaga Q

$$Q = UI \sin \phi. \quad (4.12)$$

Moduo kompleksne snage S se naziva prividna snaga prijemnika i određuje se kao

$$S = UI. \quad (4.13)$$

Kompleksna snaga prijemnika se definiše i kao proizvod kompleksnih efektivnih vrednosti napona i konjugovano kompleksne efektivne vrednosti struje

$$\underline{S} = P + jQ = \underline{U} \underline{I}^*, \quad (4.14)$$

pri čemu je

$$S^2 = \underline{S} \cdot \underline{S}^* = (P + jQ)(P - jQ) = P^2 + Q^2. \quad (4.15)$$

Ako hoćemo da izrazimo kompleksnu snagu induktora koji je opisan kompleksnom impedansom \underline{Z}_L , onda se izraz za kompleksnu snagu induktora dobija kao

$$\underline{S} = P + jQ = \underline{Z}_L \cdot \underline{I} \underline{I}^* = \underline{Z}_L I^2. \quad (4.16)$$

Sa slike 4.19 gde je prikazan fazorski dijagram napona izmerenih metodom 3 voltmetra, se vidi da je

$$U_1^2 = (U_3 + U_2 \cos \phi)^2 + (U_2 \sin \phi)^2, \quad (4.17)$$

odnosno

$$U_1^2 = U_3^2 + U_2^2 + 2U_2U_3 \cos \phi. \quad (4.18)$$

Kako je $U_3 = R \cdot I_{ac}$, dalje se dobija

$$U_1^2 = U_3^2 + U_2^2 + 2RI_{ac}U_2 \cos \phi, \quad (4.19)$$

$$U_1^2 = U_3^2 + U_2^2 + 2RP. \quad (4.20)$$

Iz relacije (4.20) može se dobiti aktivna snaga prijemnika (induktora) P preko sledećeg izraza

$$P = \frac{U_1^2 - U_2^2 - U_3^2}{2R}. \quad (4.21)$$

Sa druge strane, prividna snaga S se određuje kao

$$S = U_2 \cdot I_{ac} = U_2 \cdot \frac{U_3}{R}. \quad (4.22)$$

Kako je $S^2 = P^2 + Q^2$, odatle sledi da je

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}. \quad (4.23)$$

Na ovaj način smo dobili reaktivnu snagu Q merenjem tri napona. Koristeći relaciju (4.14) dobijamo vezu između kompleksne snage i induktivnosti

$$\underline{S} = \underline{U}_2 \cdot \underline{I}_{ac}^* = \underline{Z}_L \cdot \underline{I}_{ac} \underline{I}_{ac}^* = (R + jX_L) I_{ac}^2, \quad (4.24)$$

$$\underline{S} = P + jQ = R \cdot I_{ac}^2 + jX_L I_{ac}^2, \quad (4.25)$$

Izjednačavanjem imaginarnih delova dobijamo vezu između reaktivne snage i induktivnosti

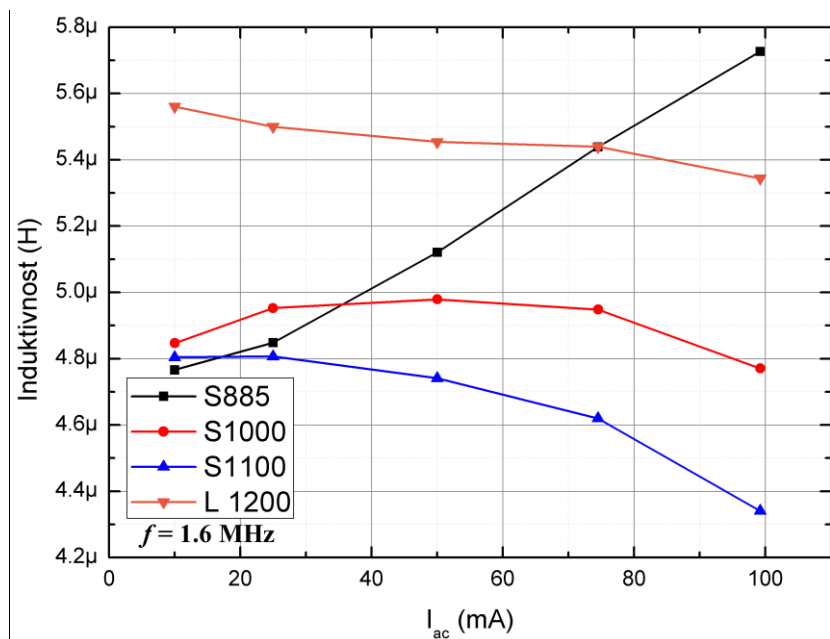
$$Q = X_L I_{ac}^2 = \omega L I_{ac}^2. \quad (4.26)$$

Iz relacije (4.26) dobijamo izraz za induktivnost

$$L = \frac{Q}{\omega \cdot I_{ac}^2}. \quad (4.27)$$

Na slici 4.20 su prikazane promene induktivnosti induktora sa feritnim ESL 40011 uzorcima za opseg promene struje I_{ac} (10 mA - 100 mA) izmerene na frekvenciji od 1,6 MHz. Kod induktora sa S885 jezgrom uočava se porast induktivnosti porastom intenziteta struje I_{ac} . Na primer, za vrednost struje $I_{ac} = 10\text{mA}$, induktivnost induktora sa S885 jezgrom iznosi $4,76\ \mu\text{H}$, dok za vrednost struje $I_{ac} = 100\text{mA}$, induktivnost raste na $5,53\ \mu\text{H}$. Slično je uočeno i u radu [75], gde je takođe izmeren porast μ_r porastom struje I_{ac} kod ESL 40011 jezgra koji je pečen na $885\ \text{°C}$.

Kod induktora sa S1000, S1100 i S1200 jezgrima, sve zavisnosti induktivnosti od struje I_{ac} imaju lokalni maksimum, i to za induktor sa S1000 jezgrom maksimalna vrednosti induktivnosti je $4,98\ \mu\text{H}$ za $I_{ac} = 50\ \text{mA}$, za induktor sa S1100 jezgrom maksimalna vrednosti induktivnosti je $4,82\ \mu\text{H}$ za $I_{ac} = 25\ \text{mA}$ i za induktor sa S1200 jezgrom maksimalna vrednosti induktivnosti je $5,53\ \mu\text{H}$ za $I_{ac} = 10\ \text{mA}$. Nakon te maksimalne vrednosti induktivnosti, daljim povećanjem amplitude struje I_{ac} vrednosti induktivnosti imaju tendenciju opadanja. Kao što se vidi, vrednost struje I_{ac} za koju induktori imaju maksimalnu vrednost induktivnosti, opada za jezgra koja su imala višu temperaturu pečenja. Poređenjem promene induktivnosti induktora sa različitim jezgrima sa slike 4.20, induktor sa jezgrom S885 za dati opseg struje I_{ac} nema maksimalnu vrednost induktivnosti, što implicira da je vrednost struje I_{ac} za koju ovaj induktor dostiže maksimalnu vrednost induktivnosti veća od $100\ \text{mA}$. Ono što se još može uočiti jeste da porastom intenziteta struje I_{ac} dolazi do porasta induktivnosti (do određene vrednosti I_{ac}), za razliku od porasta intenziteta jednosmerne struje I_{DC} (slika 4.17), kada induktivnost stalno opada.



Slika 4.20 Promene induktivnosti induktora sa feritnim ESL 40011 jezgrima u funkciji od struje I_{ac} (10 mA - 100 mA) izmerene na frekvenciji $f = 1,6\ \text{MHz}$

5. Projektovanje podešljive feritne komponente za primenu u DC-DC konvertoru

5.1 Izbor induktivne komponente za DC-DC konvertore

Postoji mnogo primena podešljivih induktora, npr. u kolima naponskih ispravljača, RF uređajima, LLC rezonantnim konvertorima, itd. U ovoj disertaciji, podešljiva feritna komponenta će biti verifikovana u kolu DC-DC konvertora da bi se ilustrovao njen rad. Na osnovu rezultata karakterizacije jezgara u prethodnom poglavlju, može se pristupiti izboru i projektovanju podešljive feritne komponente za rad u DC-DC konvertoru.

U tabeli 5.1 je prikazan pregled DC-DC konvertora (podizača i spuštača napona) nekoliko najpoznatijih proizvođača, čije su radne frekvencije reda MHz. Izbor odgovarajućeg induktora je najzahtevniji zadatak prilikom biranja sastavnih elektronskih komponenti u DC-DC konvertorima snage. Induktori treba da imaju što nižu DC otpornost, jer smanjivanjem ove otpornosti se poboljšava efikasnost konvertora. Prilikom izbora induktora potrebno je voditi računa o kompromisu između vrednosti induktivnosti i talasnosti struje, pri čemu je za niže vrednosti induktivnosti talasnost struje kroz induktor veća. Niža vrednost induktivnosti može dovesti do smanjivanja dostupne izlazne struje i stabilnosti kola. Proizvođači DC-DC konvertora uglavnom preporučuju seriju i tip induktora u cilju što efikasnijeg rada kola. Broj preporučenih proizvođača induktora i njihovih serija je podugačak, pa su u tabeli 5.1 prikazani krajnji opsezi induktivnosti, DC otpornosti, struje saturacije I_{sat} i veličine induktora. Osim tipa induktora, u tabeli 5.1 su date vrednosti maksimalne efikasnosti konvertora, radni opsezi ulaznih V_{IN} i izlaznih V_{OUT} napona, maksimalne dozvoljene vrednosti struja u konvertoru I_{peak} .

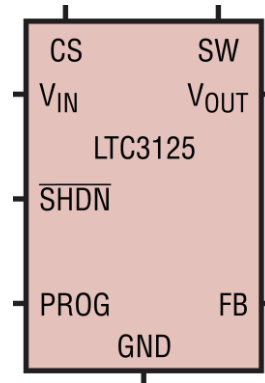
Tabela 5.1 Upporedne karakteristike komercijalnih DC-DC konvertora i induktora preporučenih od strane proizvođača

Proizvođač	Linear Technology [76]	Texas Instruments [77]	Maxim Integrated [78]	On Semiconductor [79]	Maxim Integrated [80]
Oznaka/Tip konvertora	LTC3125/ podizač	TPS62101/ spuštač	MAX17620/ spuštač	FAN48610/ podizač	MAX1556/ spuštač
Efikasnost	93%	~92%	~92%	94%	97%
Opseg V_{IN}	1,8V-5,5V	2,5V-9V	2,7V-5,5V	2,5V-4V	2,6V-5,5V
Opseg V_{OUT}	2V-5,25V	0,8V-8V	1,5V- V_{in}	3V-5V	0,75V- V_{in}
I_{peak}	1,2 A	500 mA	600 mA	1 A	1,2 A
Radna frekvencija	1,6 MHz	600 kHz	4 MHz	2,5 MHz	1 MHz
Induktor					
Induktivnost	2,2-4,7 μ H	4,7-22 μ H	1 μ H	0,47 μ H	3,3-4,7 μ H
DC otpornost	0,025-0,25 Ω	-	0,037-0,06 Ω	-	0,036-0,1 Ω
I_{sat}	0,58-3,2 A	-	2,3-3,2 A	-	0,79-1,34 A
Veličina	2,5×3× 1,2 mm - 9,14×7,87×1,65 mm	-	2×1,6×1- 2,5×2×1,2 mm	0,6×0,3 mm	2,8×3,2×1,5mm – 5×5×2 mm

Predložena podešljiva feritna komponenta je ugrađena u DC-DC konvertor LTC3125 proizvođača Linear Technology, čija je radna frekvencija 1,6 MHz [76]. Ovaj DC-DC konvertor je izabran iz razloga što je moguće eksternim otpornikom kontrolisati ulaznu struju kroz induktor. Na taj način je moguće pomoću struje podešavati karakteristike realizovane feritne komponente koja će biti korišćena kao induktor u kolu DC-DC konvertora.

U tabeli 5.2 su prikazane standardne vrednosti otpornosti i odgovarajućih struja koje proizvođač preporučuje da se postave na ulazni priključak kola (pin oznake PROG na slici 5.1). Proizvođač ovog DC-DC konvertora preporučuje induktore sa feritnim jezgroma koja rade na visokim frekvencijama, jer imaju manje gubitke u zavisnosti od frekvencije u poređenju sa

jeftinijim induktorima od praha gvožđa. Prema tome, feritna jezgra karakterisana u prethodnom poglavlju su odgovarajuća za primenu u ovom konvertoru. Dimenzije predloženih podešljivih feritnih komponenti (6,42 mm × 4,18 mm × 1,2 mm) su u opsegu dimenzija induktora koje preporučuje proizvođač konvertora LTC3125 (tabela 5.1).



Slika 5.1 Blok šema DC-DC konvertora LTC3125 [76]

Tabela 5.2 Standardne vrednosti otpornosti za tipične vrednosti ulaznih struja DC-DC konvertora LTC3125 i odgovarajuće struje

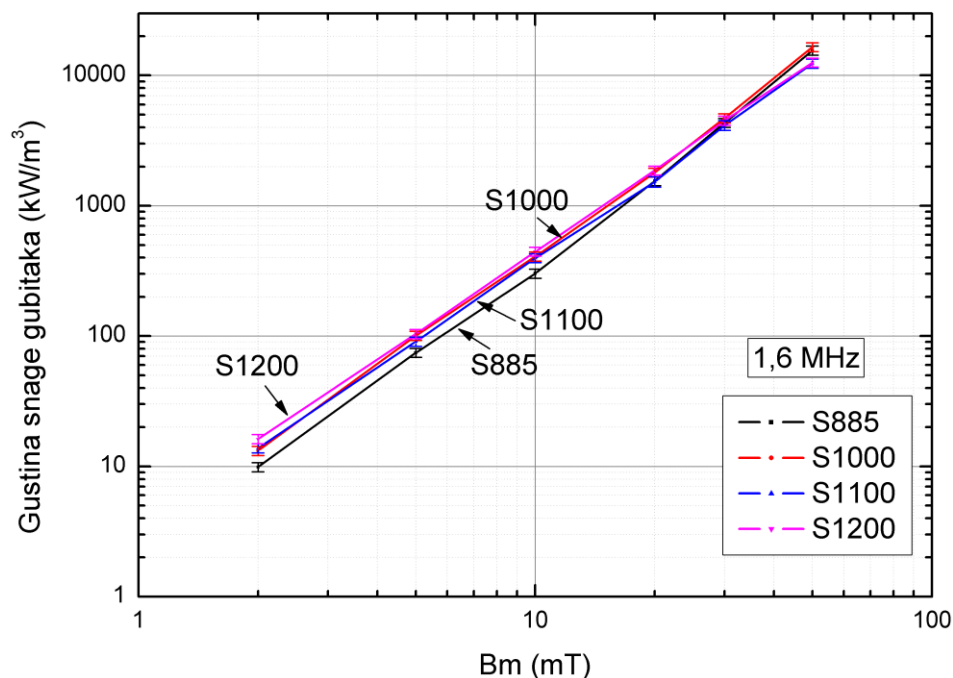
Standardne vrednosti otpornosti (kΩ) (1%)	Vrednosti ulaznih struja DC-DC konvertora (A)
22,1	1,001
24,9	0,890
28,0	0,791
29,4	0,750
31,6	0,699
47	0,465
56	0,390
68	0,319
82	0,257

5.2 Proračun feritne komponente

U dokumentaciji proizvođača DC-DC konvertora LTC3125, induktori induktivnosti u opsegu 2,2 μH – 4,7 μH su odgovarajući za većinu primena ovog konvertora. Cilj projektovanja podešljive feritne komponente jeste da ima podešljivu induktivnost u opsegu induktivnosti koju preporučuje proizvođač DC-DC konvertora. Podešljiva feritna komponenta mora da ispuni sledeće uslove:

- ✓ nominalna (maksimalna) induktivnost $L_{nom} = 4,7 \mu\text{H}$ na frekvenciji $f = 1,6 \text{ MHz}$ (za $I_{DC} = 0 \text{ A}$): podešljive feritne komponente sa S885, S1000 i S1100 jezgrima na frekvenciji od 1,6 MHz ispunjavaju početni uslov nominalne induktivnosti od 4,7 μH (S885: $L_{nom} = 4,77 \mu\text{H}$, S1000: $L_{nom} = 4,78 \mu\text{H}$, S1100: $L_{nom} = 4,74 \mu\text{H}$). Jedino feritna komponenta sa S1200 jezgrom ima nešto višu vrednost, $L_{nom} = 5,30 \mu\text{H}$ (slika 4.16),
- ✓ minimalna induktivnost $L_{min} = 2,1 \mu\text{H}$ na frekvenciji $f = 1,6 \text{ MHz}$ (za $I_{DC} < 400 \text{ mA}$): umesto 2,2 μH , za minimalnu vrednost induktivnosti podešljivih feritnih komponenti je uzeta vrednost od 2,1 μH jer su vrednosti induktivnosti pod uticajem jednosmerne struje bliže vrednosti 2,1 μH i iznose za S885: $L_{min} = 2,11 \mu\text{H}$ za $I_{DC} = 400 \text{ mA}$, za S1000: $L_{min} = 2,09 \mu\text{H}$ za $I_{DC} = 350 \text{ mA}$, za S1100: $L_{min} = 2,03 \mu\text{H}$ za $I_{DC} = 300 \text{ mA}$, za S1200: $L_{min} = 2,26 \mu\text{H}$ $I_{DC} = 100 \text{ mA}$ (slika 4.16),
- ✓ DC otpornost $< 0,2 \Omega$ u cilju smanjivanja gubitaka u bakarnim zavojcima: izmerena vrednost DC otpornosti zavojaka podešljivih feritnih komponenti iznosi 0,07 Ω ,
- ✓ najmanja gustina snage gubitaka na frekvenciji $f = 1,6 \text{ MHz}$: jezgra S885 i S1100 imaju najmanje gubitke u opsegu frekvencija (200 kHz - 5 MHz) i amplitude magnetske indukcije B_m (2 mT - 100 mT). Zbog radne frekvencije DC-DC konvertora od 1,6 MHz, izmereni su gubici i na ovoj frekvenciji i rezultati su prikazani na slici 5.2. Osim toga, na frekvenciji od 1 MHz je uočeno da jezgro S885 za $B_m > 20 \text{ mT}$ ima najveće gubitke, dok na frekvenciji od 3 MHz, ovo jezgro nema najveće gubitke u celom opsegu magnetske indukcije do $B_m = 50 \text{ mT}$. Zato je potrebno izmeriti gustinu snage gubitaka na frekvenciji između 1 MHz i 3 MHz, kako bi se utvrdilo kada uzorak S885 više neće imati najveće gubitke povećanjem B_m .

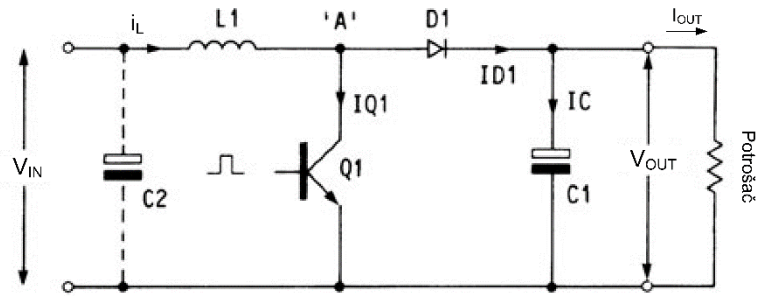
Prema izmerenim rezultatima sa slike 5.2, uzorak S885 ima najmanje gubitke u poređenju sa ostalim uzorcima koji su pečeni na višim temperaturama za vrednosti $B_m < 20 \text{ mT}$. Za $B_m = 2 \text{ mT}$, gubici u uzorku S885 iznose 9,90 kW/m³ i rastu porastom magnetske indukcije i za $B_m = 20 \text{ mT}$ iznose 1550 kW/m³. Kada je vrednost $B_m > 20 \text{ mT}$, najmanje izmerene gubitke ima uzorak S1100 (1529 kW/m³ za $B_m = 20 \text{ mT}$; 12395,10 kW/m³ za $B_m = 50 \text{ mT}$). Mernom postavkom opisanom u sekciji 4.3.1 nije moguće testirati uzorke za $B_m > 50 \text{ mT}$ na frekvenciji od 1,6 MHz.



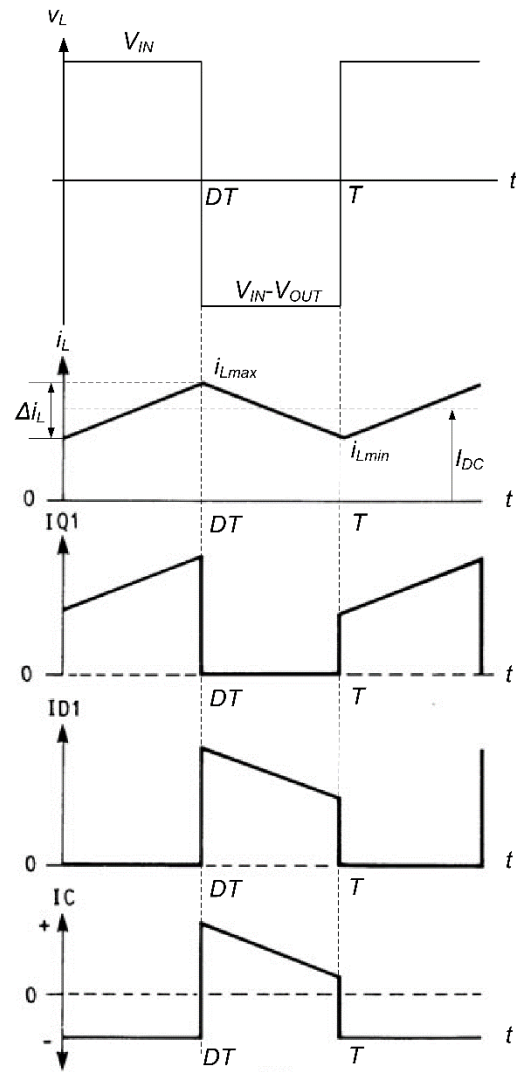
Slika 5.2 Gustina snage gubitaka u funkciji od maksimalne vrednosti amplitude magnetske indukcije B_m za ESL 40011 uzorke S885, S1000, S1100 i S1200 na frekvenciji od 1,6 MHz

Kao jezgra podešljivih feritnih komponenti, odabrani su uzorci (jezgra) S885 i S1100. Feritna komponenta sa jezgrom S885 ispunjava uslov nominalne induktivnosti na frekvenciji od 1,6 MHz, ima konstantnu induktivnost čak i na višim frekvencijama, ispunjava uslove minimalne induktivnosti, DC otpornosti i ima najmanje gubitke od predloženih jezgara za vrednosti $B_m < 20$ mT. Feritna komponenta sa jezgrom S1100 takođe ispunjava uslov nominalne induktivnosti na frekvenciji od 1,6 MHz (pri čemu je induktivnost na ovoj frekvenciji opala za $\sim 15\%$ od početne vrednosti induktivnosti merene na frekvenciji od 100 kHz, što je ipak više od usvojene vrednosti od 10% koja je usvojena u sekciji 4.3.3). Takođe, komponenta sa S1100 jezgrom ispunjava zahtevanu vrednost DC otpornosti zavojaka i ima najmanje gubitke za vrednosti $B_m > 20$ mT.

Na slici 5.3a je prikazana električna šema podizača napona [81]. Kod ovog tipa DC-DC konvertora, izlazni napon će biti istog polariteta i uvek veće ili jednake amplitude u odnosu na ulazni napon. Na slici 5.3b su prikazani talasni oblici struja u kolu podizača napona. Kao što se vidi na slici 5.3b, u kontinualnom režimu rada, talasni oblik struje induktora i_L sadrži komponentu jednosmerne struje I_{DC} i komponentu naizmenične struje koja se menja u opsegu od i_{Lmin} do i_{Lmax} .



a)



b)

Slika 5.3 a) Osnovno kolo DC-DC konvertora podizača napona, b) talasni oblici napona i struja u kolu podizača napona [81]

Prema definiciji, odnos ulaznog napona konvertora V_{IN} i izlaznog napona V_{OUT} dat je izrazom

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D}, \quad (5.1)$$

za ($V_{OUT} > V_{IN}$), gde je D faktor ispune. Predložene podešljive feritne komponente će biti testirane za vrednosti ulaznog napona $V_{IN} = 3,3$ V i $V_{OUT} = 5$ V, pa faktor ispune prema izrazu (5.1) iznosi $D = 0,34$.

Da bi DC-DC konvertor radio u kontinualnom režimu rada, neophodno je da bude ispunjen sledeći uslov

$$\Delta I_L \leq 2I_{DC}, \quad (5.2)$$

pri čemu su

$$I_{DC} = \frac{I_{OUT}}{1-D}, \quad (5.3)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \cdot D}{L \cdot f}. \quad (5.4)$$

Uvrštavanjem izraza (5.3) i (5.4) u izraz (5.2), dobija se izraz kojim se određuje minimalna vrednost induktivnosti

$$L_{min} \geq \frac{V_{IN} \cdot D \cdot (1-D)}{2 \cdot I_{OUT} \cdot f}. \quad (5.5)$$

Vrednost izlazne struje iznosi $I_{OUT} = 150$ mA, pa se za minimalnu vrednost induktivnosti dobija $L_{min} \geq 1,54$ μ H. Usvojena vrednost L_{min} od 2,1 μ H je veća od 1,54 μ H, čime je obezbeđen rad DC-DC konvertora u kontinualnom režimu rada.

Talasnost struje za $L_{min} = 2,1$ μ H prema izrazu (5.4) iznosi $\Delta I_L = 350$ mA, dok za $L_{nom} = 4,7$ μ H iznosi $\Delta I_L = 149$ mA.

Maksimalna struja kroz podešljivu feritnu komponentu se izračunava kao

$$i_{Lmax} = I_{DC} + \frac{\Delta I_L}{2}, \quad (5.6)$$

pa za vrednosti $I_{DC} = 400$ mA i $\Delta I_L = 350$ mA, maksimalna struja iznosi $i_{Lmax} = 575$ mA.

Maksimalna vrednost indukcije B_{max} u podešljivim feritnim komponentama sa S885 i S1100 jezgrima se određuje sledećim izrazom

$$B_{max} = \frac{\mu_0 \mu_r N \cdot i_{Lmax}}{l_e} . \quad (5.7)$$

Za feritnu komponentu sa S885 jezgrom (za $N = 16$) $B_{max} = 133$ mT, dok je za feritnu komponentu sa S1100 jezgrom (za $N = 9$) $B_{max} = 75$ mT.

Prilikom projektovanja podešljive komponente, bitan je i izbor veličine provodnika. Površina poprečnog preseka provodnika se računa kao

$$A_w = \frac{I_{rms}}{J} = \frac{\sqrt{I_{DC}^2 + \Delta I_L^2}}{J} , \quad (5.8)$$

gde je I_{rms} efektivna vrednost struje, J gustina struje kroz provodnik. Uzimajući da je $J = 500$ A/cm², površina poprečnog preseka provodnika iznosi $A_w = 0,00106$ cm², što odgovara debljini provodnika od 0,367 mm. Najbliža standardna debljina provodnika iznosi 0,36 mm i ovaj provodnik je korišćen za formiranje namotaja.

Gubici u podešljivoj feritnoj komponenti predstavljaju zbir gubitaka u provodniku i u magnetskom jezgru. Maksimalni gubici u provodniku za $I_{DC} = 400$ mA i $\Delta I_L = 350$ mA iznose

$$P_{provodnik} = R_{DC} \cdot I_{rms}^2 = 0,07 \cdot (0,53)^2 = 19,7mW . \quad (5.9)$$

Gubici u provodniku će biti manji od 19,7 mW, jer je struja kroz feritnu komponentu ograničena eksternim otpornicima na ulazu DC-DC konvertora i iznosiće i_L (257 mA - 465 mA).

Gubici u jezgru se računaju kao

$$P_{jezgro} = P_v \cdot V_e , \quad (5.10)$$

gde je P_v gustina snage gubitaka u jezgru, a V_e zapremina jezgra. Najveća magnetska indukcija B_m za koju su mereni gubici je 50 mT zbog ograničenja funkcijskog generatora. Gubici za komponentu sa S885 jezgrom za $P_v(B_m = 50 mT) = 15564$ kW/m³ iznose $P_{jezgro} = 339$ mW, dok za komponentu sa S1100 jezgrom za $P_v(B_m = 50 mT) = 12395,10$ kW/m³ gubici iznose $P_{jezgro} = 270$ mW. Ukupni gubici iznose

$$P_{ukupno} = P_{jezgro} + P_{provodnik} = 358,70mW , \text{ za komponentu sa S885 jezgrom,} \quad (5.11)$$

$$P_{ukupno} = P_{jezgro} + P_{provodnik} = 289,70mW , \text{ za komponentu sa S1100 jezgrom.} \quad (5.12)$$

Na slici 5.2 se vidi da se trend porasta gustine snage gubitaka zadržava i za vrednosti $B_m > 50$ mT, pa možemo da procenimo da će jezgro S1100 imati najmanje gubitke i za $B_m > 50$ mT, što je slučaj u konkretnoj primeni u DC-DC konvertoru. Ova procena se pokazala ispravnom i na slici 5.6 gde je efikasnost jezgra S1100 u DC-DC konvertoru veća nego efikasnost jezgra S885.

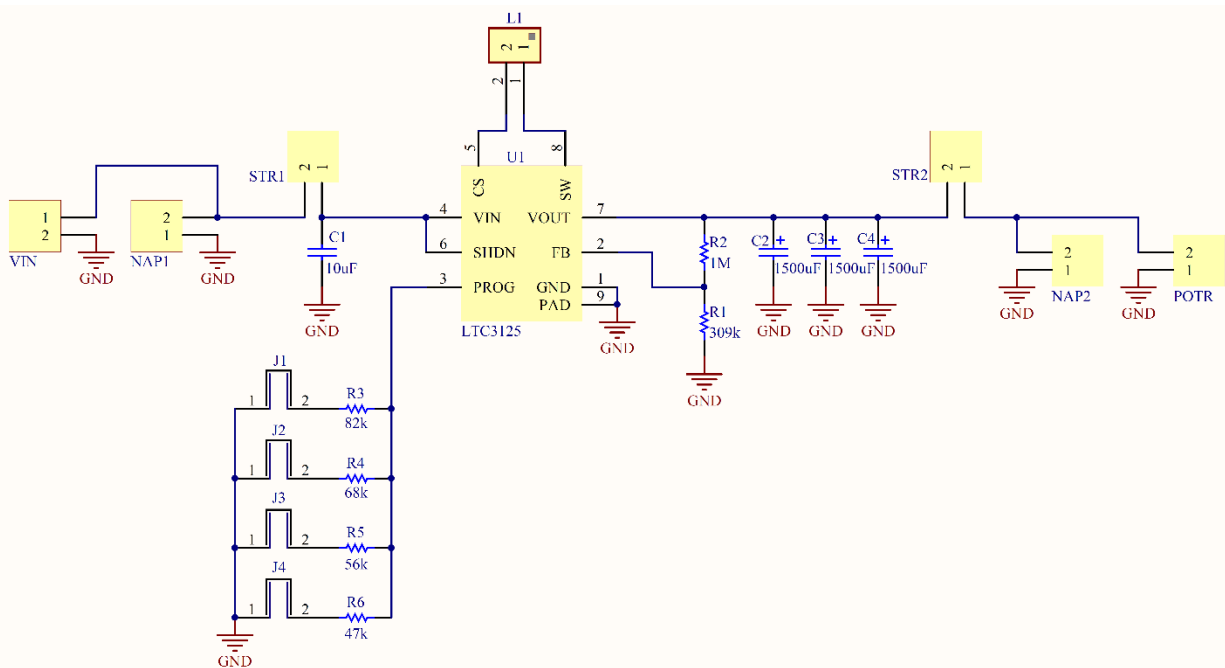
Nakon projektovanja podešljive feritne komponente za primenu u DC-DC konvertoru podizača napona, realizovane komponente su primenjene u kolu DC-DC konvertora LTC3125. Rezultati su predstavljeni u sledećoj sekciji.

5.3 Eksperimentalna verifikacija rada podešljive feritne komponente u kolu DC-DC konvertora

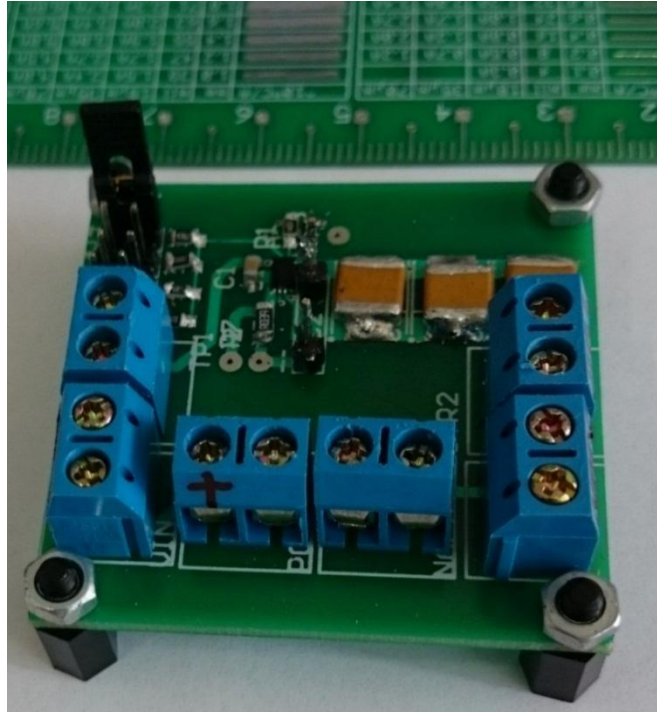
Elektronski sistemi moraju biti energetske efikasni i pouzdani, treba da imaju veliku gustinu snage čime se smanjuju njihova veličina i težina i da budu što povoljniji kako bi se ukupan sistem ekonomski učinio isplativ. Visoka energetska efikasnost je važna iz nekoliko razloga: smanjuju se radni troškovi izbegavajući troškove gubitka energije, manje se doprinosi globalnom zagrevanju i smanjuje se potreba za dodatnim hlađenjem. U cilju verifikacije rada podešljive feritne komponente, realizovana je konkretna električna šema kola sa DC-DC konvertorom podizrača napona LTC3125 (slika 5.4). Primena komponente u kolu konvertora je testirana merenjem efikasnosti rada konvertora. Efikasnost konvertora (η) se određuje odnosom izlazne snage i ulazne snage

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (5.13)$$

Za određivanje ulazne i izlazne snage konvertora, mereni su ulazni napon i struja, kao i izlazni napon i struja na konektorima koji su na slici 5.4 redom označeni NAP1, STR1, NAP2 i STR2. Izgled realizovanog kola DC-DC konvertora dat je na slici 5.5.



Slika 5.4 Konkretna električna šema za testiranje rada podešljive feritne komponente sa ESL 40011 jezgrom u kolu DC-DC konvertora LTC3125 nacrtana u programskom paketu Altium Designer [82]



Slika 5.5 Konačan izgled realizovanog kola sa LTC3125 DC-DC konvertorom napona.
Dimenzije pločice: 45 mm × 45 mm

Na ulazu konvertora, postavljen je višeslojni keramički kondenzator C_1 vrednosti 10 μF koji služi za eliminaciju šuma iz napajanja. Otpornici $R_3 = 82 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 68 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 56 \text{ k}\Omega$ i $R_6 = 47 \text{ k}\Omega$ zajedno sa džamperima J_1 , J_2 , J_3 i J_4 su priključeni na PROG pin konvertora. Izborom odgovarajućeg otpornika pomoću džampera, kontroliše se struja koja protiče kroz podešljivu feritnu komponentu i_L (257 mA - 465 mA). Podešljiva feritna komponenta (na slici 5.4 označen kao L_1), priključen je između pinova konvertora CS i SW. Izlazni napon konvertora se podešava odnosom otpornika R_1 i R_2 prema izrazu

$$V_{out} = 1,2V \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (5.14)$$

Izlazni napon konvertora je podešen na $V_{OUT} = 5 \text{ V}$ primenom otpornika $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ i $R_1 = 309 \text{ k}\Omega$. Prema preporuci proizvođača, na izlaz konvertora je potrebno priključiti kondenzatore velike kapacitivnosti i male ekvivalentne serijske otpornosti u cilju održavanja male talasnosti izlaznog napona. Obično se postavljaju dva tantal kondenzatora od 2200 μF u paraleli. U kolu sa slike 5.4, u paralelnoj vezi su postavljena tri tantal kondenzatora kapacitivnosti od 1500 μF . Efikasnost DC-DC konvertora je ispitivana za struje opterećenja ($> 100 \text{ mA}$), jer je efikasnost konvertora u režimu rada impulsno-širinske modulacije (PWM, eng. *Pulse Width*

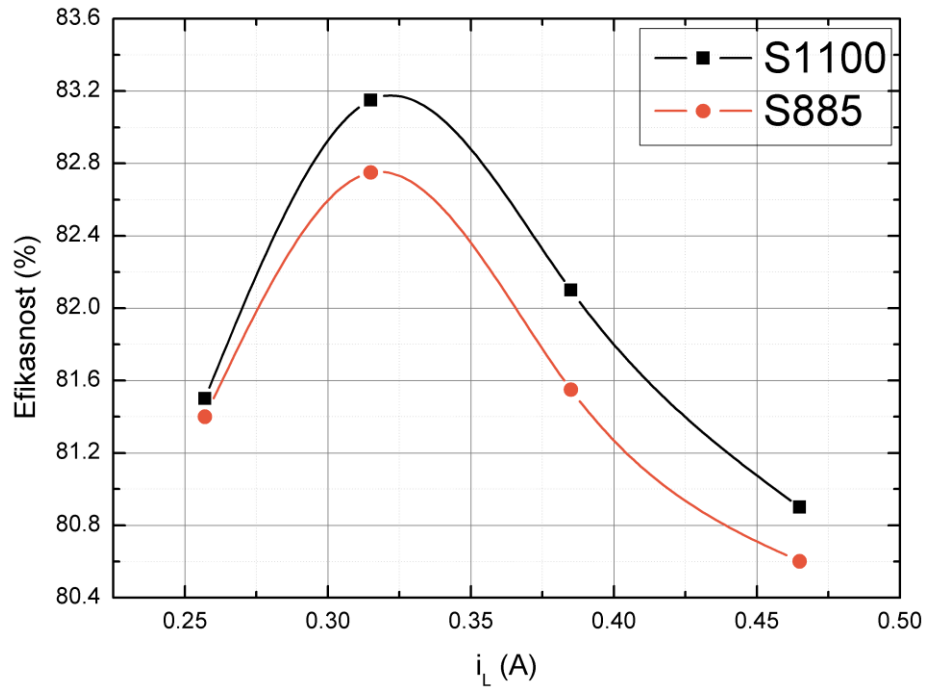
Modulation) tada veća od 80 %. U suprotnom, za niže struje opterećenja (~ 10 mA), efikasnost ovog konvertora je oko 50 %.

Na izlazu kola je kao potrošač postavljen otpornik otpornosti 33 Ω snage 9 W. Na slici 5.6 su prikazani rezultati efikasnosti DC-DC konvertora kada se koriste podešljive feritne komponente sa S885 i S1100 jezgrima. Na slici 5.6 se vidi da najveća izmerena efikasnost konvertora sa podešljivom feritnom komponentom sa S885 jezgrom iznosi 82,75 % (za $i_L = 315$ mA), dok je najveća efikasnost konvertora sa podešljivom feritnom komponentom sa S1100 jezgrom 83,15 % (za $i_L = 315$ mA). Izmerene efikasnosti konvertora se slažu i sa kataloškim podacima koje daje proizvođač DC-DC konvertora $\eta \approx (80\% - 90\%)$ kada je $V_{IN} = 3,3$ V, $V_{OUT} = 5$ V, $I_{OUT} > 100$ mA [76]. U tabeli 5.3 su sumirane efikasnosti rada DC-DC konvertora kada se kao induktori koriste podešljive feritne komponente sa S885 i S1100 jezgrima. Ovo je u skladu sa izračunatim gubicima iz izraza (5.11) i (5.12).

S obzirom na sve veću pažnju koja se posvećuje potrošnji savremenih uređaja, efikasnost DC-DC konvertora je veoma važna, jer između ostalog utiče na električne i termalne gubitke uređaja, kao i na pouzdanost rada samog uređaja. Povećanje efikasnosti koje je izmereno primenom podešljive feritne komponente sa S1100 jezgrom u odnosu na efikasnost koja je izmerena sa podešljivom feritnom komponentom sa S885 jezgrom, može biti značajna u produžavanju radnog veka sistema čiji rad je baziran na baterijskom napajanju ili kod uređaja poput bežičnih sigurnosnih lokatora, prenosivih radio stanica i punjača superkondenzatora.

Tabela 5.3 Efikasnost rada DC-DC konvertora LTC3125 u funkciji struje i_L za podešljive feritne komponente sa S885 i S1100 jezgrima kada je: $V_{IN} = 3,3$ V, $V_{OUT} = 5$ V, $I_{OUT} = 150$ mA

	Efikasnost DC-DC konvertora sa podešljivom feritnom komponentom sa S885 jezgrom η (%)	Efikasnost DC-DC konvertora sa podešljivom feritnom komponentom sa S1100 jezgrom η (%)
$i_L = 257$ mA	81,40	81,50
$i_L = 315$ mA	82,75	83,15
$i_L = 385$ mA	81,55	82,10
$i_L = 465$ mA	80,60	80,90



Slika 5.6 Efikasnost rada DC-DC konvertora u funkciji od struje i_L za $V_{IN} = 3,3$ V, $V_{OUT} = 5$ V, $I_{OUT} = 150$ mA za podešljive feritne komponente sa S885 i S1100 jezgrima

6. Diskusija

U ovom poglavlju je diskutovan uticaj jednosmerne struje na podešljive feritne komponente predložene u ovoj disertaciji.

Kao što je prethodno naglašeno, induktivnost induktora sa magnetskim jezgrom zavisi od permeabilnosti i geometrijskih parametara jezgra, kao i od dimenzija provodnika i namotanog broja zavojaka. Promena induktivnosti induktora je moguća podešavanjem bilo koje od navedenih parametara. Međutim, od svih parametara, najjednostavnije je promeniti permeabilnost jezgra podešavanjem jednosmerne komponente struje. Zbog toga, najpre je razvijena merna metoda za ispitivanje uticaja jednosmerne struje na karakteristike induktora, koja je testirana na nekoliko komercijalno dostupnih SMD induktora. Ovim merenjima je utvrđeno na koji način jednosmerna struja utiče na impedansu, induktivnost, Q faktor, rezonantnu frekvenciju i temperaturu induktora. Zatim, ispitana su četiri jezgra od LTCC 40011 feritnih traka koje su pečene na različitim temperaturama sinterovanja. Na osnovu izvršenih merenja urađen je odabir najpovoljnijih jezgara za primenu u DC-DC konvertoru. Na kraju je određena efikasnost ovih DC-DC konvertora.

6.1 Prednost razvijene metode za ispitivanje uticaja jednosmerne struje na karakteristike SMD induktora

Merna metoda koja je razvijena u okviru ove disertacije je uključivala raspoloživu opremu na Katedri za elektroniku. Zbog toga je korišćen VNA Agilent 5071B, koji nema mogućnost priključivanja odgovarajućeg test stepena za automatizovano merenje karakteristika SMD induktora, kao ni korišćenja specijalizovanog softverskog alata za parametrizovanu analizu rada komponenti na različitim radnim frekvencijama i za različite DC struje. Međutim, razvijena metoda je korišćenjem raspoložive, značajno jeftinije opreme, omogućila efikasno i pouzdano merenje.

Prednost predložene merne metode jeste što omogućava ispitivanje uticaja jednosmerne struje na karakteristike SMD induktora postavljenih u realno okruženje (na štampanoj ploči). SMD induktori su komponente koje nemaju koaksijalne konektore i da bi bili karakterisani, potrebno ih je montirati na prilagodni test stepen. Postavljanjem odgovarajućeg test stepena u mernu postavku, moguće je testiranje SMD induktora standardnih kućišta (0402, 0603, 0805).

VNA Agilent 5071B je izabran zbog tačnosti izlazne frekvencije (± 5 ppm) i tačnosti snage signala na izlaznom priključku ($\pm 0,65$ dB) u frekvencijskom opsegu 10 MHz – 8,5 GHz. Osim vektorskog analizatora mreže 5071B, korišćeni izvor napajanja i otpornici kao potrošač su takođe

uređaji koji su na raspolaganju u Laboratoriji za mikroelektroniku Katedre za elektroniku. Još jedna prednost merne metode je to što za njenu realizaciju nije potrebno koristiti skupe test uređaje.

Kao deo merne postavke, koriste se i diplekseri koji omogućavaju propuštanje jednosmerne struje kroz induktor, a da se pritom ne utiče na kvalitet i intenzitet *RF* signala. Korišćeni diplekseri ZFBT-4R2GW+ u frekvencijskom opsegu 1 MHz – 2,1 GHz imaju tipično slabljenje *RF* signala od 40 dB na DC priključku za različite vrednosti struja. Ova obezbeđena izolacija signala garantuje pouzdanost merne metode. Diplekseri određuju maksimalnu vrednost jednosmerne struje kojom se deluje na SMD induktore. Da bi se karakteristike induktora ispitale i za vrednosti DC struja koje su veće od deklariranih, poželjno je da dozvoljena vrednost DC struje dipleksera bude veća od maksimalne dozvoljene DC struje induktora. Realizovanom mernom metodom moguće je na efikasan način ispitivati karakteristike SMD induktora primenom jednosmerne struje i pri tome se dobija odlično slaganje sa rezultatima koji daju proizvođači induktora.

Sa druge strane, nedostatak predložene merne metode je što sam proces merenja i obrade izmerenih rezultata (*S*-parametara) zahteva izvesno vreme. Nakon završetka merenja, potrebno je i dodatno vreme da realizovani programski paket „IndCalc“ iz *S*-parametara proračuna električne parametre testirane komponente za svaku vrednost jednosmerne struje.

Za razliku od predložene merne metode, merna metoda koju preporučuje Agilent [83] koristi njihove uređaje: vektorski analizator mreže E5071C, DC izvor napajanja E3633A ili E3634A, elektronsko opterećenje 3300A ili E3301A, kao i Agilent-ov softverskog programa koji se pokreće sa VNA. Korišćenjem ovih uređaja i dodatnog softverskog programa omogućeno je direktno očitavanje željenih parametara induktora pod dejstvom jednosmerne struje, npr. *Z*, *L*, *R*, *Q* faktora, itd. Ovom metodom proces merenja uticaja jednosmerne struje na karakteristike SMD induktora je automatizovan i značajno brži [83]. Dodatna prednost njihove metode je i to što je moguće istovremeno iscrtavanje promene merenog parametra induktora (npr. induktivnosti), u željenom frekvencijskom opsegu za svaki korak jednosmerne struje.

Potvrda merne metode. Kao potvrda predložene merne metode, ispitan je uticaj jednosmerne struje na nekoliko komercijalnih SMD komponenti. Kao što je i očekivano, porastom intenziteta jednosmerne struje, vrednosti induktivnosti opadaju. U tabeli 6.1, prikazane su vrednosti inicijalne induktivnosti (za $I_{DC} = 0$), kao i induktivnosti za različite vrednosti I_{DC} za induktor Fair-Rite 220805R82K7F, na frekvenciji od 25 MHz.

Tabela 6.1 Promene induktivnosti Fair-Rite 220805R82K7F induktora usled dejstva jednosmerne struje na frekvenciji od 25 MHz

	$I_{DC} = 0$ mA	$I_{DC} = 60$ mA	$I_{DC} = 120$ mA	$I_{DC} = 180$ mA	$I_{DC} = 240$ mA	$I_{DC} = 300$ mA
Induktivnost	817 nH	775 nH	624 nH	493 nH	413 nH	356 nH

Isti zaključak, što se tiče opadanja induktivnosti usled porasta jednosmerne struje, se može izvesti i kod induktora Fair-Rite 2206031R8K7F. U tabeli 6.2 su date vrednosti induktivnosti na frekvenciji od 15 MHz induktora 2206031R8K7F za opseg promene jednosmerne struje I_{DC} (0 - 50 mA).

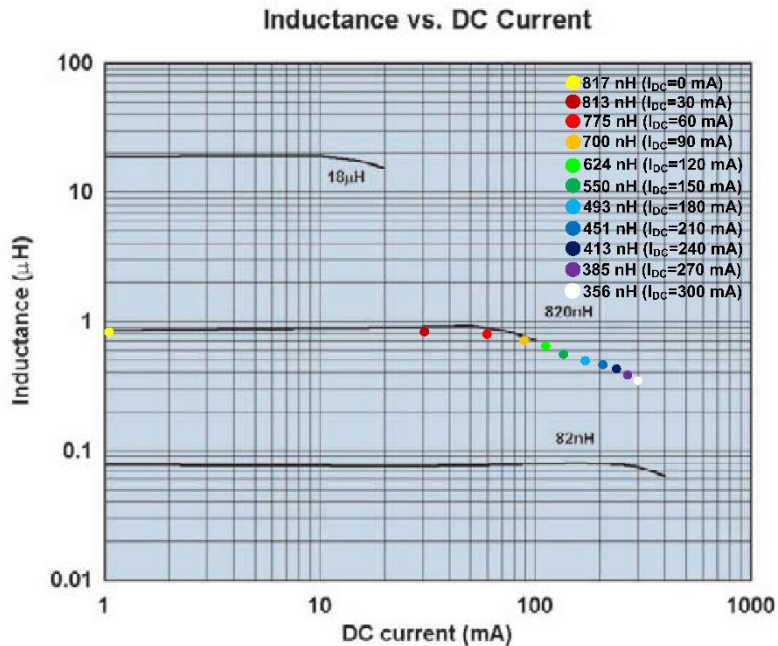
Tabela 6.2 Promene induktivnosti Fair-Rite 2206031R8K7F induktora usled dejstva jednosmerne struje na frekvenciji od 25 MHz

	$I_{DC} = 0$ mA	$I_{DC} = 10$ mA	$I_{DC} = 20$ mA	$I_{DC} = 30$ mA	$I_{DC} = 40$ mA	$I_{DC} = 50$ mA
L	1,83 μ H	1,83 μ H	1,79 μ H	1,61 μ H	1,39 μ H	1,20 μ H

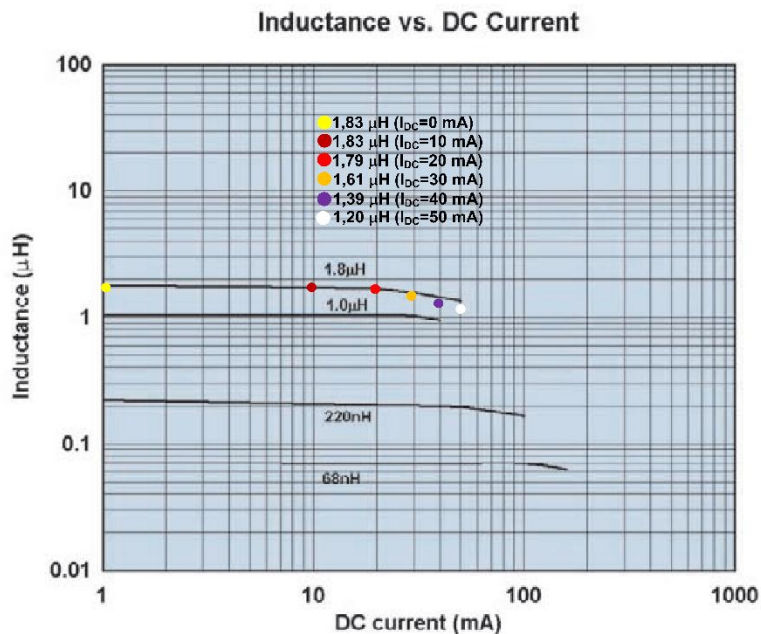
Na slici 6.1 je prikazana promena induktivnosti u funkciji od jednosmerne struje na frekvenciji od 25 MHz koju daje Fair-Rite za induktor 220805R82K7F. Na slici 6.1 su doctane vrednosti induktivnosti (kružni markeri različitih boja) koje su izmerene predloženom mernom metodom. Pored svakog markera je napisana vrednost jednosmerne struje za koju je data induktivnost izmerena. Odstupanja izmerenih vrednosti induktivnosti od fabričkih su minimalna i u skladu su sa tolerancijom koju daje proizvođač (± 10 %).

Na slici 6.2 je prikazana promena induktivnosti u funkciji od jednosmerne struje na frekvenciji od 10 MHz koju daje Fair-Rite za induktor 2206031R8K7F. Na slici 6.2 su takođe kao i za prethodno testirani induktor, doctane izmerene vrednosti induktivnosti (markeri u boji). Pored svakog markera je napisana vrednost jednosmerne struje za koju je data induktivnost izmerena. Doctane vrednosti induktivnosti su izmerene na frekvenciji od 15 MHz. Ova vrednost frekvencije je prva na kojoj su testirani induktori 2206031R8K7F, a ujedno je i najbliža vrednosti frekvencije od 10 MHz. Kao što se može videti na slici 6.2, odstupanja izmerenih vrednosti induktivnosti od fabričkih su minimalna i u opsegu su fabričke tolerancije (± 10 %).

Predloženom mernom metodom moguće je i merenje temperature SMD induktora tokom rada, primenom digitalnog termometra PCE-T390 sa temperaturnom sondom Pt-100. Kod Fair-Rite induktora nije izmerena značajna promena temperature kućišta induktora porastom intenziteta jednosmerne struje. Porast temperature kod oba induktora nije bio viši od 6 °C (u odnosu na sobnu od 24 °C) kada su kroz njih propuštane jednosmerne struje više od onih koje je deklariseo proizvođač.



Slika 6.1 Grafik promene induktivnosti SMD induktora Fair-Rite 220805R82K7F u funkciji od jednosmerne struje na frekvenciji 25 MHz koju daje proizvođač [36]. Dodati kružni markeri u boji označavaju izmerene vrednosti.



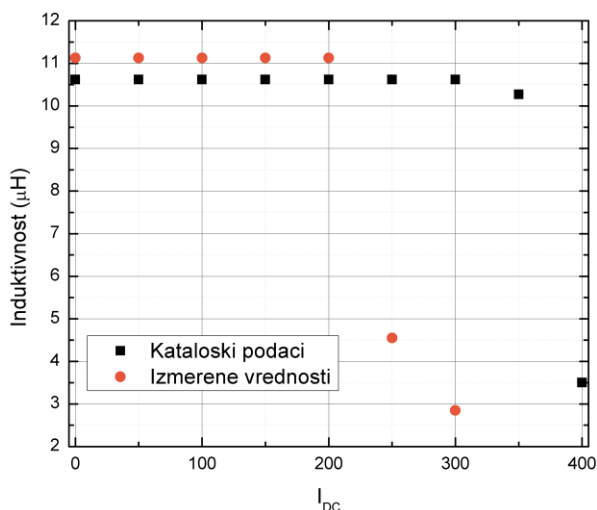
Slika 6.2 Grafik promene induktivnosti SMD induktora Fair-Rite 2206031R8K7F u funkciji od jednosmerne struje na frekvenciji 10 MHz koju daje proizvođač [36]. Dodati kružni markeri u boji označavaju izmerene vrednosti izmerene na frekvenciji od 15 MHz.

Proizvođač Coilcraft za induktor 0603AF-103XJR_ deklarira efektivnu vrednost struje ($I_{rms} = 180 \text{ mA}$) koja će prouzrokovati porast temperature induktora za $15 \text{ }^\circ\text{C}$ sa radne temperature od $25 \text{ }^\circ\text{C}$. U tabeli 6.3 su date vrednosti induktivnosti 0603AF-103XJR_ induktora za različite vrednosti I_{DC} . Prilikom merenja, kroz SMD induktor protiče struja i_{TEST} koja je zbir jednosmerne i naizmenične komponente struje (izraz 3.22). Naizmeničnu komponentu struje i_f smatramo vrlo malom (reda $\sim 10 \text{ mA}$) u odnosu na jednosmernu komponentu struje, pa je efektivna vrednost struje tokom merenja približno jednaka jednosmernoj struji.

Tabela 6.3 Vrednosti induktivnosti Coilcraft 0603AF-103XJR_ induktora pri jednovremenom dejstvu jednosmerne struje I_{DC} i male naizmenične struje i_f na 10 MHz

	$I_{DC} = 0 \text{ mA}$	$I_{DC} = 50 \text{ mA}$	$I_{DC} = 100 \text{ mA}$	$I_{DC} = 150 \text{ mA}$	$I_{DC} = 200 \text{ mA}$	$I_{DC} = 250 \text{ mA}$	$I_{DC} = 300 \text{ mA}$
L	11,13 μH	11,13 μH	11,13 μH	11,13 μH	11,13 μH	4,55 μH	2,85 μH

Na slici 6.3 su prikazane vrednosti induktivnosti izmerene mernom metodom predloženom u ovoj disertaciji i vrednosti koje daje proizvođač u svom katalogu. Izmerene vrednosti induktivnosti su konstantne za struje do 200 mA , nakon čega naglo opadaju. Kataloške vrednosti induktivnosti su konstantne za struje do 300 mA i daljim porastom struje dolazi do opadanja induktivnosti. Kao što se vidi na slici 6.3, induktori 0603AF-103XJR_ su efikasno testirani do vrednosti struja ($I_{DC} = 180 \text{ mA}$) za koju proizvođač deklarira porast temperature od $15 \text{ }^\circ\text{C}$ sa radne temperature od $25 \text{ }^\circ\text{C}$.



Slika 6.3 Poređenje izmerenih vrednosti induktivnosti Coilcraft 0603AF-103XJR_ induktora sa kataloškim podacima koje daje proizvođač za različite vrednosti struja I_{DC}

Uticaj jednosmerne struje je primetan jer njenim porastom raste temperatura i induktor će izgubiti svoja prvobitna svojstva. Porast temperature induktora (ΔT) se može odrediti proizvodom ukupnih gubitaka induktora P_I (gubici u jezgru i provodnicima) i termalnom otpornošću induktora R_{Th} , pa izraz glasi $\Delta T = P_I \cdot R_{Th}$. Neki proizvođači magnetskih jezgara u svom katalogu daju vrednost R_{Th} , dok neki proizvođači daju izraz za ΔT kao funkciju radnih i geometrijskih parametara. Uvidom u katalog proizvođača, npr. na frekvenciji od 15 MHz za vrednost jednosmerne struje $I_{DC} = 180$ mA i vrednosti talasnosti struje $I_{ripple(peak-to-peak)} = 0,08$ A, ukupni gubici induktora iznose 158 mW, dok porast temperature induktora iznosi $\Delta T = 18$ °C (sa temperature prostorije od 25 °C na 43 °C). Ti gubici su naročito izraženi ukoliko se premaši vrednost struje koju je deklarirao proizvođač.

Nakon verifikacije predložene merne metode, realizovana je podešljiva feritna komponenta sa jezgrom koja su izrađena u LTCC tehnologiji.

6.2 Podešljiva feritna komponenta

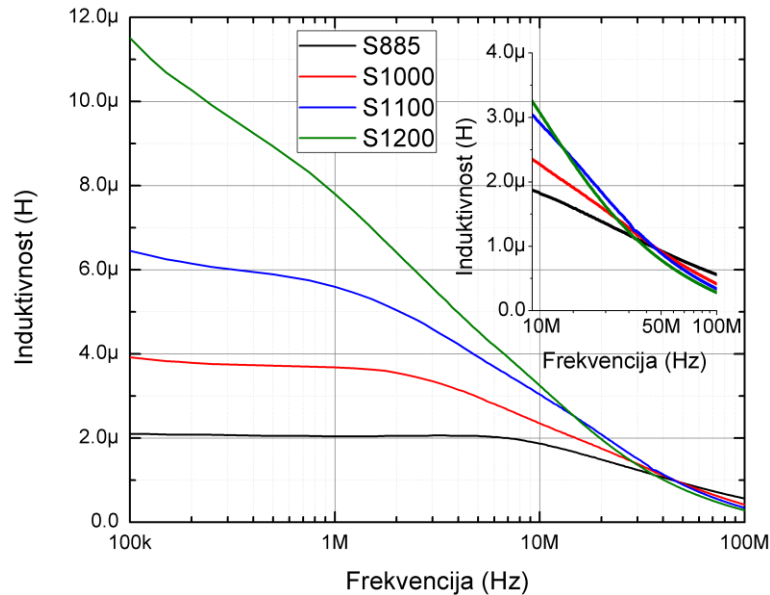
Kao što je već rečeno, induktivnost induktora sa magnetskim jezgrom je određena permeabilnošću i geometrijskim parametrima jezgra, kao i geometrijskim parametrima provodnika, njegovom specifičnom provodnošću i brojem zavojaka. Induktivnost je moguće podešavati menjanjem bilo kojeg od navedenih parametara, sa tim da ako se menjaju geometrijski parametri, tada je induktor rekonfigurabilan, a ako se menja permeabilnost, tada je induktor podešljiv.

Izbor magnetskog materijala je baziran na ostvarivanju najboljih karakteristika induktora pri čemu treba voditi računa o kompromisu cene, dimenzija i performansi jezgra. Prilikom realizacije podešljivih feritnih komponenti u disertaciji, korišćena su torusna jezgra. Zahvaljujući svojoj geometriji, torusna jezgra zadržavaju veliku većinu magnetskog fluksa unutar samog jezgra. Induktori formirani od torusnih jezgara imaju veoma malu rasipnu induktivnost. Osim toga, ukoliko se induktori formiraju namotajem u jednom sloju, njihova sopstvena kapacitivnost je niža što dovodi do porasta rezonantne frekvencije induktora.

Geometrijski parametri induktora imaju veoma bitnu ulogu u kolima DC-DC konvertora. Kod DC-DC konvertora, poželjno je da prekidačka frekvencija bude što veća kako bi se smanjila veličina induktora. Vrednost amplitude magnetske indukcije B_m određuje veličinu jezgra i gubitke u jezgru. Kako B_m raste, mogu se koristiti jezgra manjih dimenzija, ali će tada gubici u jezgru biti veći.

Predložena jezgra su istih dimenzija ($A_e = 1,32$ mm², $l_e = 16,50$ mm), ali različitih relativnih permeabilnosti kao posledica različitih maksimalnih temperatura pečenja. U tabeli 4.1

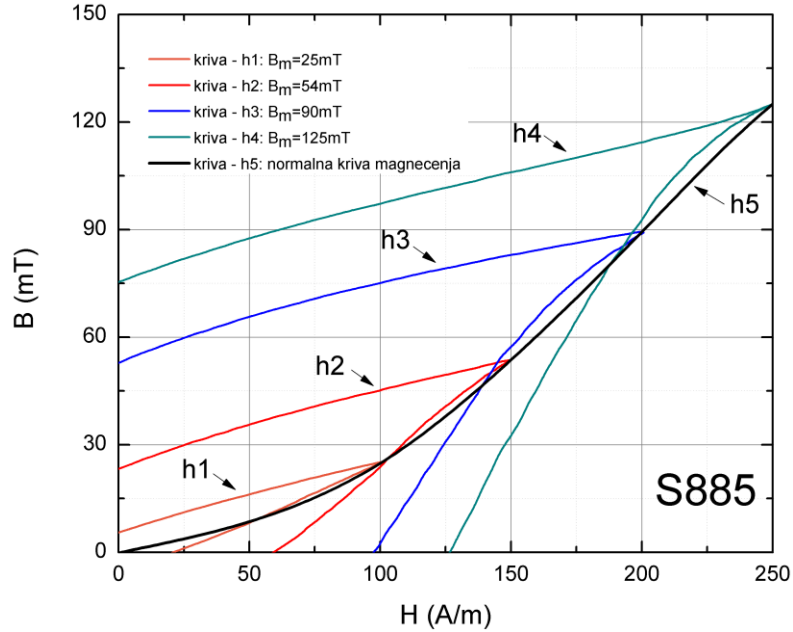
se vidi da jezgro S885 ima realni deo relativne permeabilnosti $\mu_r' = 199,91$, jezgro S1000 $\mu_r' = 378,9$, jezgro S1100 $\mu_r' = 706,39$ i jezgro S1200 $\mu_r' = 1139,27$. Uticaj permeabilnosti jezgra na vrednost nominalne induktivnosti L_{nom} za konstantan broj zavojaka $N = 10$ prikazan je na slici 6.4. Što je permeabilnost jezgra veća, veća je i L_{nom} , ali je manji radni frekvencijski opseg induktora. Sa slike 6.4 se jasno vidi kako prilikom projektovanja podešljive feritne komponente utiče permeabilnost na nominalnu vrednost induktivnosti i radni frekvencijski opseg induktora za iste vrednosti geometrijskih parametara A_e , l_e i N .



Slika 6.4 Induktivnost induktora sa S885, S1000, S1100 i S1200 jezgrima za konstantan broj zavojaka $N = 10$

Mehanizam promene induktivnosti pod dejstvom jednosmerne struje. Prilikom proticanja jednosmerne struje kroz zavojke induktora, dolazi do opadanja permeabilnosti jezgra, tj. nagiba B - H krive, što dovodi do smanjenja induktivnosti, kao što je prikazano na slici 4.4. Pošto za predložena jezgra u ovoj disertaciji nemamo krivu prvobitnog magnećenja, normalna kriva magnećenja je nacrtana iz histerezisnih petlji snimljenih na frekvenciji od 10 kHz (slika 6.5). Funkcijom OFFSET sa generatora funkcija HP 3314A, dodavano je jednosmerno magnetsko polje kroz zavojke podešljive feritne komponente. Korišćena je merna postavka sa slike 4.3, ali sa dodatkom jednosmernog magnetskog polja H_{DC} .

Na slici 6.5 su prikazane izmerene histerezisne petlje za različite vrednosti magnetske indukcije B_m za podešljivu feritnu komponentu sa S885 jezgrom. Petlje su označene sa h1, h2, h3 i h4 i snimane su redom za vrednosti magnetske indukcije 25 mT, 54 mT, 90 mT i 125 mT. Normalna kriva magnećenja na slici 6.5 označena je kao h5 i prolazi kroz vrhove izmerenih histerezisnih petlji.



Slika 6.5 Histerezisne petlje za B_m (25 mT, 54 mT, 90 mT i 125 mT) i normalna kriva magnećenja podešljive feritne komponente sa S885 jezgrom na frekvenciji od 10 kHz

Funkcija kojom je određena normalna kriva magnećenja je polinom trećeg stepena i glasi

$$B = -0,064 + k_1 \cdot H + k_2 \cdot H^2 + k_3 \cdot H^3 + k_4 \cdot H^4 + k_5 \cdot H^5, \quad (6.1)$$

pri čemu su koeficijenti $k_1 = 0,063$, $k_2 = 0,001$, $k_3 = 1,31E-5$, $k_4 = -5,27E-8$, $k_5 = 4,67E-11$.

Prilikom dodavanja jednosmernog magnetskog polja kroz namotaje feritne komponente, merenja histerezisnih petlji su izvršena za $B_m = 2$ mT. Vrednosti jednosmernog magnetskog polja su računane izrazom,

$$H_{DC} = \frac{N \cdot I_{DC}}{l_e}, \quad (6.2)$$

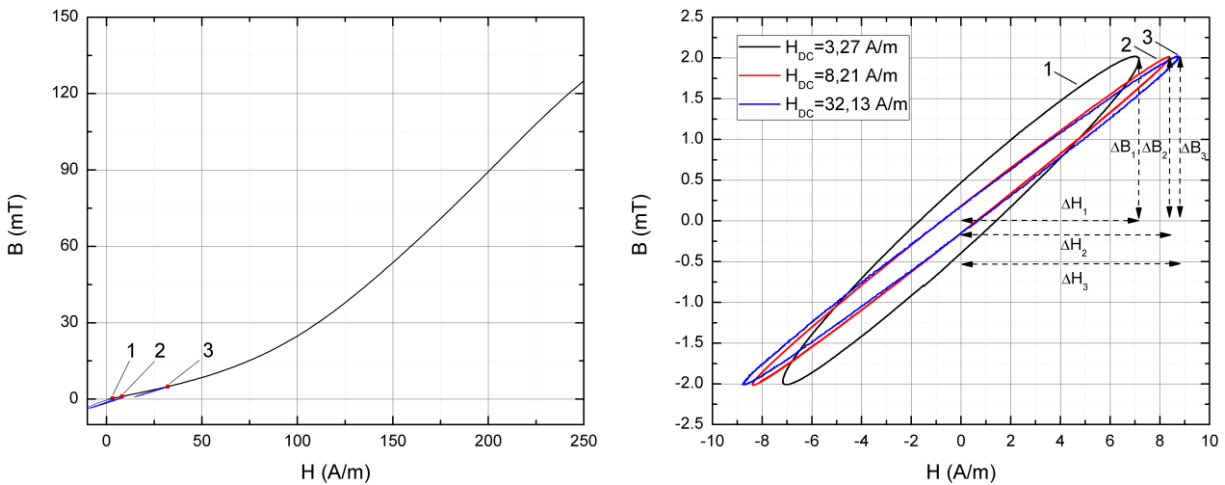
dok su vrednosti B_{DC} računane kao

$$B_{DC} = -0,064 + k_1 \cdot H_{DC} + k_2 \cdot H_{DC}^2 + k_3 \cdot H_{DC}^3 + k_4 \cdot H_{DC}^4 + k_5 \cdot H_{DC}^5. \quad (6.3)$$

Podešljiva feritna komponenta sa S885 jezgrom je testirana za tri različite vrednosti H_{DC} polja, $H_{DC} = 3,27$ A/m (za $I_{DC} = 2,7$ mA), $H_{DC} = 8,21$ A/m (za $I_{DC} = 6,8$ mA) i $H_{DC} = 32,13$ A/m (za $I_{DC} = 26,42$ mA), pri čemu vrednosti B_{DC} na osnovu izaza (6.3) redom iznose 0,16 mT, 0,53 mT

i 3,37 mT. Ove vrednosti magnetskih polja i indukcija su doctane na normalnu krivu magnećenja u vidu crvenih markera označeni sa brojevima 1, 2 i 3 (slika 6.6a). Marker 1 označava vrednosti H_{DC} i B_{DC} (3,27 A/m, 0,16 mT), marker 2 vrednosti (8,21 A/m, 0,53 mT) i marker 3 označava vrednosti (32,13 A/m, 3,37 mT).

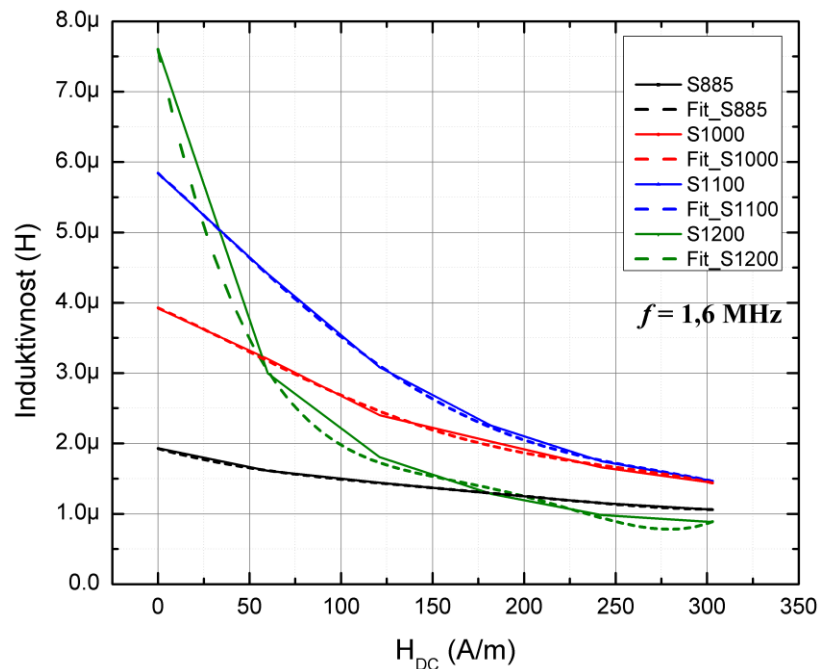
Izmerene histerezijsne petlje prilikom dejstva jednosmernog magnetskog polja H_{DC} , prikazane su na slici 6.6b. Mini petlje sa slike 6.6b (označene sa 1, 2 i 3) predstavljaju petlje oko kojih materijal „kruži” na normalnoj krivi magnećenja (markeri označeni sa 1, 2 i 3 na slici 6.6a) kada se kroz zavojke podešljive feritne komponente dodaju vrednosti magnetskog polja H_{DC} .



Slika 6.6 a) Normalna kriva magnećenja sa doctanim parom tačaka H_{DC} - B_{DC}
 1: (3,27 A/m, 0,16 mT), 2: (8,21 A/m, 0,53 mT) i 3: (32,13 A/m, 3,37 mT)
 b) mini petlje za $H_{DC} = 3,27$ A/m, $H_{DC} = 8,21$ A/m i $H_{DC} = 32,13$ A/m

Na slici 6.6b se vidi mehanizam promene induktivnosti podešljive feritne komponente sa povećanjem H_{DC} polja, pri čemu sa povećanjem H_{DC} polja dolazi do smanjivanja nagiba B/H krive ($\Delta B_1/\Delta H_1 > \Delta B_2/\Delta H_2 > \Delta B_3/\Delta H_3$). Na taj način, dolazi do opadanja permeabilnosti jezgra, tj. induktivnosti podešljive feritne komponente. Povećanjem jednosmernog magnetskog polja iznad ($H_{DC} > 32,13$ A/m) dolazi do izobličavanja izmerenih histerezijsnih petlji, što onemogućava dalje ispitivanje mehanizma promene induktivnosti pod dejstvom jednosmerne struje. Korišćena merna postavka sa slike 4.3 nije predviđena za ova merenja, ali uprkos tome, prikazan je mehanizam promene induktivnosti za male vrednosti H_{DC} .

Model promene induktivnosti podešljivih feritnih komponenti pod uticajem jednosmerne struje. Da bi se ispitale osobine feritnih jezgara pod dejstvom jednosmernog magnetskog polja H_{DC} , na svaki feritni ESL 40011 uzorak je namotano po $N = 10$ zavojava kroz koje je propuššana jednosmerna struja I_{DC} (0 – 500) mA. Prema izrazu za jačinu jednosmernog magnetskog polja (6.2), izračunat je opseg H_{DC} polja (0 - 303 A/m) za pomenuti opseg struje. Na slici 6.7 je prikazana promena induktivnosti podešljivih feritnih komponenti sa ESL 40011 jezgrima za opseg promene polja H_{DC} (0 - 303 A/m) na frekvenciji od 1,6 MHz. Na slici 6.7 se vidi da svaka feritna podešljiva komponenta ima drugačiju tendenciju, tj. nagib opadanja induktivnosti pod uticajem jednosmernog magnetskog polja (0 - 303 A/m). Razlika u nagibima je posledica uticaja temperature pečenja, tj. veličine zrna magnetskih jezgara. Zbog toga je potrebno da se uticaj svakog jezgra modeluje kao promena induktivnosti feritne podešljive komponente u funkciji od jednosmernog magnetskog polja. Prema tome, potrebno je krive promene induktivnosti u funkciji jednosmernog magnetskog polja (slika 6.7) fitovati odgovarajućom funkcijom.



Slika 6.7 Promena induktivnosti podešljivih feritnih komponenti sa $N = 10$ zavojava za opseg promene H_{DC} (0 - 303 A/m) na frekvenciji od $f = 1,6$ MHz. Punom linijom su prikazane izmerene vrednosti, a isprekidanom linijom fitovane vrednosti

Kao što se može videti na slici 6.7, zavisnost $L = f(H_{DC})$ nije linearna, pa je zato tu zavisnost potrebno predstaviti polinomom višeg stepena. Izraz (6.4) predstavlja polinom 4-og stepena kojim je modelovana svaka podešljiva feritna komponenta. Izraz glasi:

$$L_{komponenta} = L_{(H_{DC}=0)} + k_1 \cdot H_{DC} + k_2 \cdot H_{DC}^2 + k_3 \cdot H_{DC}^3 + k_4 \cdot H_{DC}^4, \quad (6.4)$$

pri čemu parametar $L_{(H_{DC}=0)}$ predstavlja vrednost induktivnosti za $H_{DC} = 0$, parametri k_i , $i = 1, \dots, 4$, predstavljaju konstante jednačine, dok je H_{DC} vrednost jednosmernog magnetskog polja. U tabeli 6.4 su sumirane vrednosti parametara iz izraza (6.4) za svaku podešljivu komponentu. Željena induktivnost podešljive feritne komponente na frekvenciji od 1,6 MHz se sada može lako odrediti uvrštavanjem parametara iz tabele 6.4 u izraz (6.4) za svaku vrednost H_{DC} u opsegu 0 - 303 A/m. U zavisnosti od radne frekvencije podešljive feritne komponente, potrebno je koristiti druge parametre k_i , jer se promena induktivnosti menja promenom frekvencije.

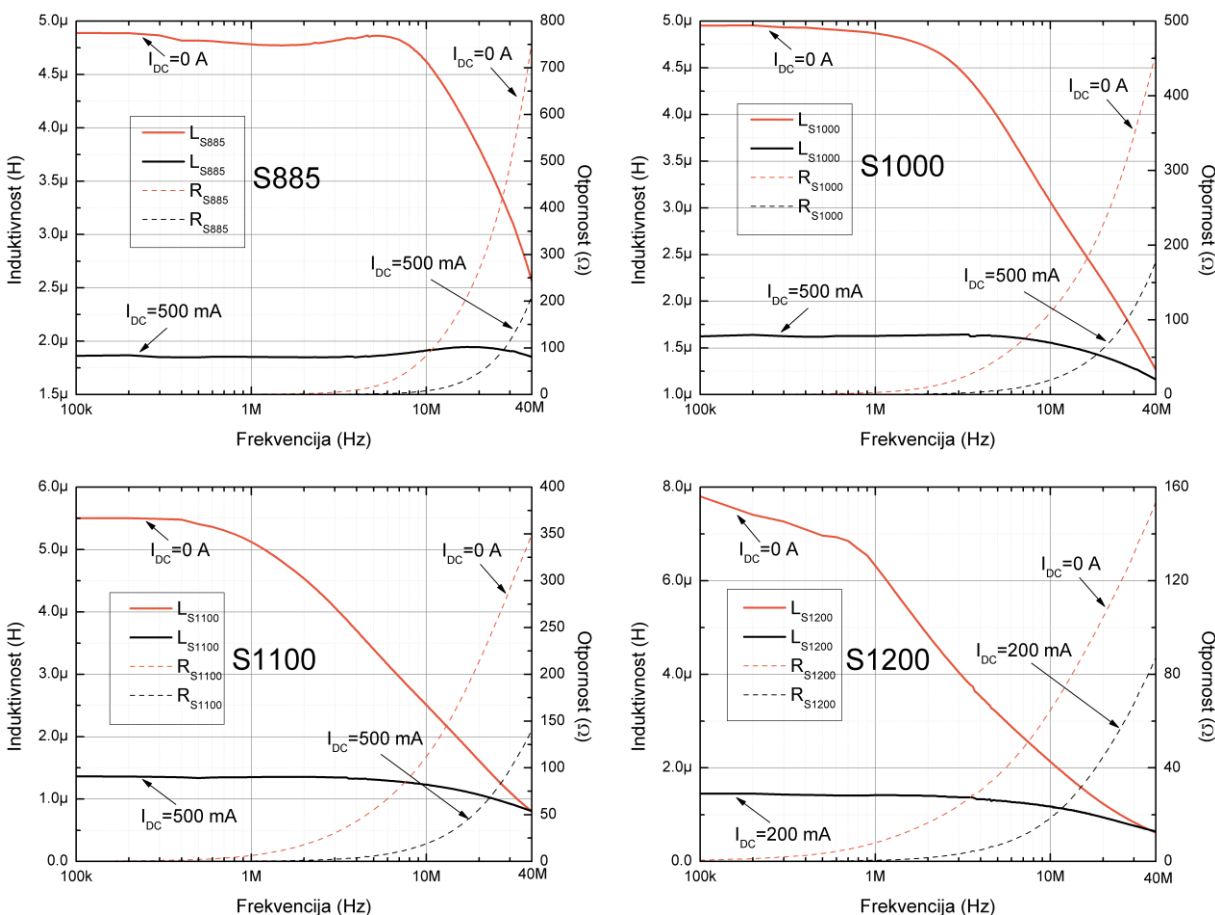
Tabela 6.4 Parametri modela podešljive feritne komponente sa različitim magnetskim jezgrima predstavljeni polinomom 4-og reda. Model odgovara za vrednosti H_{DC} (0 - 303 A/m) i za frekvenciju od 1,6 MHz

	LS885	LS1000	LS1100	LS1200
$L_{(H_{DC}=0)}$	1,93 μH	3,92 μH	5,84 μH	7,61 μH
k_1	$-7,351 \times 10^{-9}$	$-1,133 \times 10^{-8}$	$-2,331 \times 10^{-8}$	$-1,219 \times 10^{-7}$
k_2	$4,473 \times 10^{-11}$	$-3,747 \times 10^{-11}$	$-3,531 \times 10^{-11}$	$9,504 \times 10^{-10}$
k_3	$-1,752 \times 10^{-13}$	$3,216 \times 10^{-13}$	$4,264 \times 10^{-13}$	$-3,365 \times 10^{-12}$
k_4	$2,524 \times 10^{-16}$	$-5,414 \times 10^{-16}$	$-7,040 \times 10^{-16}$	$4,344 \times 10^{-15}$
Korelacija	0,999	0,998	0,998	0,985

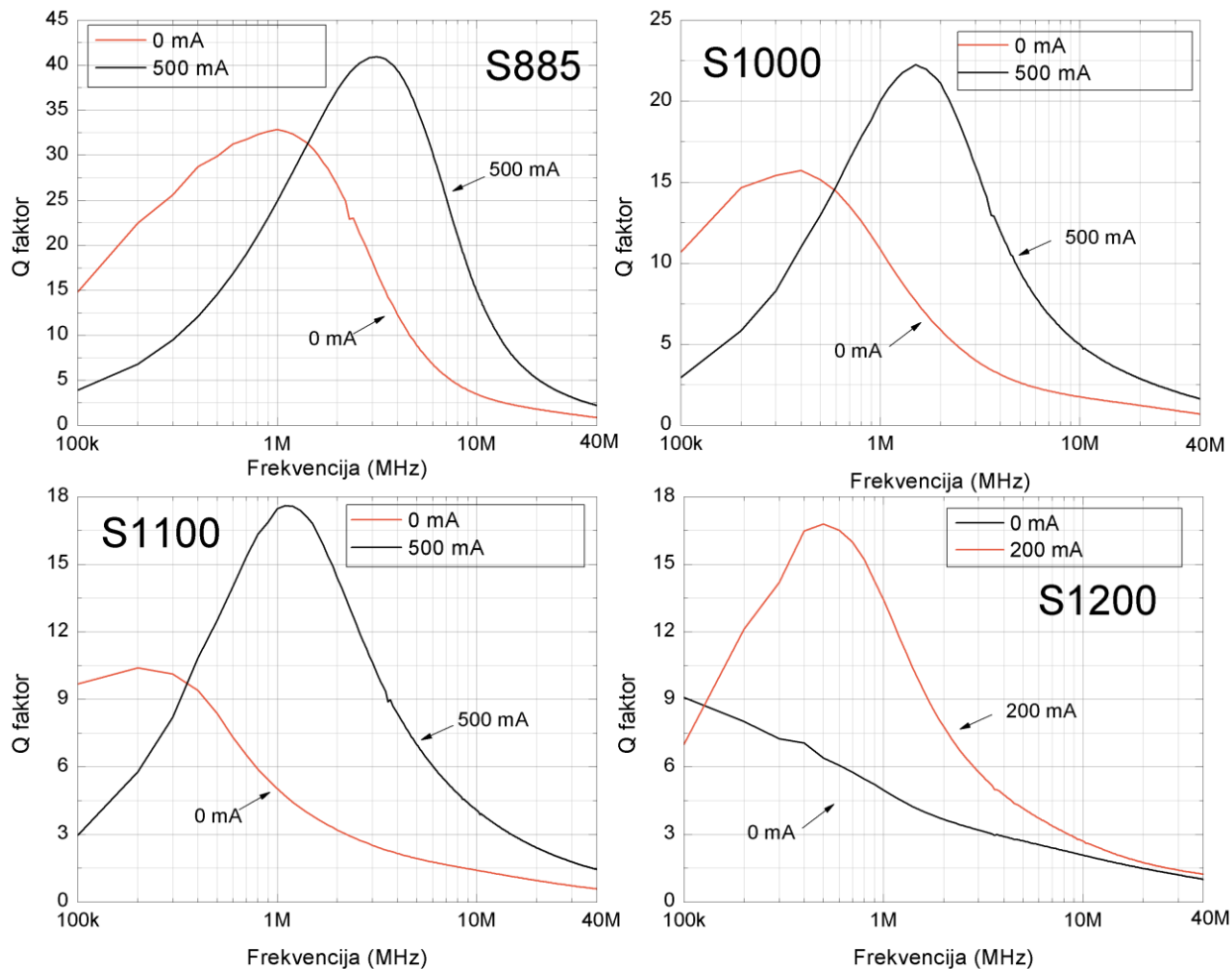
Iz literature je poznato da feritni uzorci sa većom veličinom zrna imaju niže koercitivno polje [1], [84]. U poglavlju 4.3.2 je pokazano da najveću vrednost koercitivnog polja ima feritno jezgro S885 $H_c = 111,40$ A/m i ta vrednost opada na 28,30 A/m za jezgro S1200 (videti tabelu 4.3). Kretanje zidova domena zavisi od koercitivnog polja, tj. magnetski domeni i zidovi domena se usled dejstva spoljašnjeg magnetskog polja H_{DC} teže kreću kod ferita koji imaju veće koercitivno polje. Jezgro S885 ima приметnu poroznu mikrostrukturu koja ograničava kretanje zidova domena [66]. Osim toga, jezgro S885 ima i najveću vrednost H_c (u poređenju sa ostalim jezgrima S1000, S1100 i S1200). To je razlog zašto feritna komponenta sa ovim jezgrom ima najmanji pad permeabilnosti (induktivnosti) porastom H_{DC} .

Q faktor. Osim na promenu induktivnosti, ispitan je uticaj jednosmerne struje i na Q faktor. Q faktor je izmeren mernom postavkom prikazanom na slici 4.15. Pre izmerenih rezultata Q faktora, na slici 6.8 su prikazane izmerene vrednosti induktivnosti i otpornosti podešljivih feritnih komponenti za vrednosti $I_{DC} = 0$ mA i $I_{DC} = 500$ mA (za komponentu sa S1200 jezgrom za $I_{DC} = 200$ mA). Na slici 6.8 se mogu videti trendovi opadanja vrednosti induktivnosti i otpornosti feritnih komponenti pod dejstvom jednosmerne struje.

Uticaj jednosmerne struje na promenu vrednosti Q faktora podešljivih feritnih komponenti prikazan je na slici 6.9. Na slici 6.9 se vidi da maksimalna vrednost Q faktora i frekvencije na kojoj je Q faktor maksimalan za $I_{DC} = 0$ mA, opadaju kako raste temperatura pečenja magnetskih jezgara ($Q = 32,86$ na 1,1 MHz za S885 jezgro, $Q = 15,73$ na 400 kHz za S1000 jezgro, $Q = 10,40$ na 200 kHz za S1100 jezgro, $Q = 9,08$ na 100 kHz za S1200 jezgro). Porastom jednosmerne struje primetno je povećanje maksimalne vrednosti Q faktora i frekvencije kod svake podešljive komponente. Za vrednost $I_{DC} = 500$ mA, kod S885 jezgra maksimalna vrednost Q faktora iznosi $Q = 40,92$ na 3,1 MHz, kod S1000 jezgra $Q = 22,24$ na 1,6 MHz, kod S1100 jezgra $Q = 17,62$ na 1,2 MHz, kod S1200 jezgra $Q = 16,79$ na 500 kHz (za $I_{DC} = 200$ mA). Povećanje Q faktora je posledica bržeg opadanja otpornosti u odnosu na induktivnost pod dejstvom jednosmerne struje. Ovo se može utvrditi i na osnovu izraza za Q faktor: $Q \approx \omega L/R$. Slično ponašanje induktora pod uticajem jednosmerne struje je uočeno i kod NiFe jezgara [85].



Slika 6.8 Izmerene vrednosti induktivnosti i otpornosti podešljivih feritnih komponenti u frekvencijskom opsegu 100 kHz - 40 MHz pod dejstvom jednosmerne struje I_{DC}



Slika 6.9 Izmerene vrednosti Q faktora podešljivih feritnih komponenti u frekvijskom opsegu 100 kHz - 40 MHz pod dejstvom jednosmerne struje

Uticaj naizmjenične struje. Struja induktora i_L je trougaonog oblika, kao što je prikazano na slici 5.3. U disertaciji se kao naizmjenična komponenta signala, umesto trougaonog signala koristi prostoperiodični signal. Razlog tome je što su magnetsko polje i magnetska indukcija prostoperiodične funkcije vremena. Osim toga, korišćena modifikovana vatmetar metoda računa gustine snage gubitaka i histerezisne petlje u slučaju prostoperiodičnih signala.

Porast intenziteta naizmjenične struje I_{ac} na frekvenciji od 1,6 MHz, prouzrokuje drugačije ponašanje kod podešljivih feritnih komponenti sa različitim feritnim jezgrima. Kod podešljive feritne komponente sa S885 jezgrom, induktivnost raste porastom naizmjenične struje i taj rast induktivnosti je izmeren u celom opsegu delovanja struje (10 mA - 100 mA). Međutim, kod podešljivih feritnih komponenti sa ostalim magnetskim jezgrima (S1000, S1100 i S1200), na frekvenciji od 1,6 MHz, uočljivi su pikovi vrednosti induktivnosti za struje I_{ac} (10 mA - 50 mA). Nakon toga, induktivnost podešljivih feritnih komponenti ima tendenciju opadanja.

Gubici u magnetskim jezgrima i histerezisne petlje. Gubici su mereni u opsezima frekvencije (200 kHz - 5 MHz), jer ti opsezi frekvencija odgovaraju radnim frekvencijama većine DC-DC konvertora (videti tabelu 5.1). Takođe, u ovom opsegu frekvencija i amplituda magnetskih indukcija ispitivala su se ESL 40011 jezgra koja su korišćena u *POL* (eng. *Point-of-Load*) i DC-DC konvertorima [17], [86], [87], [88]. U poređenju sa rezultatima iz [17], gde su izmereni gubici 100 kW/m^3 na frekvenciji 2 MHz za ESL 40011 jezgro sinterovano na $885 \text{ }^\circ\text{C}$, predloženo jezgro S885 ima manje gubitke ($35,34 \text{ kW/m}^3$) za iste vrednosti magnetske indukcije $B_m = 5 \text{ mT}$ i frekvencije $f = 2 \text{ MHz}$. Takođe, u poređenju sa gubicima iz [86], gde na frekvenciji 3 MHz i za $B_m = 10 \text{ mT}$ ESL 40011 jezgro sinterovano na $885 \text{ }^\circ\text{C}$ ima gubitke $\sim 1000 \text{ kW/m}^3$, predložena jezgra S885, S1000, S1100 i S1200 za iste vrednosti magnetske indukcije i frekvencije imaju manje gubitke ($< 800 \text{ kW/m}^3$).

Na osnovu merenja, pokazano je da u zavisnosti od vrednosti magnetske indukcije B_m (2 mT - 100 mT) i frekvencije (200 kHz - 5 MHz), najmanje gubitke imaju upravo jezgra S885 i S1100. Na nižim frekvencijama (10 kHz, tabela 4.2) se vidi da jezgro S1100 ima najmanje gubitke. Na graficima slike 4.5, tačkama B1-B6 su označavane tačke preseka koje ukazuju na kojim vrednostima B_m i frekvencije se jezgra S885 i S1100 smenjuju kao jezgra sa najnižim gubicima. S885 jezgro za niže vrednosti magnetske indukcije ima manje gubitke, dok za više vrednosti magnetske indukcije, jezgro S1100 ima manje gubitke. To se objašnjava time da su za niže vrednosti B_m pore u zrnima dominantan faktor, dok su za više vrednosti B_m , granice zrna dominantan faktor [71].

Snimanjem histerezisnih petlji na 10 kHz, utvrđeno je da predložena jezgra pripadaju grupi magnetski mekih ferita. Uticaj temperature pečenja jezgara se ogleda na izmerenim različitim vrednostima koercitivnog polja, saturacije magnetske indukcije i remanentne indukcije (tabela 4.2). Jezgro pečeno na najnižoj temperaturi, S885, ima najmanju saturaciju magnetske indukcije $B_s = 126,80 \text{ mT}$, najveće koercitivno polje $H_c = 111,40 \text{ A/m}$ i najmanju remanentnu indukciju $B_r = 76,20 \text{ mT}$. Sa druge strane, jezgro pečeno na najvišoj temperaturi, S1200, ima najveću saturaciju magnetske indukcije $B_s = 257,70 \text{ mT}$, najmanje koercitivno polje $H_c = 28,30 \text{ A/m}$ i najveću remanentnu indukciju $B_r = 183,30 \text{ mT}$.

Verifikacija rada podešljive feritne komponente. Kao induktor konvertora, korišćene su podešljive feritne komponente sa S885 i S1100 jezgrom. Najmerodavniji način ispitivanja uticaja podešljive feritne komponente sa različitim feritnim jezgrima jeste merenje efikasnosti rada DC-DC konvertora. Efikasnost DC-DC konvertora je merena u funkciji struje induktora i_L (257 mA - 465 mA) za $V_{IN} = 3,3\text{V}$, $V_{OUT} = 5\text{V}$, $I_{OUT} = 150 \text{ mA}$. Najveća izmerena efikasnost DC-DC konvertora kada se kao induktor koristi podešljiva feritna komponenta sa S885 jezgrom iznosi $\eta = 82,75 \%$, dok najveća efikasnost konvertora sa podešljivom feritnom komponentom sa S1100 jezgrom iznosi $\eta = 83,15 \%$.

7. Zaključak

U ovoj disertaciji, predstavljena je realizacija podešljive feritne komponente čije karakteristike se kontrolišu primenom jednosmerne struje. Ispitana je mogućnost primene ESL 40011 jezgara kao jezgara podešljive feritne komponente. Predložena jezgra su u obliku torusa i pečena su na različitim maksimalnim temperaturama (1200 °C, 1100 °C, 1000 °C i 885 °C). Istraživanjem je utvrđen uticaj temperature pečenja na električne i magnetske karakteristike predloženih ESL 40011 feritnih jezgara. Uticaj temperature pečenja feritnih jezgara ispitan je merenjem gustine snage gubitaka, $B-H$ histerezisne petlje, dejstva jednosmerne i naizmenične struje na induktivnost i Q faktor. Na osnovu izmerenih rezultata, jezgra sa najboljim karakteristikama su korišćena u podešljivoj feritnoj komponenti. Realizovane podešljive feritne komponente sa S885 i S1100 jezgrima su korišćene u kolu DC-DC konvertora podizača napona LTC3125. Izmerena je efikasnost konvertora sa predloženim feritnim komponentama i ustanovljeno je da najveću efikasnost daje komponenta sa S1100 jezgrom. Na taj način je verifikovana primena podešljivih feritnih komponenti.

U disertaciji je predložena merna metoda za merenje uticaja jednosmerne struje na električne i magnetske osobine SMD induktora. Dat je detaljan opis postavke i procesa merenja, kao i opis merne opreme. Metoda je verifikovana ispitivanjem uticaja jednosmerne struje na nekoliko komercijalnih SMD komponenti proizvođača Fair-Rite i Coilcraft. Izmereni rezultati su u skladu sa podacima koje su obezbedili proizvođači čime je potvrđena efikasnost merne metode.

Pravac daljeg istraživanja podrazumeva ispitivanje primene realizovanih podešljivih feritnih komponenti u podešljivim LC filtrima i RFID sistemima. U ovim primenama bi podešljiva komponenta sa S1200 jezgrom izvesno bila najbolje rešenje, jer u odnosu na komponente sa ostalim jezgrima (S885, S1000 i S1100), ima veći opseg promene induktivnosti za manje vrednosti jednosmerne struje.

Rezultati koji su proistekli iz istraživanja vezanih za ovu doktorsku disertaciju objavljeni su u međunarodnim časopisima, u saopštenjima sa međunarodnih skupova i u tehničkim rešenjima:

- rad u istaknutom međunarodnom časopisu (M22):

1. Čedo Žlebič, Dragan Kljajić, Nelu Blaž, Ljiljana Živanov, Aleksandar Menićanin, Mirjana Damjanović: "Influence of DC Bias on the Electrical Characteristics of SMD Inductors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 1, art. no. 6500204, pp. 1-4, 2015. (ISSN: 0018-9464) (Doi: 10.1109/TMAG.2014.2356253)
2. Čedo Žlebič, Miodrag Milutinov, Ljiljana Živanov, Andrea Marić, Nelu Blaž, Goran Radosavljević: "Influence of Sintering Temperature on the Magnetic Properties of LTCC

Ferrite Tape for Multilayer Component Applications“, *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 4190-4200, 2017. (ISSN: 1573-482X) (Doi: <https://doi.org/10.1007/s10854-017-8364-6>)

- saopštenje sa međunarodnog skupa štampano u celini (M33):

3. Čedo Žlebič, Nelu Blaž, Ljiljana Živanov, Mirjana Damnjanović, Aleksandar Menićanin: „Application for Fast Determination of Inductor’s Electrical Characteristics from S-parameters“, *IEEE 29th International Conference on Microelectronics – MIEL*, Beograd, Srbija, 12-15. maj 2014, pp. 431-434 (ISBN: 978-1-4799-5294-6)

- Prototip, nova metoda, softver, standardizovan ili atestiran instrument (M85):

4. Čedo Žlebič, Nelu Blaž, Ljiljana Živanov, Mirjana Damnjanović, Aleksandar Menićanin: „Programski alat za brzo određivanje električnih karakteristika induktora iz S-parametara“, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, broj projekta: TR-32016, 2014.
5. Čedo Žlebič, Dragan Kljajić, Nelu Blaž, Ljiljana Živanov, Mirjana Damnjanović, Aleksandar Menićanin: „Metoda za određivanje uticaja DC struje na električne karakteristike SMD induktora“, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, broj projekta: TR-32016, 2015.
6. Čedo Žlebič, Nelu Blaž, Miodrag Milutinov, Ljiljana Živanov, Mirjana Damnjanović: „Prototip podešljivog feritnog induktora korišćenjem jednosmerne struje“, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, broj projekta: TR-32016, 2017.

8. Literatura

- [1] R. C. O'Handley, *Modern Magnetic Materials: Principles and Applications*, Wiley, New York, 2000.
- [2] A. Goldman, *Modern Ferrite Technology*, Springer, New York, 2006.
- [3] R. Valenzuela, "Novel Applications of Ferrites", *Physics Research International*, vol. 2012, pp. 1-9, 2012.
- [4] V. Harris, "Modern Microwave Ferrites", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 3, pp. 1075-1104, 2012.
- [5] N. Ning, X. P. Li, J. Fan, W. C. Ng, Y. P. Xu, X. Qian, H. L. Seet, "A Tunable Magnetic Inductor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 5, pp. 1585-1590, 2006.
- [6] M. Vroubel, Y. Zhuang, B. Rejaei, J. Burghartz, "Integrated Tunable Magnetic RF Inductor", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, no. 12, pp.787-789, 2004.
- [7] G. Steiner, H. Zangl, P. Fulmek, G. Brasseur, "A Tuning Transformer for the Automatic Adjustment of Resonant Loop Antennas in RFID Systems", *2004 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, vol. 2, pp. 912-916, 2004.
- [8] M. Perdigao, J. Alonso, M. Dalla Costa, E. Saraiva, "Using Magnetic Regulators for the Optimization of Universal Ballasts", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008 vol. 23, no. 6, pp. 3126-3134, 2008.
- [9] H. Lin, J. Lou, Y. Gao, R. Hasegawa, M. Liu, B. Howe, J. Jones, G. Brown, N. Sun, "Voltage Tunable Magnetolectric Inductors With Improved Operational Frequency and Quality Factor for Power Electronics", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 1, pp. 1-5, 2015.
- [10] G. Liu, X. Cui, S. Dong, "A Tunable Ring-type Magnetolectric Inductor", *Journal of Applied Physics*, vol. 108, no. 9, art. no. 094106, 2010.
- [11] S. Zhou, X. Q. Sun, W. Carr, "A Micro Variable Inductor Chip Using MEMS Relays", *1997 International Conference on Solid State Sensors and Actuators, TRANSDUCERS '97*, vol. 2, pp. 1137-1140, 1997.
- [12] V. Lubecke, B. Barber, E. Chan, D. Lopez, M. Gross, P. Gammel, "Self-assembling MEMS Variable and Fixed RF Inductors", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 11 pp. 2093-2098, 2001.
- [13] S. Bedair, J. Pulskamp, C. Meyer, M. Mirabelli, R. Polcawich, B. Morgan, "High-Performance Micromachined Inductors Tunable by Lead Zirconate Titanate Actuators", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 33, no. 10, pp. 1483-1485, 2012.
- [14] C. Y. Wen, E. Chua, R. Zhao, T. Chong, J. Bain, T. Schlesinger, L. Pileggi, J. Paramesh, "A phase-change via-Reconfigurable On-Chip Inductor", *2010 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, pp. 10-3, 2010.
- [15] I. Gmati, P. Calmon, A. Boukabache, P. Pons, R. Fulcrand, S. Pinon, H. Boussetta, M. Kallala, K. Besbes, "Fabrication and Evaluation of an On-Chip Liquid Micro-variable Inductor", *Journal of micromechanics and microengineering*, vol. 21, no. 2, art. no. 025018, 2011.

- [16] M. Lim, H. Fern, Z. Liang, J. van Wyk, "Low Profile Integratable Inductor Fabricated Based On LTCC Technology For Microprocessor Power Delivery Applications", *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol. 30, no. 1, pp. 170-177, 2007.
- [17] W. Zhang, M. Mu, D. Hou, Y. Su, Q. Li, F. Lee, "Characterization of Low Temperature Sintered Ferrite Laminates for High Frequency Point-of-Load (POL) Converters", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 11, pp. 5454-5463, 2013.
- [18] L. Zhang, W. Hurley, W. Wölfle, "A New Approach to Achieve Maximum Power Point Tracking for PV System with a Variable Inductor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1031-1037, 2011.
- [19] H. Wegleiter, B. Schweighofer, C. Deinhammer, G. Holler, P. Fulmerk, "Automatic Antenna Tuning Unit to Improve RFID System Performance", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 8, pp. 2797-2803, 2011.
- [20] Y. Jang, M. Jovanovic, "A Bridgeless PFC Boost Rectifier with Optimized Magnetic Utilization", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 85-93, 2009.
- [21] J. Alonso, M. Perdigao, J. Ribas, D. Gacio, E. Saraiva, "Optimizing Universal Ballasts Using Magnetic Regulators and Digital Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2860-2871, 2011.
- [22] R. Hooper, B. Guy, R. Perrault, "A Current Controlled Variable Inductor", *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, vol. 14, no. 4, pp. 39-44, 2011.
- [23] J. Hsu, A. Hu, A. Swain, X. Dai, Y. Sun, "A New Contactless Power Pick-up with Continuous Variable Inductor Control Using Magnetic Amplifier", *International Conference on Power System Technology IEEE*, pp. 1-8, 2006.
- [24] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, G. Gattavari, "Two-Phase Interleaved LLC Resonant Converter with Current-Controlled Inductor", *Brazilian Power Electronics Conference IEEE*, pp. 298-304, 2009.
- [25] S. Aldaher, P. Luk, J. Whidborne, "Electronic Tuning of Misaligned Coils in Wireless Power Transfer Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 5975-5982, 2014.
- [26] N. Sarkar, D. Yan, M. Ellis, E. Horne, J. Lee, H. Lu, R. Mansour, A. Nallani, G. Skidmore, "Microassembled Tunable MEMS Inductor", *18th Micro Electro Mechanical Systems IEEE*, pp. 183-186, 2005.
- [27] Y. Yoshihara, H. Sugawara, H. Ito, K. Okada, K. Masu, "Wide Tuning Range LC-VCO Using Variable Inductor for Reconfigurable RF Circuit", *IEICE transactions on fundamentals of electronics, communications and computer sciences*, vol. 88, no. 2, pp. 507-512, 2005.
- [28] N. Benavides, P. Chapman, "Boost Converter with a Reconfigurable Inductor", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1695-1700, 2007.
- [29] P. Park, C. Kim, M. Park, S. Kim, H. Yu, "Variable Inductance Multilayer Inductor with MOSFET Switch Control", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, no. 3, pp. 144-146, 2004.

- [30] Y. Nguyen, D. Bourrier, S. Charlot, Z. Valdez-Nava, V. Bley, C. Combettes, T. Lopez, J. Laur, M. Brunet, "Soft Ferrite Cores Characterization for Integrated Micro-Inductors", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 24, no. 10, art. no. 104003, 2014.
- [31] Y. Sugawa, K. Ishidate, M. Sonehara, T. Sato, "Carbonyl-iron/epoxy Composite Magnetic Core for Planar Power Inductor used in Package-level Power Grid", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp. 4172-4175, 2013.
- [32] M. Bellaredj, S. Mueller, A. Davis, Y. Mano, P. Kohl, M. Swaminathan, "Fabrication, Characterization and Comparison of Composite Magnetic Materials for High Efficiency Integrated Voltage Regulators with Embedded Magnetic Core Micro-Inductors", *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 50, art. no. 455001, 2017.
- [33] A. Kislovski, "Quasi-Linear Controllable Inductor", *Proceedings of the IEEE*, vol. 75, no. 2, pp. 267-269, 1987.
- [34] S. Ahsanuzzaman, T. McRae, M. Peretz, A. Prodic, "Low-Volume Buck Converter with Adaptive Inductor Core Biasing", *Applied Power Electronics Conference and Exposition IEEE*, pp. 335-339, 2012.
- [35] Dostupno na: <http://electroscience.com/sites/default/files/datasheets/40011.pdf>
- [36] Dostupno na: <https://www.fair-rite.com/>
- [37] Dostupno na: <https://www.coilcraft.com/pdfs/0603af.pdf>
- [38] Q. Yu, T. Holmes, K. Naishadham "RF Equivalent Circuit Modeling of Ferrite-Core Inductors and Characterization of Core Materials", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, no. 1, pp. 258-262, 2002.
- [39] A. Menićanin, "Analiza karakteristika emi potiskivača u visokofrekventnom opsegu u balansiranom režimu rada", Fakultet tehničkih nauka, Doktorska disertacija, Novi Sad, 2011.
- [40] T. Tsutaoka, T. Nakamura, K. Hatakeyama, "Magnetic Field Effect on the Complex Permeability Spectra in a Ni-Zn Ferrite", *Journal of Applied Physics*, vol. 82, no. 6, pp. 3068-3071, 1997.
- [41] T. Tsutaoka, M. Ueshima, T. Tokunaga, "Frequency Dispersion and Temperature Variation of Complex Permeability of Ni-Zn Ferrite Composite Materials", *Journal of Applied Physics*, vol. 78, no. 6, pp. 3983-3991, 1995.
- [42] T. Tsutaoka, T. Kasagi, K. Hatakeyama, "Magnetic Field Effect on the Complex Permeability for a Mn-Zn Ferrite and its Composite Materials", *Journal of the European Ceramic Society*, vol. 19, no. 6-7, pp. 1531-1535, 1999.
- [43] G. Stojanović, M. Damnjanović, Lj. Živanov, "Temperature Dependence of Electrical Parameters of SMD Ferrite Components for EMI Suppression", *Microelectronics Reliability*, vol. 48, no. 7, pp. 1027-1032, 2008.
- [44] M. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, John Wiley & Sons, 2014.
- [45] G. Skutt, F. Lee, J. Breslin, "Measurement Issues in the Characterization of Ferrite Magnetic Material", VPEC Seminar series, pp. 1-6, 1996.

- [46] K. Naishadham, "Experimental Equivalent-Circuit Modeling of SMD Inductors for Printed Circuit Applications", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, no. 4, pp. 557-565, 2001.
- [47] A. Menićanin, M. Damnjanović, Lj. Živanov, "RF Equivalent Circuit Modeling of Surface Mounted Components for PCB Applications", *Microelectronics International*, vol. 27, no. 2, pp. 67-74, 2010.
- [48] J. Aguilera, R. Berenguer, *Design and Test of Integrated Inductors for RF Applications*: Springer Science and Business Media, 2003.
- [49] Keysight Technologies, "De-embedding and Embedding S-parameter Networks Using a Vector Network Analyzer", Application note, 2017.
- [50] D. Thorson, "A Review of ABCD Parameters", *Applied Microwave and Wireless*, pp. 55-58, 1999.
- [51] D. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, 1997.
- [52] Dostupno na: <https://www.keysight.com/en/pd-1000004587%3Aepsg%3Apro-pn-E5071B/ena-rf-network-analyzer?cc=US&lc=eng>
- [53] Dostupno na: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZFBT-4R2GW+.pdf>
- [54] Č. Žlebič, D. Kljajić, N. Blaž, Lj. Živanov, A. Menićanin, M. Damnjanović, "Influence of DC Bias on the Electrical Characteristics of SMD Inductors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 1, pp. 1-4, 2015.
- [55] Č. Žlebič, D. Kljajić, N. Blaž, Lj. Živanov, M. Damnjanović, A. Menićanin: "Metoda za određivanje uticaja DC struje na električne karakteristike SMD induktora", Tehničko rešenje, Srbija, 2014.
- [56] Dostupno na: <https://www.pasternack.com/bias-tees-category.aspx>
- [57] Dostupno na: <https://www.tek.com/components/bias-tees>
- [58] Dostupno na: <https://www.anritsu.com/en-US/components-accessories/category/measurement-components-and-accessories>
- [59] Dostupno na: <https://www.pasternack.com/sma-male-n-male-pe-p141-cable-assembly-pe304-36-p.aspx>
- [60] Dostupno na: <http://www.awrcorp.com/products/additional-products/tx-line-transmission-line-calculator>
- [61] J. Snoek, "Dispersion and Absorption in Magnetic Ferrites at Frequencies Above One Mc/s", *Physica*, vol. 14, no. 4, pp. 207-217, 1948.
- [62] Č. Žlebič, N. Blaž, A. Menićanin, Lj. Živanov, M. Damnjanović, "Application for Fast Determination of Inductor's Electrical Characteristics from S-parameters", *29th International Conference on Microelectronics Proceedings-MIEL IEEE*, pp. 431-434, 2014.
- [63] C. Cuellar, "HF Characterization and Modeling of Magnetic Materials for the Passive Components Used in EMI Filters", Ph.D. Dissertation, Universite Lille, 2013.
- [64] C. Bowick, *RF circuit design*, Elsevier, 2011.

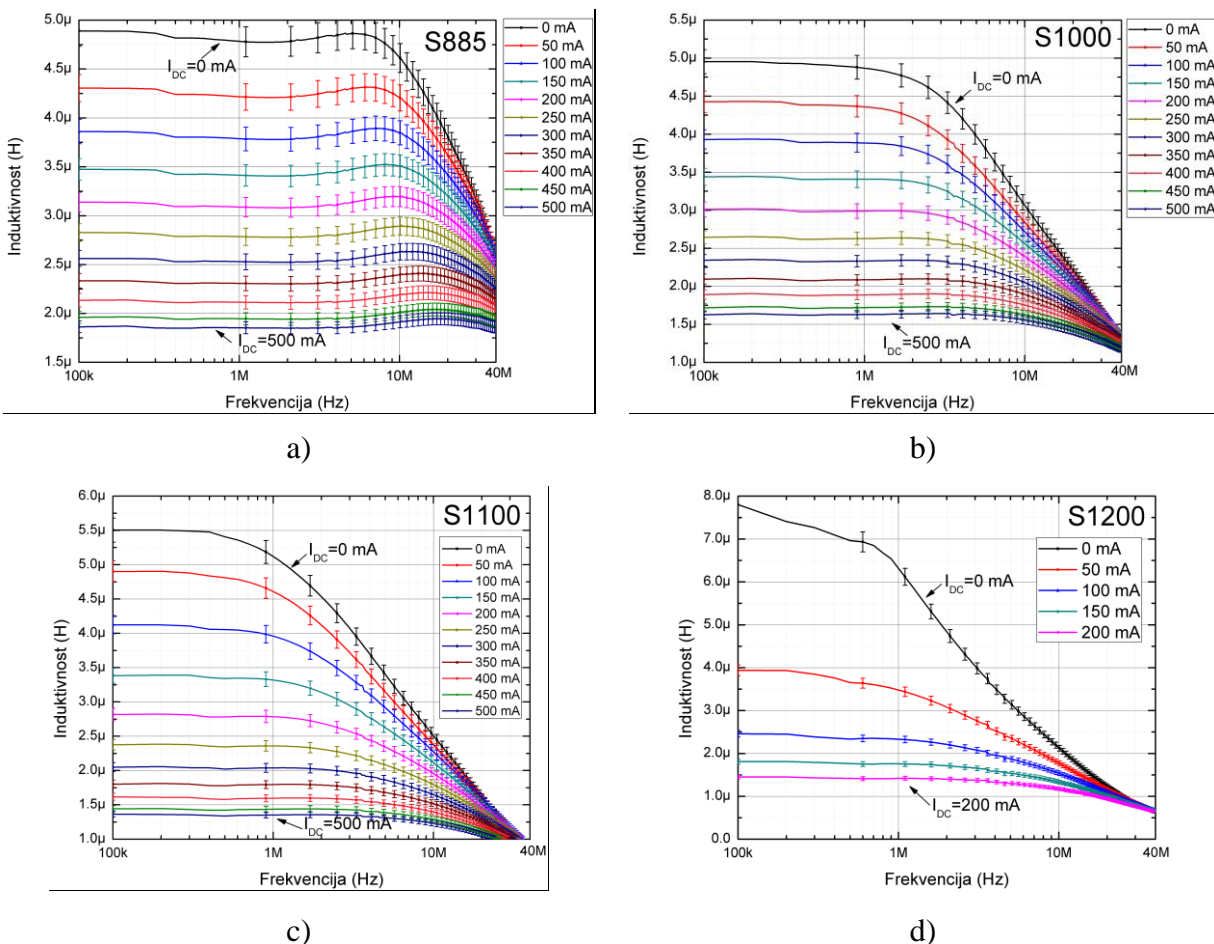
- [65] Y. Hu, L. Huber, M. Jovanović, “Single-Stage, Universal-Input AC/DC LED Driver with Current-Controlled Variable PFC Boost Inductor”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1579-1587, 2012.
- [66] A. Marić, N. Blaž, G. Radosavljević, S. Toškov, Lj. Živanov, “Affect of Peak Sintering Temperature Variation on LTCC Ferrite Tape Complex Permeability”, *The 37th International Spring Seminar on Electronics Technology ISSE*, Dresden, Germany, pp. 11-15, 2014.
- [67] Č. Žlebič, M. Milutinov, Lj. Živanov, A. Marić, N. Blaž, G. Radosavljević, “Influence of Sintering Temperature on the Magnetic Properties of LTCC Ferrite Tape for Multilayer Component Applications”, *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 4190-4200, 2018.
- [68] M. Milutinov, N. Blaž, Lj. Živanov, “Ferrite Core Loss Measurement Issues and Technique”, 18th International Symposium on Power Electronics, EE 2015, Novi Sad, Serbia, 2015.
- [69] Digital Storage Oscilloscope Keysight DSO 90604A, dostupno na: <https://www.keysight.com/en/pdx-x201721-pn-DSO90604A/infinium-high-performance-oscilloscope-6-ghz?cc=US&lc=eng>
- [70] H. Su, H. Zhang, X. Tang, Y. Jing, Y. Liu, “Effects of Composition and Sintering Temperature on Properties of NiZn and NiCuZn Ferrites”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 310, pp. 17-21, 2007.
- [71] K. Kondo, T. Chiba, S. Yamada, “Effect of Microstructure on Magnetic Properties of Ni-Zn Ferrites”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 254, pp. 541-543, 2003.
- [72] Dostupno na: <https://www.keysight.com/en/pd-41941A%3Aepsg%3Apro-pn-41941A/imp-probe-kit?cc=RS&lc=eng>
- [73] P. Duduković, M. Đekić, *Električna merenja*, Tehnički fakultet Čačak, 1997.
- [74] L. Callegaro, V. D’Elia, “Automated System for Inductance Realization Traceable to AC Resistance with a Three-Voltmeter Method”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 6, pp. 1630-1633, 2001.
- [75] T. Nguyen, “Ferrite-based Micro-Inductors for Power Systems on Chip: from Material Elaboration to Inductor Optimization”, Ph.D. Dissertation, Universite Toulouse, 2014.
- [76] Dostupno na: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3125fa.pdf>
- [77] Dostupno na: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps62103.pdf>
- [78] Dostupno na: <https://www.maximintegrated.com/en/products/power/switching-regulators/MAX17620.html>
- [79] Dostupno na: <http://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=FAN48610>
- [80] Dostupno na: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX1556-MAX1557.pdf>
- [81] K. Billings, T. Morey, *Switchmode Power Supply Handbook*: McGraw-Hill, 2011.
- [82] Dostupno na: <https://www.altium.com/altium-designer/>

- [83] Keysight Technologies, “Evaluating EMC Components with DC Bias Superimposed”, Application note, 2017.
- [84] Y. Zhuang, M. Vroubel, B. Rejaei, J. Burghartz, “Integrated RF Inductors with Micro-Patterned NiFe Core”, *Solid-State Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 405-413, 2007.
- [85] L. Wang, Y. Pei, X. Yang, Z. Wang, “Design of Ultrathin LTCC Coupled Inductors for Compact DC/DC Converters” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2528-2540, 2011.
- [86] L. Wang, Y. Pei, X. Yang, Z. Wang, “Design of Ultrathin LTCC Coupled Inductors for Compact DC/DC Converters” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2528-2540, 2011.
- [87] R. Hahn, S. Krumbholz, H. Reichl, “Low Profile Power Inductors Based on Ferromagnetic LTCC Technology”, *Electronic Components and Technology Conference, 2006. Proceedings*, pp. 6-pp, 2006.
- [88] Dostupno na: http://www.siglent.com/ENs/power_supply/SPD3303C
- [89] Dostupno na: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5952-7841.pdf?id=1319286>
- [90] Dostupno na: http://www.siglent.com/ENs/power_supply/SPD3303C

9. Prilog

Prilog P1.

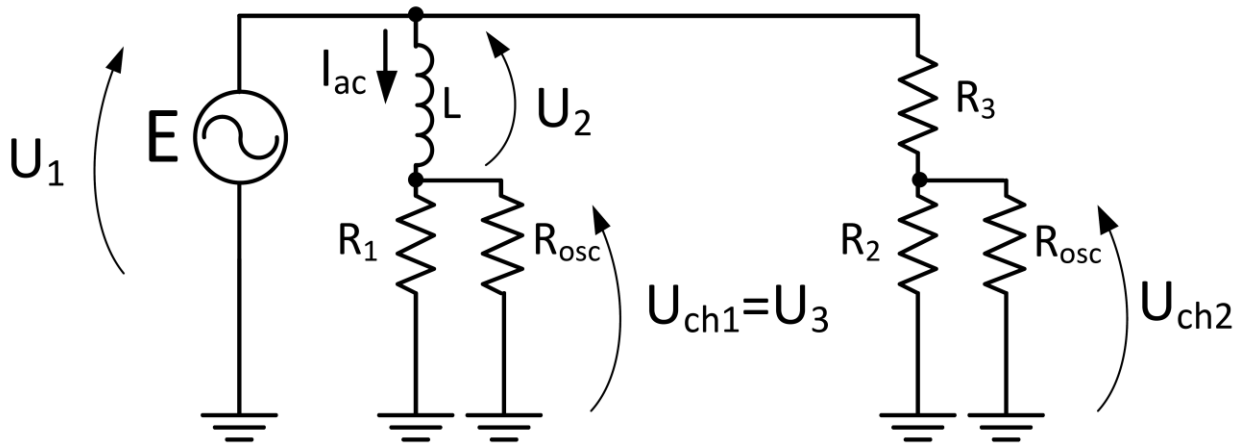
Prilikom ispitivanja uticaja jednosmerne struje na karakteristike podešljivih feritnih komponenti, potrebno je utvrditi i uticaj merne postavke. Prema kataloškim podacima, analizator impedanse HP4194A unosi mernu nesigurnost od $\pm 1,5\%$ do 3% (≥ 100 kHz) i $\pm 3\%$ do 6% (< 100 kHz) [89]. Osim analizatora impedanse, DC izvor napajanja takođe unosi mernu nesigurnost. Pošto je DC izvor napajanja korišćen kao izvor jednosmerne struje, tačnost rada instrumenta tada iznosi $\leq 0,2\%$ [90]. Prema tome, rezultati sa slike 4.17 su predstavljeni sa greškom merenja merne postavke od $\pm 3,2\%$, što je zbir greške merenja analizatora impedanse za opseg merenja ≥ 100 kHz i DC izvora napajanja (slika 9.1). Zbog preglednosti, krive na slici 9.1 su prikazane sa svakom desetom tačkom merenja.



Slika 9.1 Promena induktivnosti podešljivih feritnih komponenti sa uračunatom nesigurnošću merne postavke od $\pm 3,2\%$ za opseg struja I_{DC} (0 - 500 mA) u frekvencijskom opsegu (100 kHz - 40 MHz) za: a) S885 jezgro, b) S1000 jezgro, c) S1100 jezgro, d) S1200 jezgro

Prilog P2.

Na slici 9.2 je prikazana modifikovana električna šema koja je korišćena za merenje uticaja naizmenične struje na promenu induktivnosti predloženih podešljivih feritnih komponenti.



Slika 9.2 Modifikovana električna šema sa korišćenim digitalnim osciloskopom kao mernim uređajem za merenje uticaja struje I_{ac} (10 mA – 100 mA) na induktivnost podešljivih feritnih komponenti

Kao merni uređaj, korišćen je osciloskop DSO90604A, čije su ulazne otpornosti na kanalima $R_{osc} = 50 \Omega$. Otpornosti senzorskih otpornika R_1 i R_2 iznose 50Ω , pa je ekvivalentna otpornost na prvom ulazu osciloskopa $R_{e1} = R_1 || R_{osc} = 25 \Omega$, kolika je i na drugom ulazu $R_{e2} = R_2 || R_{osc} = 25 \Omega$. Otpornost otpornika R_3 iznosi $2 \text{ k}\Omega$.

Vrednost struje I_{ac} se određuje kao

$$I_{ac} = \frac{U_{ch1}}{R_{e1}}, \quad (9.1)$$

gde je U_{ch1} napon koji meri prvi ulaz osciloskopa i ovaj napon je jednak naponu U_3 sa slike 4.18. Drugi ulaz osciloskopa je korišćen za merenja napona na generatoru signala U_1 , koji se određuje kao

$$U_1 = \frac{U_{ch2}}{R_{e2}} (R_3 + R_{e2}). \quad (9.2)$$

Za merenje napona U_2 na podešljivoj feritnoj komponenti, iskorišćena je mogućnost ugrađenih matematičkih operacija koju osciloskop nudi na svim svojim kanalima. Prema tome,

tokom merenja i iscrtavanja napona na ulazima osciloskopa 1 i 2, istovremeno je i iscrtavana vrednost napona U_2 koja se određuje sledećim izrazom

$$U_2 = U_1 - U_{ch1}. \quad (9.3)$$

Kada su poznati svi naponi u kolu, aktivna snaga P na podešljivoj feritnoj komponenti se na osnovu izraza (4.21) može odrediti kao

$$P = \frac{U_1^2 - U_2^2 - U_{ch1}^2}{2R_{e1}}. \quad (9.4)$$

Sa druge strane, prividna snaga S podešljive feritne komponente se određuje kao

$$S = U_2 \cdot I_{ac} = U_2 \cdot \frac{U_{ch1}}{R_{e1}}. \quad (9.5)$$

Kako je $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ (izraz 4.23) i $L = \frac{Q}{\omega \cdot I_{ac}^2}$ (izraz 4.27), induktivnost podešljive feritne

komponente se određuje kao

$$L = \frac{\sqrt{S^2 - P^2}}{\omega \cdot I_{ac}^2} = \frac{\sqrt{\left(U_2 \frac{U_{ch1}}{R_{e1}}\right)^2 - \left(\frac{U_1^2 - U_2^2 - U_{ch1}^2}{2R_{e1}}\right)^2}}{\omega \cdot I_{ac}^2}. \quad (9.6)$$