



UNIVERZITET U NOVOM SADU
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA
U NOVOM SADU



mr Dejana Herceg

Modelovanje mernih transformatora bez jezgra sa feromagnetskim oklopom

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor: dr Neda Pekarić Nađ

Novi Sad, 2015



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

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

0

Редни број, РБР:	
Идентификациони број, ИБР:	
Тип документације, ТД:	Монографска публикација
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР:	Докторска теза
Аутор, АУ:	Мр Дејана Херцег
Ментор, МН:	Др Неда Пекарић-Нађ, ред. проф.
Наслов рада, НР:	Моделовање мерних трансформатора без језгра са феромагнетским оклопом
Језик публикације, ЈП:	Српски
Језик извода, ЈИ:	Српски
Земља публиковања, ЗП:	Република Србија
Уже географско подручје, УГП:	Војводина
Година, ГО:	2015
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт
Место и адреса, МА:	Факултет Техничких Наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, 21000 Нови Сад
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	(8/159/142/29/133/0/3)
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, НД:	Теоријска електротехника
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Моделовање мерних трансформатора без језгра, оклапање трансформатора феромагнетским оклопом, одређивање магнетских карактеристика феромагнетских материјала, метод коначних елемената
УДК	
Чува се, ЧУ:	Библиотека ФТН, Трг Доситеја Обрадовића 6, 21000 Нови Сад
Важна напомена, ВН:	нема
Извод, ИЗ:	У овој докторској тези развијен је поступак за испитивање утицаја оклопа на мерни трансформатор без језгра са становишта линеарности трансформатора и заштите трансформатора од утицаја електромагнетске сметње. Формиран је параметарски модел оклопа и мерног трансформатора без језгра. Изведена су мерења магнетских карактеристика феромагнетских материјала, дат је нови аналитички модел хистерезиса и одређене су криве магнетисања и пермеабилности материјала. На основу нумеричких и експерименталних резултата, а у складу са дефинисаним критеријумом, извршена је анализа квалитета оклапања за разматране типове оклопа.
Датум прихватања теме, ДП:	20.3.2009.
Датум одбране, ДО:	



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

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Чланови комисије, КО:	Председник:	Др Славољуб Алексић, редовни професор Електронски факултет, Ниш УНО: теоријска електротехника	Потпис ментора
	Члан:	Др Вера Бајовић, ванредни професор ФТН Нови Сад, УНО: теоријска електротехника	
	Члан:	Др Анамарија Јухас, ванредни професор ФТН Нови Сад, УНО: теоријска електротехника	
	Члан:	Др Зоран Митровић, ванредни професор ФТН Нови Сад, УНО: електрична мерења	
	Члан:	Др Мирослав Прша, ванредни професор у пензији, ФТН Нови Сад, УНО: теоријска електротехника	
	Члан, ментор:	Др Неда Пекарић-Нађ, редовни професор ФТН Нови Сад, УНО: теоријска електротехника	

Образац Q2.НА.06-05- Издање 1



UNIVERSITY OF NOVI SAD • FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES
21000 NOVI SAD, Trg Dositeja Obradovića 6

KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monograph
Type of record, TR :	Printed text
Contents code, CC :	Ph. D. Thesis
Author, AU :	Dejana Herceg, M. Sc.
Mentor, MN :	Prof. Neda Pekarić-Nadž, Ph. D. EE
Title, TI :	Modelling of air-core measuring transformers with ferromagnetic shield
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian
Country of publication, CP :	Republic of Serbia
Locality of publication, LP :	Vojvodina
Publication year, PY :	2015
Publisher, PB :	Autor's reprint
Publication place, PP :	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, 21000 Novi Sad
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	(8/159/142/29/133/0/3)
Scientific field, SF :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, SD :	Theoretical Electromagnetics
Subject/Key words, S/KW :	Modeling of air-core measuring transformers, ferromagnetic shielding, determination of magnetic properties of ferromagnetic materials, FEM
UC	
Holding data, HD :	Library of the Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, 21000 Novi Sad
Note, N :	no
Abstract, AB :	In this thesis a method for examining the effects of shielding on a coreless measuring transformer from the standpoint of transformer linearity and EM radiation shielding is developed. A parametric model of the shield and the coreless measuring transformer is constructed. Measurements of magnetic properties of ferromagnetic materials were performed; a new analytical model of hysteresis is developed; magnetization curves and permeability of the materials are determined. Based on numerical and experimental results, and using the defined criterion, the analysis of shielding quality of the considered shield types was performed.
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	20.3.2009.
Defended on, DE :	



UNIVERSITY OF NOVI SAD • FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES
21000 NOVI SAD, Trg Dositeja Obradovića 6

KEY WORDS DOCUMENTATION

Defense Board, DB:	President:	Prof. Slavoljub Aleksić, Ph. D. EE University of Niš, Faculty of electronics, Niš	Mentor's signature
	Member:	prof. Vera Bajović, Ph. D. EE University of Novi Sad, Faculty of Technical sciences, Novi Sad	
	Member:	prof. Anamarija Juhas, Ph. D. EE University of Novi Sad, Faculty of Technical sciences, Novi Sad	
	Member:	prof. Zoran Mitrović, Ph. D. EE University of Novi Sad, Faculty of Technical sciences, Novi Sad	
	Member:	prof. Miroslav Prša, Ph. D. EE University of Novi Sad, Retired from Faculty of Technical Sciences, Novi Sad	
	Member, Mentor:	prof. Neda Pekarić-Nadž, Ph. D. EE University of Novi Sad, Faculty of Technical sciences, Novi Sad	

Obrazac **Q2.HA.06-05**- Izdanje 1

Zahvalnice

Želim da se zahvalim svom mentoru, prof. dr Nedi Pekarić-Nadž, na pomoći, podršci i dragocenim savetima prilikom istraživanja i pisanja rada.

Zahvaljujem se prof. dr Miroslavu Prši na idejama i iskustvu koje je podelio sa mnom tokom izrade doktorske disertacije.

Zahvaljujem se Katedri za električna merenja na Fakultetu tehničkih nauka u Novom Sadu koja mi je omogućila da koristim njihovu laboratoriju i opremu za potrebe eksperimentalnih istraživanja.

Zahvaljujem se Katedri za teorijsku elektrotehniku Fakulteta za elektrotehniku i informacione tehnologije na Tehničkom univerzitetu u Ilmenau, koja mi je omogućila pristup njihovoj laboratoriji i softveru.

Zahvaljujem se prof. dr Zoranu Mitroviću, prof. dr Ivanu Župunskom i prof. dr Vladimiru Vujičiću, koji su mi svojim dragocenim savetima pomogli prilikom izvođenja eksperimenata.

Zahvaljujem se prof. dr Dragoslavu Hercegu na pomoći i savetima pri izradi disertacije.

Zahvaljujem se svim članovima Komisije, koji su svojim sugestijama, komentarima i savetima doprineli poboljšanju kvaliteta ove disertacije.

Želim da se zahvalim i svojoj porodici, koja je sve vreme bila uz mene.

Sadržaj

1	Uvod	1
1.1	Predmet, problem i cilj istraživanja	2
1.2	Stanje u oblasti istraživanja.....	3
1.3	Pregled ostvarenih rezultata	5
1.4	Pregled sadržaja disertacije	5
2	Merni transformatori	7
2.1	Uloga mernih transformatora	8
2.2	Transformatori bez feromagnetskog jezgra	9
2.3	Indukovana elektromotorna sila.....	10
2.4	Induktivnosti namotaja transformatora	11
2.5	Model mernog transformatora	14
2.5.1	Fizički model mernog transformatora	14
2.5.2	Numerički model baziran na primeni MKE.....	15
2.5.3	Model baziran na induktivnosti.....	16
2.6	Numerički i eksperimentalni rezultati.....	16
3	Transformatori bez jezgra sa feromagnetskim oklopom	21
3.1	Tehnike ispitivanja imunosti na magnetsko polje mrežne frekvencije	22
3.1.1	Nivoi testiranja	23
3.1.2	Oprema za testiranje.....	23
3.1.3	Sklop za testiranje	24
3.1.4	Procedura testiranja	25
3.2	Oklapanje	25
3.3	Određivanje ems oklopljenog transformatora.....	28
3.4	Analiza metodom konačnih elemenata	30
3.4.1	Primena COMSOL Multiphysics	31
3.5	Komponente ispitivanog sistema	31
3.5.1	Transformator bez feromagnetskog jezgra – merna sonda	31
3.5.2	Prsten za generisanje elektromagnetske smetnje	31
3.5.3	Oklopi.....	32
3.6	Ocena kvaliteta oklapanja	39
3.6.1	Koeficijent nelinearnosti	39
3.6.2	Efikasnost oklapanja	39
3.6.3	Kriterijum za ocenu kvaliteta oklapanja	42
4	Magnetska svojstva feromagnetskih materijala.....	45
4.1	Feromagnetski materijali.....	45

4.1.1	Klasifikacija feromagnetskih materijala	46
4.2	Magnetske karakteristike materijala	47
4.3	Merni metodi za određivanje magnetskih karakteristika materijala	50
4.3.1	Sklop sa prstenastim uzorkom	51
4.3.2	Epštajnov ram.....	54
4.4	Obrada merenih rezultata	56
4.5	Ispitivani uzorci.....	57
4.6	Rezultati merenja	60
5	Modelovanje histerezisa	69
5.1	Modeli histerezisa	69
5.2	Takačev model histerezisa	71
5.3	Modifikovani Takačev model – Padé aproksimacija.....	71
5.4	Numerički eksperiment.....	73
5.5	Kriterijumi za dobrotu fita	73
5.6	Poređenje rezultata.....	74
5.7	Teorijska verifikacija modifikovanog modela	76
6	Rezultati.....	79
6.1	Ispitivanje linearnosti transformatora	79
6.1.1	Jednoslojni otvoreni cilindrični oklop.....	80
6.1.2	Jednoslojni zatvoreni cilindrični oklop	85
6.1.3	Jednoslojni diskovi.....	89
6.1.4	Jednoslojni konusno-cilindrični oklop	94
6.1.5	Jednoslojni sferni i elipsoidni oklopi	96
6.2	Ispitivanje zaštite transformatora od smetnji	98
6.2.1	Jednoslojni otvoreni cilindrični oklop.....	98
6.2.2	Jednoslojni zatvoreni cilindrični oklop	100
6.2.3	Jednoslojni diskovi.....	102
6.2.4	Jednoslojni konusno-cilindrični oklopi.....	103
6.2.5	Jednoslojni sferni i elipsoidni oklopi	105
6.3	Ispitivanje višeslojnih oklopa.....	108
6.3.1	Višeslojni cilindrični oklopi – uticaj na linearnost transformatora	108
6.3.2	Višeslojni cilindrični oklopi – efikasnost oklapanja	111
7	Analiza rezultata	115
7.1	Oblik oklopa.....	116
7.2	Višeslojni oklopi	119
7.3	Završne napomene	120
8	Zaključak	123
	Literatura	125
	Prilog 1.	137
	Prilog 2.	143
	Prilog 3.	147

Skraćenice i oznake

Skraćenice

EM	Elektromagnetsko
ems	Elektromotorna sila
LT	Linearnost transformatora
MKE	Metod konačnih elemenata
THD	Ukupno harmonijsko izobličenje
ZT	Zaštita transformatora od smetnje

Oznake

ems	Ems na krajevima sekundara oklopljenog transformatora
ems_0	Ems na krajevima sekundara neoklopljenog transformatora usled struje primara
ems_{SM0}	Ems na krajevima sekundara neoklopljenog transformatora usled strane magnetske smetnje
i_p	Jačina struje primara
i_{SM}	Jačina struje prstena za generisanje smetnje (jačina struje smetnje)
k_{nlin}	Koeficijent nelinearnosti
$k_{smetnje}$	Koeficijent smetnje
k_{OC}	Koeficijent ocene uticaja oklopa
N_1	Broj zavojaka primarnog namotaja transformatora
N_2	Broj zavojaka sekundarnog namotaja transformatora

1 Uvod

Merenje visokih vrednosti naizmeničnih napona i jačina struja pomoću instrumenata koji su direktno uključeni u strujni krug zbog bezbednosti zahtevalo bi primenu glomaznih instrumenata. Pri većim naponima i jačinama struja takvo rešenje je nepraktično i skoro neizvodljivo. Zbog toga se upotrebljavaju transformatori koji smanjuju vrednosti merenih veličina na vrednosti prikladne za merenje. Takvi transformatori služe i da izoluju, odnosno, galvanski odvoje merni instrument od visokih vrednosti merenih napona i jačina struja, čime se istovremeno postiže da rukovanje mernim instrumentima bude bezbedno.

Merni transformatori se sastoje od međusobno odvojenih i izolovanih primarnih i sekundarnih namotaja i jezgra, koje je najčešće feromagnetsko. Primarni namotaji se priključuju u mereni strujni krug, a na sekundarni namotaj se priključuje merni instrument. Merni transformatori mogu biti strujni i naponski [1].

Prema evropskoj normi EN50160 dozvoljeno je da vrednost ukupnog harmonijskog izobličenja (THD, engl. Total Harmonic Distortion) bude do 8%, tako da se naponi i jačine struja u distributivnoj mreži, osnovne frekvencije 50 Hz, ne mogu posmatrati kao čisto sinusoidalni [2]. Merni transformatori sa jezgrom, koji se široko koriste, su zbog jezgra nelinearni uređaji i kao takvi nisu pogodni za merenje složenoperiodičnih signala. Zbog toga se mora razmotriti mogućnost upotrebe linearnih senzora napona i struje. Jedan takav linearni senzor je merni transformator bez feromagnetskog jezgra, o kom će biti reči u ovom radu.

Transformatori bez feromagnetskog jezgra su osetljivi na uticaj stranog magnetskog polja i zbog toga ih je potrebno oklopiti. Oklapanjem, odnosno ekranizacijom, menjaju se karakteristike transformatora. Nelinearnost transformatora bez feromagnetskog jezgra zbog uticaja feromagnetskog materijala oklopa je manja nego što je nelinearnost transformatora sa jezgrom.

Ekranizacija uređaja je postupak zatvaranja neke strukture u odgovarajući, najčešće feromagnetski i/ili provodni oklop. Ekranizacija je neophodna za zaštitu željenog uređaja od spoljašnjeg elektromagnetskog polja, kao i da zaštiti okolinu od uticaja uređaja. Oklapanje je veoma aktuelna oblast istraživanja, koja se intenzivno izučava. Postoji mnogo proizvođača ekrana, kao i veliki broj naučnih radova i патената u oblasti ekranizacije [3]-[6].

Oklopi se veoma često izrađuju od feromagnetskih materijala koji usled manje magnetske otpornosti kanališu magnetski fluks. Zavisno od debljine, ti materijali imaju mogućnost snažnog smanjivanja uticaja stranog elektromagnetskog (EM) polja ukoliko nisu u zasićenju. Nasuprot tome, u zasićenju, njihov uticaj na smanjenje jačine stranog

polja više nije značajan, bez obzira na debljinu. Iz tog razloga je važno poznavati osobine feromagnetskih materijala od kojih se prave oklopi.

1.1 Predmet, problem i cilj istraživanja

Problem istraživanja ove doktorske disertacije je kako dizajnirati oklopljeni merni transformator tako da se u što većoj meri smanji uticaj elektromagnetskih smetnji i u isto vreme u što većoj meri očuva linearnost merenja.

Potreba za mernim transformatorima je velika i opšte prisutna. Pored merenja napona i jačina struja na osnovnoj frekvenciji, postoji i potreba za merenjem harmonika koje ove veličine sadrže [7], [2].

Vazdušni merni transformator se može uspešno primeniti u električnim sklopovima za merenje harmonika, poput merila harmonika opisanog u [8]-[11].

Oklapanjem se u određenoj meri narušava linearnost mernog transformatora, pa se prilikom modelovanja i optimizacije oblika feromagnetskog oklopa mora obratiti posebna pažnja da se postigne zadovoljavajuće rešenje, kao kompromis između dva kontradiktorna zahteva:

- očuvati linearnost transformatora bez feromagnetskog jezgra i
- zaštititi transformator od spoljnih elektromagnetskih smetnji.

Predmet istraživanja doktorske disertacije se sastoji iz nekoliko osnovnih celina:

- ispitivanje neoklopljenog mernog transformatora bez jezgra i uspostavljanje referentnih vrednosti napona i magnetskog polja,
- ispitivanje karakteristika feromagnetskih materijala i
- ispitivanje različitih vrsta oklopa mernog transformatora bez jezgra, u pogledu efikasnosti oklapanja, radi zaštite od uticaja stranog EM polja i nelinearnosti transformatora koja je posledica oklapanja, a koja direktno utiče na kvalitet merenja napona ili jačina struje.

Cilj istraživanja je:

- predložiti i razviti postupak za ispitivanje uticaja oklopa na transformator bez feromagnetskog jezgra sa stanovišta linearnosti transformatora i zaštite transformatora od uticaja elektromagnetske smetnje,
- izmeriti histerezisne petlje razmatranih feromagnetskih materijala, dati modele takvih petlji, pomoću kojih se određuju drugi parametri materijala potrebni za modelovanje oklopa,
- kreirati modele oklopa i transformatora i
- definisati kriterijum ocene kvaliteta oklapanja i izvršiti analizu rezultata prema datom kriterijumu.

1.2 Stanje u oblasti istraživanja

Giambattista della Porta je još 1589. godine otkrio da magnetsko polje ne prolazi kroz sloj feromagnetika [12]. Međutim, prvi pomaci u teoriji su načinjeni tek tri veka kasnije, kada je Rücker 1894. godine dao teorijski opis i proračun sfernog oklopa [4], [13]. Kasnije su se pojavili zanimljivi radovi Willsa, Kinga, Gustafsona koji su se bavili razvojem statičkog i dinamičkog oklapanja [14], [15], [16]. Višeslojni oklopi se razmatraju u radovima [17]-[22]. Esmarch je eksperimentalno ispitivao varijacije efikasnosti oklapanja duž ose otvorenih višeslojnih cilindričnih oklopa [23]. Efikasnost oklopa u vremenski promenljivim elektromagnetskim poljima je prvi proučavao Schelkunoff [24]. Albach i Voss su razvili tehniku za poboljšanje zaštite od niskofrekvencijskih polja [4], [25].

Broj radova koji se odnose na kvazistatičko oklapanje feromagnetskim i/ili provodnim materijalima je toliko veliki da skoro nije moguće prikupiti i prikazati svu dostupnu literaturu. Iz literature, koju je autor uspeo da prikupi, izabrani su i prikazani radovi koji su autoru pomogli u izradi ove disertacije i savladavanju problema iz domena teorije i prakse.

Pionirski doprinos u teorijskom izučavanju osobina oklopa je dao Mager 1968. godine za jednoslojne cilindrične oklope, a dve godine kasnije je proširio rezultate na dvoslojne sisteme [3], [26]. Gubser i dr. su predložili opštu formulu za višeslojne osno simetrične oklope, koju je kasnije pojednostavio Dubbers [27], [22]. Analitička rešenja data su u radovima za jednoslojni cilindrični oklop [28], dvoslojne i višeslojne duge cilindre [29], [30]. Hoburg je identifikovao osnovne mehanizme oklapanja, prikazao ih je na dugačkim cilindrima sa otvorenim krajevima, kratkim cilindrima sa zatvorenim krajevima, sferama i drugim strukturama, za jednoslojne i višeslojne oklope i za datu debljinu oklopa identifikovao je optimalan broj slojeva [6], [31], [32].

Višeslojni cilindrični oklopi su razmatrani u [4], [33], a višeslojni planarni oklopi u [34], [35] i [36]. Dizajniranje višeslojnih oklopa je izvedeno primenom optimizacionog postupka u radovima [37] i [38].

Drugačiji pristupi računanju magnetske efikasnosti oklapanja provodnim i feromagnetskim materijalima dati su u [39] i [5], dok je u radu [40] predložen *circuit method* (CM) koji zamenjuje oklop setom magnetski spregnutih strujnih elemenata, a potom su CM i metod konačnih elemenata (MKE, engl. Finite element method) korišćeni pri ispitivanju provodnih i nelinearnih feromagnetskih oklopa. U radu [41] autor se bavi određivanjem indukovanih struja u provodnom cilindričnom oklopu kojim se oklapa solenoid, a pomoću Vilerove formule i indukovanih struja se potom dalje određuje samoinduktivnost oklopljenog solenoida.

MKE je korišćen u mnogim radovima poput [42], gde su jednostavnije strukture rešavane analitički, a složenije primenom MKE, za oklope od provodnog i feromagnetskog materijala. Interesantan je rad [43] u kojem se analiziraju feromagnetski i provodni materijali pomoću MKE i merenjem, daje pregled za različite

kompozicije višeslojnih oklopa i zaključak je da se bolje performanse oklopa postižu kada je provodni sloj višeslojnog oklopa postavljen bliže izvoru polja.

Najčešće se u radovima analiziraju oklopi tipa ploče, cilindara i sfere. Sferni oklopi imaju najbolje performanse, ali je njihova izrada komplikovana. Uglavnom su povoljniji oblici koji nemaju oštre ivice i uglove, jer su to mesta gde se rasipa magnetski fluks. U radu [44] je analiziran oklop u obliku osmougone prizme, a u [45] konusni oklop.

Iako postoji velik broj radova o ekranizaciji, relativno mali broj njih se bavi oklapanjem transformatora i kalemova bez feromagnetskog jezgra. Solenoidi oklopljeni cilindrom izučavaju se u radovima [46], [41] i [5]. Izraz za induktivnost oklopljenih cilindričnih vazdušnih solenoida dat je u [46]. Proračuni otpornosti i induktivnosti komponenti bez jezgra mogu se izvesti analitičkim pristupom ili MKE, ali da oni nisu jednostavni, navodi se u [47] i [48].

U [49], [50] i [7] analizira se način korišćenja metoda konačnih elemenata, MKE, za nalaženje parametara transformatora u širokom frekvencijskom opsegu.

Dizajn vazdušnog transformatora sa koaksijalnim cilindričnim ekranom opisan je u [51], a koeficijenti međusobne induktivnosti vazdušnog transformatora su prikazani u [52]. Primenom klasične EM teorije analiziran je vazdušni transformator, a potom je njegov prototip proučavan u laboratoriji [53].

Eksperimentalni metodi za određivanje magnetskih karakteristika se razmatraju detaljno uglavnom u literaturi o magnetizmu. Knjige [54], [55], [56] i [1] daju mogo detalja o određivanju karakteristika feromagnetskih materijala. Radovi koji su u potpunosti posvećeni magnetskim merenjima su [55] i [56]. Odgovarajući standardi iz grupe ASTM i IEC standarda propisuju opremu i postupke za određivanje magnetskih karakteristika, a posebno za meke magnetske materijale izložene vremenski konstantnom magnetskom polju ili polju frekvencije 50 Hz ili 60 Hz [57], [58]. Feromagnetski materijali su ispitivani u doktorskim disertacijama [59]-[62]. O karakteristikama feromagnetskih materijala se može naći u [57], [63]-[66], a o izotropnim i anizotropnim materijalima u [67] i [68].

O mernim metodama baziranim na sklopu sa prstenastim uzorkom govori se u [66], [69], [70], a o Epštajnovom okviru u [1], [58], [59], [71]-[75].

U brojnim radovima se izučavaju razni modeli histerezisa i njihove primene. Preisachov model histerezisa jedan je od najstarijih i najčešće korišćenih modela [76]. U knjigama [77], [78] i [66] opisani su histerezisni fenomeni i modeli histerezisa. Na Takačevom modelu histerezisa, opisanog u [79], zasnovani su radovi [80]; o dinamičkom Takačevom modelu govori se u [81], [82], a o primeni poboljšanog Takačevog modela u [83].

Primena Padé aproksimacije na inverznim Langevinovim funkcijama data je u [84], a neki drugi pristupi aproksimacijama sa inverznim Langevinovim funkcijama u [85].

Jiles-Atherton model histereza je opisan u [86], a o problemima i načinima određivanja parametara histereza govori se u [87], [88], [89].

1.3 Pregled ostvarenih rezultata

Ova disertacija je rezultat višegodišnjeg naučno-istraživačkog rada autora na problemima oklapanja transformatora [11], [90]-[103] i ispitivanja magnetskih karakteristika feromagnetskih materijala [104]-[113]. Prema autorovim saznanjima, imajući u vidu dostupnu naučnu literaturu, predložene ideje i modeli predstavljaju originalni doprinos.

Ključni rezultati disertacije su naučno-stručno verifikovani i publikovani u međunarodnom časopisu IEEE Transactions on Magnetics, [113]. Radovi iz oblasti disertacije su predstavljeni na međunarodnim konferencijama i skupovima, [90]-[93], [96], [97], [99], [101], [103], [105], [108], [112].

1.4 Pregled sadržaja disertacije

Ova doktorska disertacija podeljena je u osam poglavlja.

U uvodnom delu opisan je predmet, problem i cilj istraživanja, dat je pregled stanja u oblasti istraživanja i pregled ostvarenih rezultata.

U drugom poglavlju dat je pregled i značaj mernih transformatora. Date su teorijske osnove, fizički i numerički model mernog transformatora bez feromagnetskog jezgra. Prikazani su numerički i eksperimentalni rezultati i uspostavljene su referentne vrednosti ispitivanjem neoklopljenog mernog transformatora bez feromagnetskog jezgra.

U trećem poglavlju naveden je postupak ispitivanja imunosti na magnetska polja, date su teorijske osnove i kreirani su parametarski modeli oklopljenog transformatora bez jezgra. U istom delu prikazane su geometrije struktura svih razmatranih oklopa, definisani su koeficijenti koji se koriste u postupku ispitivanja uticaja oklopa na linearnost transformatora (LT) i zaštitu transformatora (ZT) i dat je kriterijum za ocenu kvaliteta oklapanja.

U četvrtom poglavlju opisani su feromagnetski materijali i njihove magnetske karakteristike. Prikazani su merni sklopovi za merenje magnetskih karakteristika feromagnetskih materijala i dati su numerički obrađeni rezultati merenja histerezisnih petlji ispitivanih uzoraka. Na osnovu izmerenih histerezisnih petlji, određene su permeabilnosti i $B-H$ krive raspoloživih materijala. Ispitivane karakteristike uzoraka su grafički prikazane.

Peto poglavlje se bavi matematičkim modelovanjem histeresisa feromagnetskih materijala. Prikazan je novi model histerezisa baziran na Padé aproksimacijama Takačevog modela. Formiranjem modela histerezisa omogućava se da se mereni podaci lakše memorišu u bazi podataka materijala i kasnije koriste u proračunima i analizi problema sa feromagnetskim materijalima.

Šesta glava sadrži prikaze rezultata simulacija i merenja za oklope navedene u četvrtoj glavi. U prvom delu šeste glave su dati numerički i eksperimentalni rezultati ispitivanja jednoslojnih oklopa u pogledu linearnosti i zaštite transformatora od spoljašnje smetnje, a u drugom delu rezultati ispitivanja višeslojnih oklopa.

U sedmoj glavi je izvršena analiza rezultata prema datom kriterijumu ocene kvaliteta oklapanja, a zaključak je dat u osmoj glavi.

2 Merni transformatori

Ispravan rad i životni vek električnih uređaja zavise od kvaliteta električne energije. U idealnim uslovima naponi i jačine struja u električnim mrežama su prostoperiodični, odnosno sinusoidalni, osnovne frekvencije 50 Hz, odnosno 60 Hz. U savremenim električnim mrežama, zbog prisustva sve većeg broja uređaja energetske elektronike, dolazi do izobličenja napona i jačina struja, a prisustvo viših harmonika je sve izrazitije. Ovakvi realni naponi i jačine struja više nisu sinusoidalni, već složenoperiodični sa sve većim sadržajem viših harmonika, te se mogu nazvati zaprljanim. U zaprljanim električnim mrežama je neophodno pratiti frekvenciju, amplitudu, kao i talasni oblik napona.

Evropski standard EN 50160 [2] opisuje električnu energiju kao proizvod i uz to razmatra sve njene nedostatke. Ovaj standard daje najvažnije karakteristike napona na potrošačkim priključcima u javnoj niskonaponskoj i sredjenaponskoj mreži pod normalnim radnim uslovima. Svrha ovog standarda je da utvrdi i opiše karakteristike distributivnog napona u pogledu frekvencije, srednje, efektivne i maksimalne vrednosti, vremenskog oblika i simetrije triju napona faznih provodnika. Zbog toga se svi akti, u kojima se definišu pokazatelji kvaliteta električne energije isporučene potrošačima obično donose od strane državnih organa ili stručnih organizacija u vidu zakona i regulativa. U njima se kvantitativno definišu pojedini pokazatelji kvaliteta i dozvoljeni opsezi njihove promene. Standard SRPS EN 50160-2012 dozvoljava izobličenje napona mreže do 8% ukupnog harmonijskog izobličenja [2].

U današnje vreme se za merenje napona najčešće koriste merni transformatori sa feromagnetskim jezgrom ili merni pretvarači bez feromagnetskog jezgra, kao što su naponski razdelnici ili optički merni pretvarači. Otpornički razdelnici ne obezbeđuju galvansko odvajanje i zato nisu pogodni za merenje na višim naponskim nivoima. Merni transformatori sa jezgrom nisu pogodni za merenje složenoperiodičnih napona. Nelinearnost koju oni unose u postupak merenja je prisutna i kada je mereni napon čisto prostoperiodičan, a efekat je još izraženiji u slučajevima merenja složenoperiodičnih napona, kada su prisutni viši harmonici.

Za merenje napona mreže pogodniji su transformatori bez feromagnetskog jezgra koji se zovu i vazdušni transformatori. Njihova glavna karakteristika je linearnost, a najveći nedostatak je osetljivost na uticaj nepoznatih, vremenski promenljivih EM polja koja postoje u okruženju i čiji nivo neprestano raste zbog sve većeg elektromagnetskog zagađenja. Ovi transformatori obezbeđuju galvansko odvajanje, ali je magnetsko polje koje stvara struja u primarnom namotaju transformatora daleko manjeg intenziteta u odnosu na transformatore sa feromagnetskim jezgrom, pri istim uslovima rada. Zbog toga transformatori bez jezgra moraju imati namotaje sa velikim brojem zavojaka.

Međutim, imunost na strana EM polja opada sa porastom broja zavojaka. Transformatori bez jezgra se zbog toga moraju oklopiti i najčešće se za izradu oklopa koriste feromagnetski materijali. Oklapanjem se u određenoj meri menjaju karakteristike transformatora.

Ispitivanjem transformatora bez feromagnetskog jezgra je učinjen korak ka preciznijem merenju složenoperiodičnih napona. U ovoj glavi su izložene osnovne karakteristike transformatora bez feromagnetskog jezgra, a u narednoj glavi su opisani oklopljeni transformatori.

2.1 Uloga mernih transformatora

Merni transformatori transformišu visoke vrednosti napona i jačina struja, proporcionalno i u fazi, u niske vrednosti napona i jačina struja pogodne za primenu u mernoj i zaštitnoj tehnici, kao i za merenje i snimanje transmitovane snage. Pored toga, oni električno izoluju mernu ili zaštitnu opremu od visokih napona u elektroenergetskim postrojenjima [1].

Direktno priključivanje uređaja za praćenje i zaštitu elektroenergetskog sistema na vodove visokog napona zahtevalo bi izgradnju vrlo skupih i velikih mernih instrumenata i releja (velike dimenzije instrumenata zbog izolacije) i velikih jačina struja (velika površina poprečnog preseka provodnika i sile velikog intenziteta između provodnika), što bi bilo veoma nepraktično i gotovo neizvodljivo. Umesto toga koriste se merni transformatori koji merene napone i jačine struja snižavaju na vrednosti koje se mogu meriti instrumentima namenjenim za niže vrednosti nazivnih napona i jačina struja. Merni transformatori galvanski odvajaju merne instrumente od visokih napona u merenom krugu, tako da rukovanje njima postaje bezbedno.

Merni transformatori se mogu podeliti u više kategorija i to: prema veličini koju transformišu (strujne i naponske), prema mestu ugradnje (unutrašnja i spoljašnja montaža), tipu glavne izolacije (papir impregniran uljem, epoksidne smole, plin SF₆) i principu rada. Prema principu rada transformatori mogu biti induktivni strujni, optički sa Faradejevim efektom, konvencionalni, sa kalemom Rogovskog, sa Holovim efektom, induktivni naponski, kapacitivni naponski, optički sa Pokelsovim efektom, otpornički i RC razdelnik i kombinovani [1].

Strujni merni transformatori se mogu posmatrati kao transformatori čiji je primar u kratkom spoju sa punom nominalnom snagom kroz njegovu primarnu stranu. Strujni transformatori mogu imati nekoliko sekundarnih namotaja sa feromagnetski odvojenim jezgrima sa istim ili drugačijim karakteristikama. Zbog rizika od visokih prenapona strujni transformatori ne smeju imati otvorene krajeve sekundara već krajevi sekundara moraju da budu kratko spojeni ili da budu opterećeni mernom opremom. Naponski transformatori sadrže jedno feromagnetsko jezgro i obično su dizajnirani tako da sekundar ima vrlo malo zavojaka. Strujni i naponski transformatori se razlikuju i po broju zavojaka. Broj zavojaka primarnog namotaja naponskog transformatora je veliki, a broj zavojaka sekundarnog namotaja je mali. Kod strujnih transformatora je situacija

obrnuta, veliki broj zavojaka sekundarnog namotaja i mali broj zavojaka primarnog namotaja.

Merni transformatori moraju verno prenositi primarne veličine na sekundar. Važno je da se transformacijom vrednosti merenih napona ili jačina struje zadrži tražena minimalna tačnost, kako bi se merena vrednost mogla pouzdano dalje koristiti. Greške mernih transformatora zbog naglih promena amplituda ili zbog pojava prelaznih stanja mogu uzrokovati nepotrebnu, zakasnelu ili preranu aktivaciju zaštite. Veza između potreba korisnika koji određuje vrstu merenja ili zaštite i proizvođača transformatora postoji preko IEC standarda, koji definišu karakteristike mernih transformatora, za: strujne IEC 60044-1, induktivne naponske IEC 60044-2, kombinovane naponske IEC 60044-3, kapacitivne naponske IEC 60044-5, strujne pri prelaznim stanjima IEC 60044-6, elektronske naponske IEC 60044-7 i elektronske strujne IEC 60044-8. Nazivne vrednosti mernog transformatora određene su njegovim položajem u postrojenju, naponskim nivoom, vrednostima jačina struja kratkih spojeva, prenosnim odnosom i njegovom namenom.

Odnosi transformacije napona, jačina struja i impedansi za idealan transformator su dati u tabeli 2.1 [114]. Prenosni odnos transformatora je odnos broja zavojaka primarnog N_1 i sekundarnog namotaja N_2 .

Tabela 2.1. Odnosi transformacije kod idealnog transformatora

Odnos napona	Odnos jačina struja	Odnos impedansi
$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}$	$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1}$	$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$

2.2 Transformatori bez feromagnetskog jezgra

Merni transformatori koji se koriste u praksi su najčešće sa feromagnetskim jezgrom. Međutim, takvo rešenje, zbog nelinearnosti korišćenog magnetskog materijala unosi nelinearnost i u ceo proces merenja, posebno u situacijama kada mereni napon nije čisto sinusoidalno, odnosno kada sadrži više harmonike. Praksa nameće zahtev da merni transformator bude što linearniji, da bi izmerena veličina bila što preciznije određena. Iz tog razloga se koriste transformatori bez feromagnetskog jezgra. Ovi transformatori su poznati i kao vazdušni transformatori ili transformatori bez jezgra. Sastoje se od primarnog namotaja (primar) i sekundarnog namotaja (sekundar) na jezgru koje nije ni provodno ni magnetsko. Poznato je da su, kada se radi o transformatorima velikih snaga, vazdušni transformatori manje efikasni od transformatora sa feromagnetskim jezgrom zbog velike reluktanse vazduha [115]. Vazdušni transformatori se mogu uspešno koristiti kada je reč o malim snagama. Prednost ovih transformatora nad transformatorima sa jezgrom je u tome što nema histerezisnih gubitaka kao ni gubitaka usled vrtložnih struja. Još jedna značajna prednost je i njihova linearnost. Ulazni mereni napon se u istom odnosu prenosi na sekundar nezavisno od frekvencije.

2.3 Indukovana elektromotorna sila

Elektromagnetski fenomeni se mogu modelovati polazeći od Maksvelovih jednačina [116],

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -\partial \vec{B} / \partial t, & \nabla \cdot \vec{D} &= \rho, \\ \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} + \partial \vec{D} / \partial t, & \nabla \cdot \vec{B} &= 0.\end{aligned}\quad (2.1)$$

Pored ove četiri jednačine, koristi se i jednačina kontinuiteta,

$$\nabla \cdot \vec{J} = -\partial \rho / \partial t.$$

Veličine koje figurišu u Maksvelovim jednačinama su povezane preko dobro poznatih konstitutivnih relacija,

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P}, \quad \vec{H} = \vec{B} / \mu_0 - \vec{M} \quad \text{i} \quad \vec{J} = \sigma \vec{E}.$$

U navedenim izrazima figurišu permitivnost vakuuma ε_0 , permeabilnost vakuuma μ_0 , specifična provodnost σ , zapreminska gustina naelektrisanja ρ i vektori: električnog pomeraja \vec{D} , jačine električnog polja \vec{E} , električne polarizacije \vec{P} , jačine magnetskog polja \vec{H} , magnetske indukcije \vec{B} , magnetizacije \vec{M} i gustine struje \vec{J} .

U slučaju niskih frekvencija, kada je ispunjen uslov kvazistatičnosti EM polja, struje pomeraja se mogu zanemariti jer su mnogo manjeg intenziteta od intenziteta konduccionih struja. U slučaju kvazistatičkih EM polja za linearne sredine i prostoperiodične izvore iste frekvencije, jednačine (2.1) mogu se zapisati u kompleksnoj notaciji,

$$\begin{aligned}\nabla \times \underline{\vec{E}} &= -j\omega \underline{\vec{B}}, & \nabla \cdot \underline{\vec{D}} &= \underline{\rho}, \\ \nabla \times \underline{\vec{H}} &= \underline{\vec{J}}, & \nabla \cdot \underline{\vec{B}} &= 0.\end{aligned}\quad (2.2)$$

Kada se u jednačine (2.2), koje sadrže kompleksne vektore $\underline{\vec{H}}$ i $\underline{\vec{D}}$, uvrste izrazi pomoću kojih se uvode kompleksni električni skalar i magnetski vektor potencijal,

$$\underline{\vec{H}} = \underline{\vec{B}} / \mu = (\nabla \times \underline{\vec{A}}) / \mu \quad \text{i} \quad \underline{\vec{D}} = \varepsilon \underline{\vec{E}} = \varepsilon (-\nabla \underline{V} - j\omega \underline{\vec{A}})$$

i primeni Lorencov uslov $\nabla \cdot \underline{\vec{A}} = -\varepsilon \mu \partial \underline{V} / \partial t$, dobijaju se parcijalne diferencijalne jednačine u kojima figurišu kompleksni magnetski vektor potencijal $\underline{\vec{A}}$ i kompleksni električni skalar potencijal, \underline{V} . Kompleksna parcijalna diferencijalna jednačina, čije rešenje je kompleksni magnetski vektor potencijal je

$$\Delta \underline{\vec{A}} - j\omega \mu \sigma \underline{\vec{A}} = -\mu \underline{\vec{J}}.\quad (2.3)$$

U ovoj disertaciji analizira se transformator cilindričnog oblika (videti deo 2.6), pa se problem može rešavati kao dvodimenzionalan osno simetričan sa strujama kod kojih postoji samo φ komponenta vektora gustine struje. Ako u domenu u kome se određuje

magnetski vektor potencijal postoji samo jedna sredina opisana parametrima ε_0 , μ_0 i $\sigma = 0$, izraz (2.3) prelazi u skalarnu parcijalnu diferencijalnu jednačinu,

$$\Delta \underline{A}_\varphi = -\mu_0 \underline{J}_\varphi$$

odnosno, u cilindričnom koordinatnom sistemu,

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \underline{A}_\varphi}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \underline{A}_\varphi}{\partial z^2} = -\mu_0 \underline{J}_\varphi. \quad (2.4)$$

Kompleksni magnetski vektor potencijal određuje se u domenu od interesa rešavanjem jednačine (2.4) primenom MKE. Nakon određivanja vektora $\vec{\underline{A}}$, može se pristupiti određivanju elektromotorne sile na krajevima sekundara.

Kompleksni vektor jačine indukovano električnog polja određen je izrazom,

$$\vec{\underline{E}}_{ind} = -j\omega \vec{\underline{A}}.$$

Za osno simetričan problem u kome postoje samo φ komponenta vektora gustine struje, kompleksni vektor jačine indukovano električnog polja ima samo komponentu φ ,

$$\underline{E}_{ind_ \varphi} = -j\omega \underline{A}_\varphi. \quad (2.5)$$

Moduo kompleksne indukovane elektromotorne sile na krajevima jednog zavojka sekundarnog namotaja transformatora iznosi,

$$ems_{zav} = 2\pi r E_{ind_ \varphi}. \quad (2.6)$$

Ukupna elektromotorna sila, ems , na sekundarnom namotaju određuje se kao suma elektromotornih sila svih zavojaka sekundara,

$$ems = \sum_{i=1}^{N_2} ems_{zav}, \quad (2.7)$$

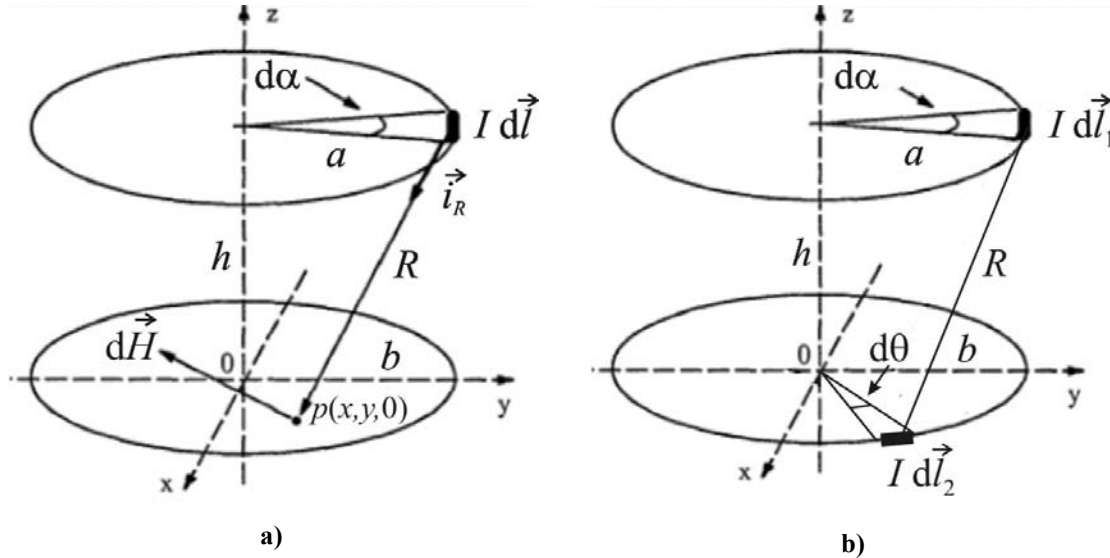
gde je N_2 broj zavojaka sekundara.

2.4 Induktivnosti namotaja transformatora

Da bi se ispitale performanse vazdušnog cilindričnog transformatora sa aksijalno raspoređenim namotajima mogu se, polazeći od klasične elektromagnetske teorije, razviti matematičke relacije za samoinduktivnosti i međusobnu induktivnost primara i sekundara.

U ovom radu prikazana su dva načina za određivanje međusobne induktivnosti primarnog i sekundarnog namotaja transformatora: kao odnos ukupnog magnetskog fluksa koji primarni namotaj stvara na mestu sekundarnog namotaja i jačine struje kroz primar ili pomoću Nojmanovog obrasca.

Da bi se odredila ukupna međusobna induktivnost primara i sekundara preko fluksa, prvo se određuje međusobna induktivnost dve strujne kružne konture. Potrebno je odrediti magnetski fluks koji stvara jedan kružni zavojak sa strujom kroz površ drugog kružnog zavojka, koji je pomeren vertikalno, slika 2.1 a).



Slika 2.1 Dve kružne strujne konture

Strujni element $I d\vec{l}_1$ prve konture, prema Bio-Savarovom zakonu, stvara u vazduhu u proizvoljnoj tački p sa koordinatama $(x, y, 0)$ elementarni vektor magnetske indukcije:

$$d\vec{B} = \mu_0 d\vec{H} = \mu_0 \frac{I d\vec{l}_1 \times \vec{i}_R}{4\pi R^2},$$

gde su jednični vektor \vec{i}_R i rastojanje R označeni na slici 2.1 a).

Linijski integral po celom gornjem prstenu određuje vektor magnetske indukcije u tački $p(x, y, 0) \equiv p(r, \theta, 0)$. Fluks kroz površ koja se oslanja na donji prsten je,

$$\Phi = \Phi(a, b, h) = \frac{\mu_0 I a}{4\pi} \int_0^b \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{r^2 (\sin \alpha \sin \theta + \cos \alpha \cos \theta) - ar}{\left[(a \cos \alpha - r \cos \theta)^2 + (a \sin \alpha - r \sin \theta)^2 + h^2 \right]^{3/2}} d\alpha d\theta dr,$$

gde su α i θ uglovi koji određuju položaj strujnog elementa i tačke p , a i b poluprečnici strujnih kontura i h rastojanje između kontura.

Međusobna induktivnost kalemova cilindričnog transformatora se određuje polazeći od fluksa koji stvara jedan zavojak sa strujom kroz površ drugog zavojka,

$$M = \frac{1}{I} \sum_{j=1}^{N_2} \sum_{i=1}^{N_1} \Phi(a_i, b_j, h_{ij}),$$

gde su N_1 i N_2 broj zavojaka kalemova, a_i i b_j su poluprečnici kontura i i j , a h_{ij} je rastojanje između kontura i i j .

Međusobna induktivnost dve kružne strujne konture može se odrediti pomoću Nojmanovog obrasca [117]. Polazeći od izraza za magnetski vektor potencijal,

$$d\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I d\vec{l}_1}{R},$$

međusobna induktivnost kontura sa slike 2.1 b) je

$$\begin{aligned} M_{kontura} &= \frac{\Phi}{I} = \frac{1}{I} \oint_{prsten2} \oint_{prsten1} d\vec{A} \cdot d\vec{l}_2 = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{prsten2} \oint_{prsten1} \frac{d\vec{l}_1 \cdot d\vec{l}_2}{R} = \\ &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{ab \cos \alpha}{\sqrt{h^2 - 2ab \cos \alpha + a^2 + b^2}} d\alpha d\theta \end{aligned}$$

Međusobna induktivnost dve kružne konture se može dati u sledećoj formi [118], [119],

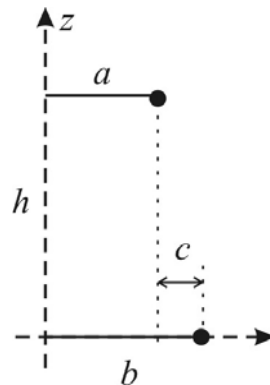
$$M_{kontura} = \mu_0 \sqrt{ab} \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) F - \frac{2}{k} E \right], \quad (2.8)$$

$$k = \frac{2\sqrt{ab}}{\sqrt{(a+b)^2 + h^2}}$$

gde su F i E eliptički integrali prve i druge vrste. Maksvel je dao izraz za međusobnu induktivnost dve strujne kružne koaksijalne konture i u formi konvergentnog reda,

$$\begin{aligned} M_{kontura}(a, c, h) &= \mu_0 a - \left[\left(1 + \frac{c}{2a} + \frac{c^2 + 3h^2}{16a^2} - \frac{c^3 + 3ch^2}{32a^3} + \dots \right) \log \frac{8a}{\sqrt{c^2 + h^2}} - \right. \\ &\quad \left. - \left(2 + \frac{c}{2a} - \frac{3c^2 - h^2}{16a^2} + \frac{c^3 + 6ch^2}{48a^3} - \dots \right) \right], \quad (2.9) \end{aligned}$$

gde je $c = b - a$ razlika poluprečnika kontura (slika 2.2), a h rastojanje između kontura.



Slika 2.2 Osni presek dve kružne konture

Međusobna induktivnost primarnog i sekundarnog kalema cilindričnog transformatora je

$$M = \sum_{j=1}^{N_2} \sum_{i=1}^{N_1} M_{kontura} (a_i, b_j - a_i, h_{ij}), \quad (2.10)$$

gde je $M_{kontura}$ definisana izrazom (2.9), N_1 i N_2 su brojevi zavojava primarnog i sekundarnog kalema, a_i je poluprečnik konture i , b_j poluprečnik konture j i h_{ij} je rastojanje između kontura i i j . Izračunavanjem izraza (2.10) za zadate parametre N_1 , N_2 , a_i , b_j i h_{ij} razmatranog transformatora dobija se tražena veličina M .

Amplituda elektromotorne sile na krajevima sekundara se može odrediti na sledeći način

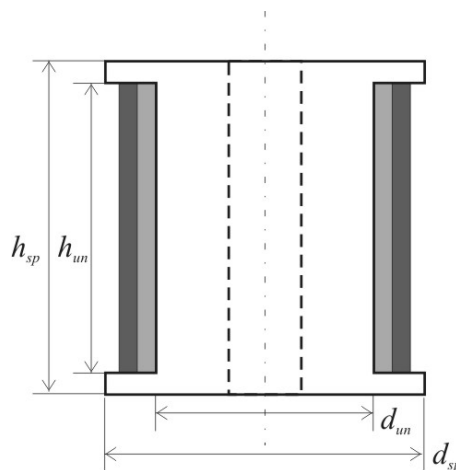
$$ems_0 = \omega I_m M, \quad (2.11)$$

gde je I_m amplituda jačine struje.

2.5 Model mernog transformatora

2.5.1 Fizički model

Polazeći od zahteva da transformacija merene veličine bude ista na osnovnoj frekvenciji kao i na višim frekvencijama, odnosno da transformator bude linearan, projektovan je transformator bez jezgra. Zbog nepostojanja feromagnetskog jezgra bilo je neophodno izabrati primarni i sekundarni namotaj sa velikim brojem zavojava. Radi mogućnosti ugradnje mernog transformatora u neki uređaj, izabran je transformator manjih dimenzija. Aksijalni presek cilindričnog transformatora prikazan je na slici 2.3. Primarni i sekundarni namotaji su označeni sivom bojom. Primarni namotaj je manjeg poluprečnika, a sekundarni većeg. Sekundar se nalazi oko primara, da bi bio obuhvaćen što veći deo magnetskog fluksa koji stvara primar. U praksi će broj zavojava primara i sekundara, kao i veličina transformatora, biti određeni potrebama krajnjeg korisnika.

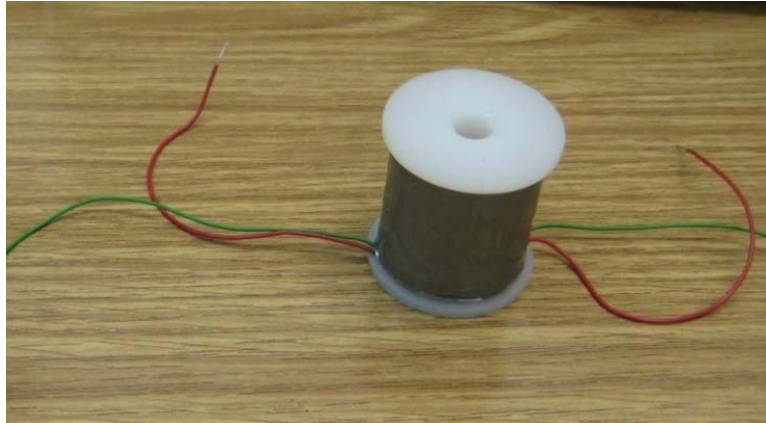


Slika 2.3 Poprečni presek mernog transformatora

Na cilindričnom neprovodnom i neferomagnetskom jezgru, čija je permeabilnost jednaka permeabilnosti vazduha, namotan je primarni namotaj sa N_1 zavojava lakirane

bakarne žice prečnika $D_{žice}$. Sekundarni namotaj, sa N_2 zavojaka, namotan je preko primarnog namotaja žicom istih karakteristika.

Za verifikaciju teorijskih rezultata konstruisan je prototip prikazan na slici 2.4. Na cilindričnom jezgru od termostabilne plastike, dimenzija $d_{un} = 30$ mm, $d_{sp} = 44$ mm, $h_{un} = 40$ mm i $h_{sp} = 46$ mm, prvo je namotano 1200 zavojaka primara, a zatim je na primarni namotaj namotano još 1200 zavojaka sekundara. Korišćena je lakom izolovana bakarna žica prečnika 0,2 mm.



Slika 2.4 Merni transformator

2.5.2 Numerički model baziran na primeni MKE

Određivanje indukovane elektromotorne sile na sekundaru transformatora izvedeno je simulacijama zasnovanim na primeni MKE pri rešavanju diferencijalne jednačine (2.4) po magnetskom vektor potencijalu. Za simulacije korišćen je softverski paket COMSOL Multiphysics [120]. Model transformatora je kreiran u okviru AC/DC modula sa *Magnetic Fields* interfejsom za 2D aksijalno simetrične probleme i izabran je *Frequency Domain Study Type* za rešavanje problema sa sinusnom pobudom. Rešavanjem diferencijalne jednačine (2.4), prvo je određen magnetski vektor potencijal, a potom i indukovana elektromotorna sila, definisana izrazom (2.7).

S obzirom da je poluprečnik žice mali, može se smatrati da je pri niskim frekvencijama raspodela struja približno ravnomerna po poprečnom preseku žice. Tada se kompleksni vektor gustine struje može smatrati konstantnim. *Geometrija modela* u COMSOL Multiphysics formira se crtanjem geometrijskih objekata. Zatim se posmatrana oblast, na osnovu geometrije modela, deli na domene i njihove granice, kojima se zatim dodeljuju fizičke osobine sredine, jednačine, početni uslovi, granični uslovi i ograničenja. Prilikom kreiranja geometrije kalema javlja se problem zbog velikog broja zavojaka. Naime, ako bi se svaki zavojak pojedinačno prikazao, geometrija kalema bi bila složena i sadržavala bi veliki broj objekata, što bi ekstremno povećalo vreme računanja i zauzeće memorije. Zbog toga se poprečni presek namotaja pojednostavljeno predstavlja jednom površi. Primarnom namotaju se dodeljuje konstantna vrednost gustine struje. Zbog pojednostavljenog prikaza namotaja mora se voditi računa da se domen namotaja poveže sa sredinom čiji su parametri ϵ_0 , μ_0 i specifična provodnost

$\sigma = 0$, a ne sa bakrom provodnosti $\sigma_{Cu} = 5,98 \cdot 10^7$ S/m, jer bi u tom slučaju raspodela struje usled površinskog efekta i efekta blizine bila neravnomerna.

Modelovanje transformatora u COMSOL Multiphysics je opisano detaljnije u narednoj glavi i u prilogu 2.

2.5.3 Model baziran na induktivnosti

Posmatra se model baziran na induktivnosti definisanoj izrazom (2.10). Određivanje međusobne induktivnosti primara i sekundara transformatora je opisano u poglavlju 2.4. Za potrebe određivanja međusobne induktivnosti napisan je kod, koji je dat u prilogu 3, u programskom paketu *Mathematica* [121]. Potom je, korišćenjem izraza (2.11), određena ems na krajevima sekundara neoklopljenog transformatora. Rezultati dobijeni primenom ovog modela upoređeni su sa rezultatima dobijenim primenom modela baziranog na MKE.

Radi verifikacije rezultata izvedena su i merenja u laboratoriji, na prototipu mernog transformatora sa slike 2.4, pri prostoperiodičnoj struji primara jačine 1 mA i frekvenciji koja je menjana u opsegu od 50 Hz do 2,5 kHz.

2.6 Numerički i eksperimentalni rezultati

Za određivanje indukovane elektromotorne sile na krajevima sekundara prvo, je primenjen model baziran na MKE. Izvršene su simulacije sa prostoperiodičnom strujom kroz primarni namotaj, jačine 1 mA i frekvencijom u opsegu od 50 Hz do 2,5 kHz. Računski određene vrednosti amplitude indukovane elektromotorne sile, ems_0 , na krajevima sekundara neoklopljenog transformatora bez feromagnetskog jezgra, prikazane su u tabeli 2.2.

Tabela 2.2. Numerički rezultati: ems_0 u funkciji frekvencije

f [Hz]	50	60	100	150	250	350	450	500	750	1000	1500	2000	2500
ems_0 [mV]	7,765	9,318	15,53	23,3	38,83	54,36	69,89	77,65	116,48	155,3	232,95	310,6	388,25

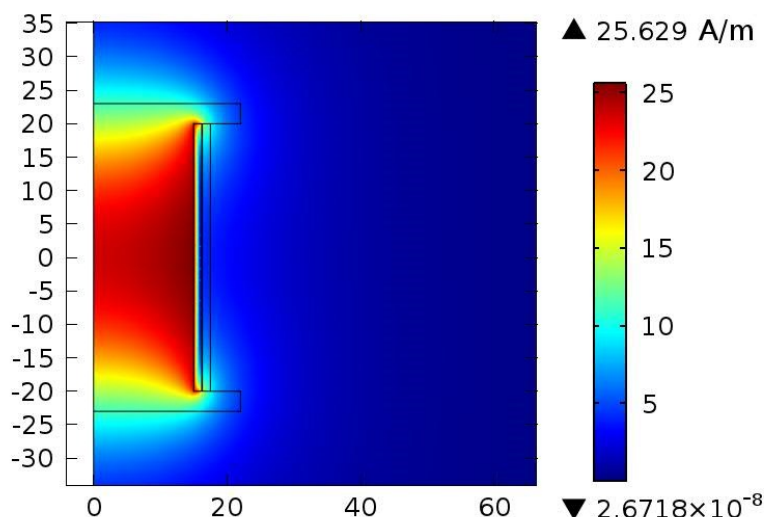
U slučaju neoklopljenog transformatora bez feromagnetskog jezgra, odnos amplitude vrednosti elektromotorne sile i frekvencije, ems_0/f , za sve frekvencije je konstantan i jednak 0,1553 mV/Hz.

Intenzitet vektora jačine magnetskog polja, koji stvara struja primarnog namotaja neoklopljenog transformatora, jačine 1 mA i frekvencije 50 Hz, prikazan je na slici 2.5.

Primenom modela baziranog na induktivnosti određena je međusobna induktivnost primara i sekundara transformatora $M = 24,87$ mH. Izražena preko međusobne induktivnosti, za $f = 50$ Hz, amplituda elektromotorne sile na krajevima sekundara je,

$$ems_0 = M \cdot I_m \cdot 2\pi f = 7,813 \text{ mV}, \quad (2.12)$$

a odnos amplitude elektromotorne sile i frekvencije, ems_0/f , iznosi 0,1563 mV/Hz. Uočeno je dobro slaganje izračunate ems_0 za 50 Hz, poređenjem vrednosti date izrazom (2.12) i odgovarajuće vrednosti u tabeli 2.2.

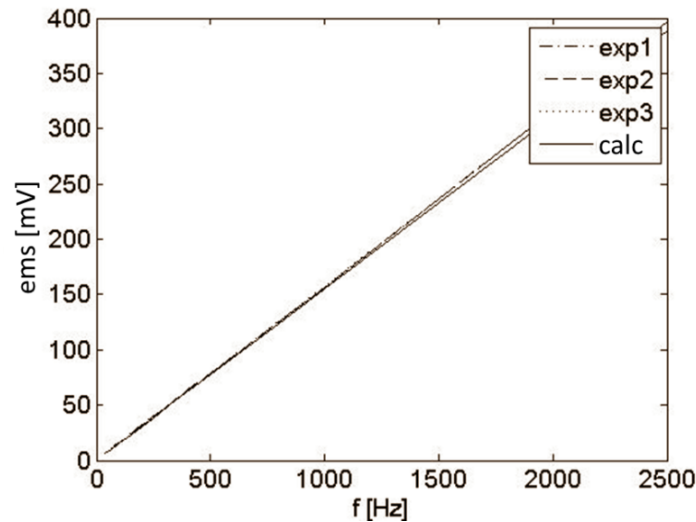


Slika 2.5 Jačina magnetskog polja neoklopljenog transformatora pri struji primara jačine 1 mA i frekvenciji 50 Hz

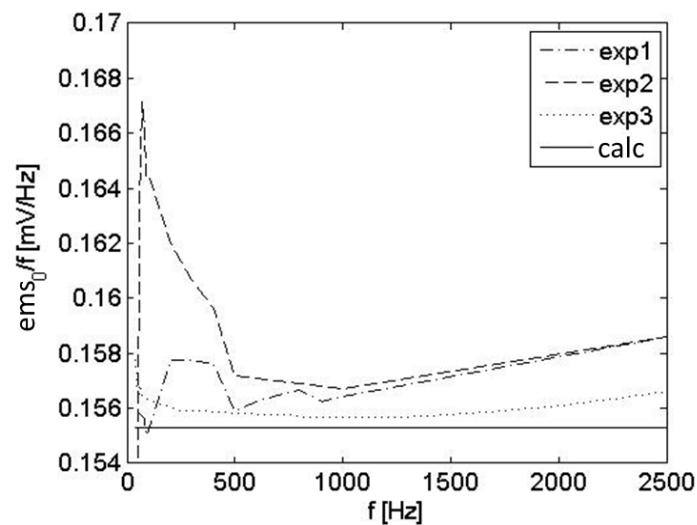
Eksperimentalna istraživanja sa neoklopljenim vazдушnim transformatorom izvedena su u Kalibracionoj laboratoriji Fakulteta tehničkih nauka Univerziteta u Novom Sadu (exp1 i exp2), kao i u Faradejevom kavezu u laboratoriji Direkcije za mere i dragocene metale u Beogradu (exp3). Sva tri eksperimenta izvedena su korišćenjem iste opreme.

Za generisanje prostoperiodične struje jačine 1 mA u primarnom namotaju korišćen je kalibrator FLUKE 5720A. Frekvencija jačine struje u primarnom namotaju je menjana u opsegu od 50 Hz do 2500 Hz. Merenje napona (ems) na krajevima sekundarnog namotaja vršeno je digitalnim multimetrom AGILENT 3458A. Prva dva eksperimenta su izvedena u različito vreme u istoj laboratoriji koja nije zaštićena od uticaja EM smetnji. Treći eksperiment je izveden u laboratoriji u Faradejevom kavezu.

Eksperimentalni i numerički rezultati prikazani su na slikama 2.6, 2.7. i 2.8.

Slika 2.6 Eksperimentalno i računski određena ems_0

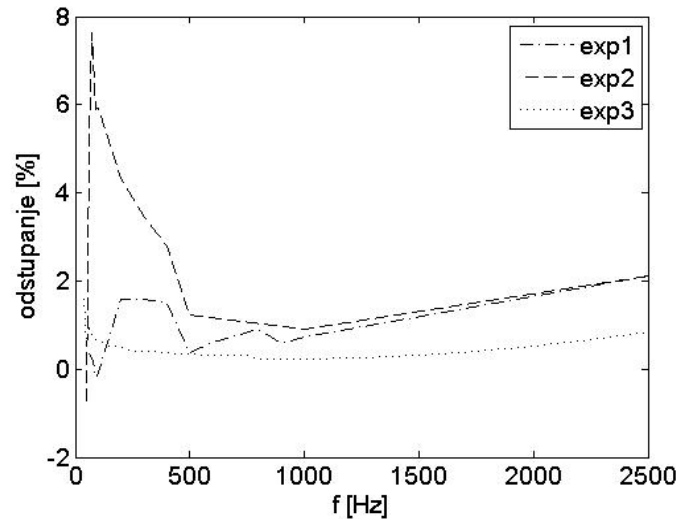
Na slici 2.6 je prikazana frekventijska zavisnost ems na krajevima sekundara, a na slici 2.7 frekventijska zavisnost odnosa ems sekundara i frekvencije. U slučaju kada je prikazani odnos konstantan, transformator je linearan (prenosni odnos transformatora se ne menja sa frekvencijom). Kao što može da se uoči na slici 2.7, eksperimentalni rezultati 1 i 2 više odstupaju od računskih rezultata (puna linija označena sa $calc$) nego eksperimentalni rezultati 3. Razlike su prouzrokovane uticajem nepoznatog stranog EM polja za vreme merenja u Kalibracionoj laboratoriji.

Slika 2.7 Eksperimentalno i računski određen odnos ems i frekvencije

Na slici 2.8 je prikazano odstupanje izmerene od izračunate vrednosti ems_0 , koje je definisano izrazom,

$$\text{odstupanje [\%]} = (ems_{0_exp} / ems_0 - 1) \cdot 100\% . \quad (2.13)$$

Prema očekivanjima, odstupanja određena izrazom (2.13) su veća za eksperimente 1 i 2 nego za eksperiment 3. Najveće odstupanje je na frekvenciji od 50 Hz za eksperiment 2.



Slika 2.8 Odstupanje izmerenih u odnosu na izračunatu vrednost ems_0

Eksperiment 3 je izveden u prostoru bez EM smetnji, pa su rezultati najbliži teorijskim. Rezultati eksperimenta 3, koji je izveden u skoro idealnim uslovima, verifikuju teorijski model transformatora.

Rezultati eksperimenta 2 pokazuju da uticaj stranog EM polja može biti značajan i da ga treba eliminisati. Na osnovu takvih eksperimentalnih rezultata, došlo se do zaključka da je oklapanje transformatora neizbežno. Da bi se preciznije sagledao uticaj EM smetnje i oklopa na rad i ponašanje transformatora, neophodno je pristupiti dodatnim ispitivanjima.

3 Transformatori bez jezgra sa feromagnetskim oklopom

Pri projektovanju električnih uređaja, osim zadovoljenja zahteva po pitanju funkcionalnosti, potrebno je obratiti pažnju i na dodatne zahteve koji se odnose na prijem neželjene elektromagnetske energije, koju stvaraju EM zagađivači. Strana vremenski promenljiva EM polja mogu postojati kako na višim frekvencijama, tako i na industrijskoj frekvenciji od 50 Hz, odnosno 60 Hz.

Transformator bez feromagnetskog jezgra je, zbog velikog broja zavojaka, veoma osetljiv na spoljašnja vremenski promenljiva EM polja. Merenja koja su izvedena u nezaštićenom prostoru, čiji su rezultati (exp1 i exp2) prikazani u prethodnom poglavlju, potvrđuju osetljivost ovakvih transformatora.

Da bi se osetljivost vazdušnog mernog transformatora na spoljašnja EM polja svela na najmanju moguću meru, potrebno je oklopiti transformator. Feromagnetski materijali su nelinearni, tako da feromagnetski oklop svojim prisustvom unosi nelinearnost u ceo postupak merenja. Zahtev za oklapanjem transformatora je, dakle, u suprotnosti sa zahtevom za vernim prenosom merene veličine sa primara na sekundar. Prema tome, potrebno je postići kompromis između dva suprotstavljena zahteva: oklopom uneti što manje nelinearnosti u postupak merenja i istovremeno što bolje zaštititi transformator od uticaja spoljašnjih magnetskih polja niskih frekvencija. Zbog toga se razmatraju oklopi različitih oblika, veličina i sastava. Oklopljeni transformator je potrebno smestiti u kućište mernog uređaja, pa je i u tom pogledu potrebno zadovoljiti uslov vezan za maksimalnu dozvoljenu veličinu oklopa.

U ovom poglavlju su prikazane geometrije struktura izabranih oklopa i formirani su adekvatni modeli oklopa i transformatora. Iako su prvenstveno razmatrani jednoslojni oklopi od feromagnetskog materijala, takođe su sagledani i višeslojni oklopi sačinjeni od kombinacije provodnog feromagnetskog i provodnog neferomagnetskog materijala.

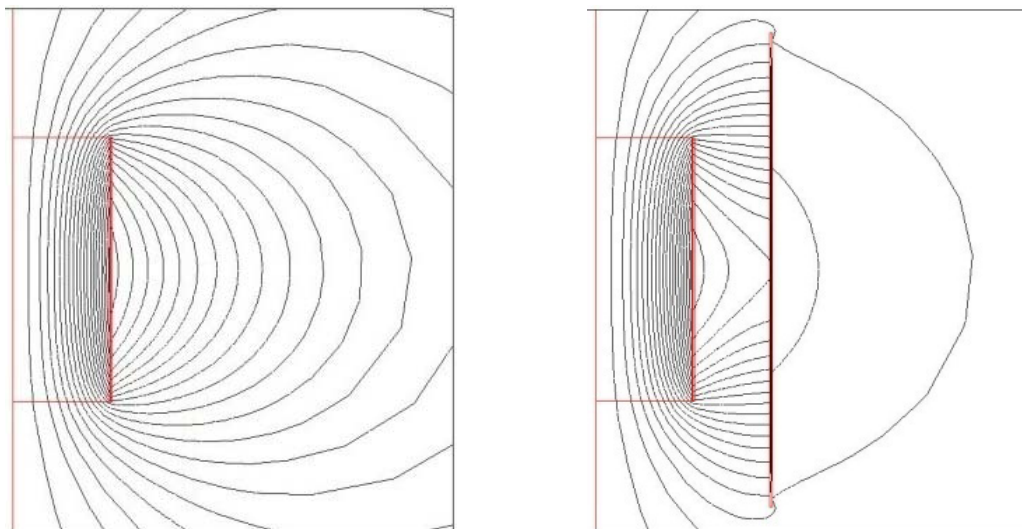
Ispitivan je uticaj oklopa na:

- 1) linearnost transformatora (LT) i
- 2) zaštitu transformatora od smetnje (ZT).

Na slici 3.1 prikazan je izgled linija magnetskog polja kod neoklopljenog i kod oklopljenog transformatora bez prisustva smetnje. Redukovan broj linija magnetskog polja van oklopa pokazuje da oklop štiti spoljašnji prostor od uticaja transformatora.

Oklapanju se pristupa sa ciljem da se uticaj spoljašnjeg polja što više smanji. Uticaj magnetske smetnje na promenu ems na krajevima sekundara mernog transformatora zavisi od jačine stranog magnetskog polja. Magnetske smetnje se kategorizuju po jačini

polja na pet nivoa, prema standardu EN 61000-4-8 [122]. Ispitivanje imunosti uređaja na magnetska polja mrežne frekvencije opisano je u narednom delu, 3.1.



Slika 3.1 Izgled linija magnetskog polja koje potiču od neoklopljenog (levo) i oklopljenog (desno) transformatora sa strujom primara i bez smetnje

3.1 Tehnike ispitivanja imunosti na magnetsko polje mrežne frekvencije

Magnetska polja generisana na frekvenciji energetske mreže su sveprisutna i mogu postojati stalno ili povremeno, pa se uređaji testiraju na obe vrste uticaja.

Ispitivanje imunosti na magnetsko polje mrežne frekvencije definisano je standardom EN 61000-4-8, Elektromagnetska kompatibilnost (EMC) — Deo 4-8: Tehnike ispitivanja i merenja — Ispitivanje imunosti na magnetsko polje mrežne frekvencije [122].

Ovim standardom su opisana kontinualna magnetska polja mrežne frekvencije 50 Hz ili 60 Hz i kratkotrajna magnetska polje velikog intenziteta. U normalnim radnim uslovima, struja u provodnicima proizvodi kontinualno magnetsko polje mrežne frekvencije. Iako ta struja sadrži harmonike, komponente magnetskog polja generisane tim harmonicima se smatraju zanemarljivim i ne razmatraju se u ovom standardu. Kratkotrajna struja velikog intenziteta, koja nastaje kao posledica kvarova, uključivanja ili isključivanja električnih uređaja, stvara kratkotrajno magnetsko polje velikog intenziteta. Standard razmatra obe vrste polja (kontinualna i kratkotrajna) i definiše intenzitete magnetskog polja pod čijim uticajem se testira imunitet uređaja na smetnje. Postupak testiranja uređaja se sastoji od generisanja magnetskog polja poznatog intenziteta pomoću kalema, postavljanja uređaja unutar kalema i provere ispravnog funkcionisanja uređaja pod uticajem generisanog polja.

Standard definiše preporučene nivoe testiranja, opremu za testiranje, sklop za testiranje, postupak testiranja i način izveštavanja.

Merenja se izvode u standardnim klimatskim uslovima, datim u IEC68-1. Temperatura treba da bude u opsegu od 15°C do 35°C, relativna vlažnost od 25% do 75%, a atmosferski pritisak od 86 kPa do 106 kPa.

Elektromagnetski uslovi u laboratoriji u kojoj se izvode merenja treba da budu takvi da ne utiču na rezultate testiranja. Vrednost jačine magnetskog polja prisutnog u laboratoriji treba da bude najmanje 20dB niža od izabranog nivoa testiranja. U suprotnom se merenja moraju izvesti u Faradejevom kavezu.

3.1.1 Nivoi testiranja

Standard [122] definiše preporučene nivoe testiranja za kontinualno i kratkotrajno izlaganje magnetskom polju na frekvencijama distributivne mreže od 50 Hz i 60 Hz. U tabeli 3.1 su prikazani nivoi za kontinualno izlaganje magnetskom polju. Magnetsko polje jačine 1 A/m odgovara magnetskoj indukciji vrednosti 1,26 μ T u vazduhu. Nivo x omogućava zadavanje proizvoljne jačine magnetskog polja, koja može biti data u specifikaciji proizvoda.

Tabela 3.1. Nivoi testiranja

Nivo	Jačina magnetskog polja (A/m)
1	1
2	3
3	10
4	30
5	100
x	Specijalna

3.1.2 Oprema za testiranje

Oprema za testiranje se sastoji od strujnog izvora (test generatora), kalema i dodatnih instrumenata za testiranje. Testirani uređaj se izlaže magnetskom polju koje generiše struja u kalemu (Tabela 3.2).

Test generator treba da obezbedi struju intenziteta potrebnog za napajanje kalema, a da talasni oblik struje odgovara talasnom obliku magnetskog polja za testiranje. Snaga generatora se podešava prema induktivnosti test kalema, koja je reda veličine nekoliko μ H.

Tipični test generator se sastoji od naponskog regulatora, povezanog na glavnu distributivnu mrežu, strujnog transformatora i kola za kontrolu dužine trajanja pobude (kontinualni ili kratkotrajni mod).

Tabela 3.2. Specifikacija parametara izlazne jačine struje na test generatoru

Parametar	Opseg vrednosti
Opseg jačine struje za kontinualni mod:	1 A do 1000 A, podeljeno faktorom kalema
Opseg jačine struje za kratkotrajni mod:	300 A do 1000 A, podeljeno faktorom kalema
Ukupni faktor izobličenja izlazne struje:	Do 8%
Podešavanje vremena za kratkotrajni mod:	Od 1 s do 3 s

Faktor kalema je definisan kao odnos jačine magnetskog polja generisanog kalemom i jačine struje koja stvara to polje. Polje se meri u centru kalema, bez prisustva testiranog uređaja.

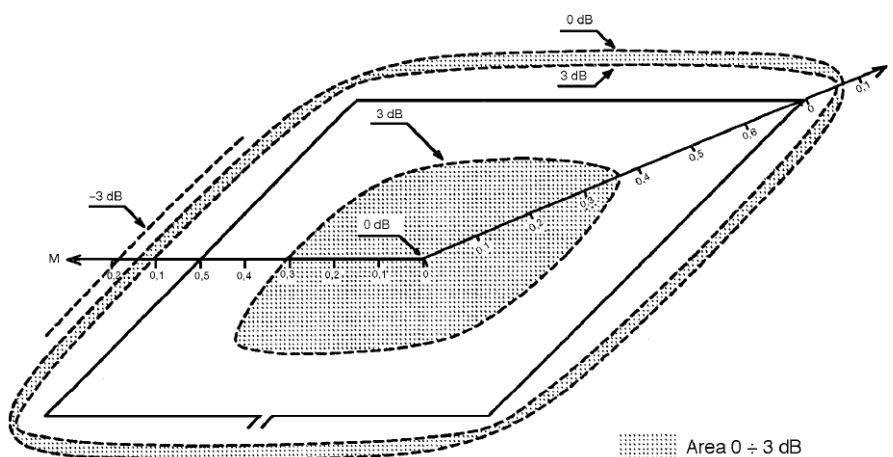
Dimenzije i konstrukcija kalema zavise od veličine uređaja koji se testira. Oblast u koju se postavlja uređaj za testiranje treba da bude izložena homogenom magnetskom polju. U realnim uslovima je dozvoljeno da jačina polja varira do najviše 3 dB (slika 3.2).

Za testiranje uređaja malih dimenzija kalem treba bude kvadratnog oblika, stranice dužine 1m, ili kružnog oblika, prečnika 1 m. Žica od koje je napravljen kalem treba da bude relativno malog poprečnog preseka.

Dimenzije oblasti za testiranje u kvadratnom kalem su $60\% \times 60\%$ dužine stranice, sa visinom od 50% dužine stranice.

Kada se zahteva bolja homogenost polja, odnosno promene manje od 3 dB, mogu se koristiti Helmholtzovi kalemovi.

Ako su dimenzije ispitivanog uređaja veće i kalemovi moraju biti veći. Preporučeno je da uređaj bude udaljen od provodnika kalema za najmanje $1/3$ svoje veličine.



Slika 3.2 Prostor u ravni kvadratnog test kalema veličine 1 m u kojem su promene generisanog magnetskog polja manje od 3dB, preuzeto iz [122]

3.1.3 Sklop za testiranje

Sklop za testiranje sastoji se od referentne ploče, uređaja koji se testira, kalema i test generatora. Referentna ploča (provodna, neferomagnetska) se postavlja u laboratoriji i služi kao osnova na koju se uređaj koji se testira postavlja i priključuje. Test generator

se postavlja na rastojanje ne manje od 3 m od kalema. Uređaj koji se testira se postavlja u centar kalema.

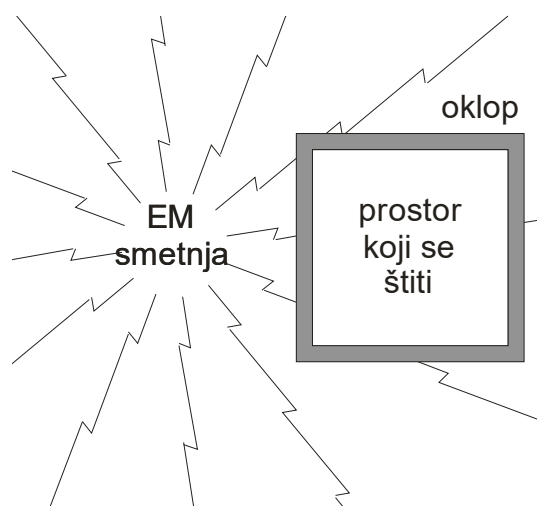
3.1.4 Procedura testiranja

Procedura testiranja se sastoji od verifikacije laboratorijskih uslova (klimatskih i elektromagnetskih), verifikacije ispravnosti opreme, izvođenja merenja i generisanja izveštaja o rezultatima testiranja.

3.2 Oklapanje

Konvencionalni magnetski oklopi se koriste u mnogim situacijama, od jednostavnih i manjih oklopa za osetljive uređaje, do zaštite velikih prostora, poput mernih laboratorija. Efikasnost oklapanja zavisi od više faktora, kao što su oblik, veličina, težina i sastav oklopa, osetljivost na frekvencije i slično. Iako se oklapanje uređaja primenjuje već dugo vremena [16], [13], [14], tek je razvoj numeričkih metoda, softvera i moćnih računara omogućio efikasan pristup izučavanju, projektovanju i optimizaciji oklopa [3], [27], [4], [46], [41].

Oklop se koristi da bi se u određenom delu prostora delimično ili potpuno eliminisalo elektromagnetsko polje koje potiče od jednog ili više izvora. U zavisnosti od pozicije izvora i oklopa, mogu se razlikovati dva tipa zaštite: u prostoru izvan oklopa ili unutar oklopa (slike 3.3 i 3.4). Tada se prostor može podeliti na dva dela, oblast sa izvorima i oblast koja se štiti. Ako su izvori unutar oklopa onda se štiti prostor izvan oklopa, a ako su izvori elektromagnetske smetnje izvan oklopa onda se oklopom štiti prostor unutar njega.



Slika 3.3 Oblast koja se štiti zavisi od položaja oklopa i izvora EM smetnje, oblast se nalazi unutar oklopa



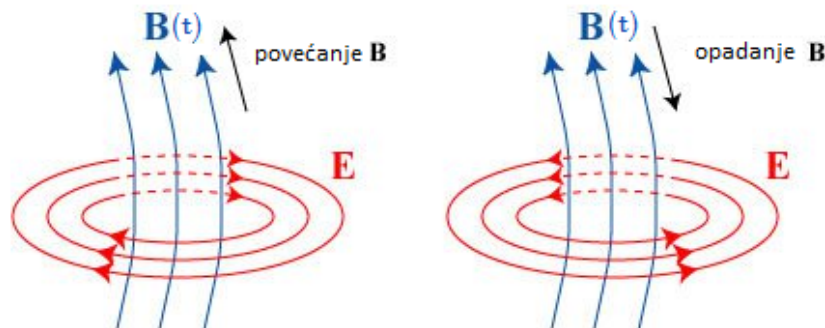
Slika 3.4 Oblast koja se štiti zavisi od položaja oklopa i izvora EM smetnje, oblast se nalazi izvan oklopa

Zaštita od elektromagnetskog polja može se postići oklapanjem žicom ili pločastim materijalima. U slučaju kada se oklapanje vrši žicom, ono može biti aktivno i pasivno. Kod pasivnog oklapanja, struje se indukuju u žicama, dok se kod aktivnog oklapanja propuštaju struje generisane dodatnim izvorima. Tada je u svakoj tački prostora ukupno magnetsko polje određeno sumom magnetskog polja struja izvora i magnetskog polja struja u oklopu. Izborom odgovarajućih karakteristika jačina struja u oklopu (amplitude i faze) i konfiguracijom žice od koje je napravljen oklop, magnetsko polje se može efikasno redukovati.

U slučaju kada se oklapanje vrši pločastim materijalima, mogu se koristiti feromagnetski i provodni materijali. U zavisnosti od vrste materijala razlikuju se i mehanizmi zaštite ovakvim oklopima [31], [4].

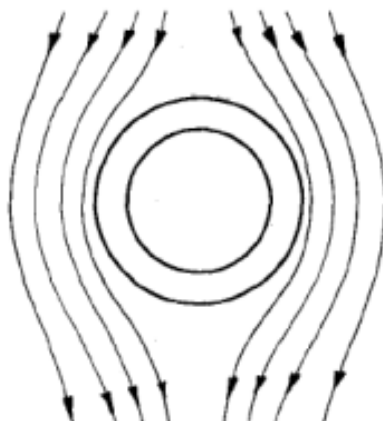
- *Mehanizam šantovanja magnetskog fluksa* se koristi kod materijala sa feromagnetskim karakteristikama.
- *Mehanizam indukovanih vrtložnih struja* se koristi kod provodnih materijala.

Postavljanjem provodnog materijala u vremenski promenljivo magnetsko polje, u njemu se indukuju struje. Ova pojava je opisana Maksimalovom jednačinom $\nabla \times \vec{E} = -\partial \vec{B} / \partial t$. Jednačina ukazuje da vremenski promenljivo magnetsko polje stvara indukovano električno polje (slika 3.5). U provodnom materijalu se tada, zbog delovanja indukovano električnog polja, uspostavlja struja.



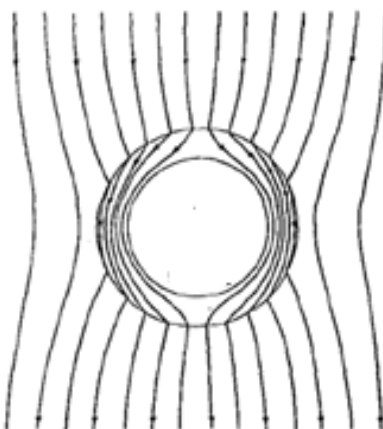
Slika 3.5 Vremenski promenljivo magnetsko polje stvara električno polje, preuzeto iz [123]

Struje koje se indukuju u provodnom materijalu zbog vremenski promenljivog magnetskog polja, nazivaju se indukovane ili vrtložne struje. Vrtložne struje stvaraju svoje magnetsko polje, a ukupno magnetsko polje u nekoj tački prostora jednako je sumi polja usled vrtložnih struja i originalnog magnetskog polja. Prema tome, indukovane struje u provodnom oklopu utiču na promenu ukupnog magnetskog polja. Kada se ovo polje prikaže pomoću linija rezultatnog magnetskog polja (slika 3.6) uočava se da linije obilaze oklop, pa se može reći da se "odbijaju" od provodnog materijala [39].



Slika 3.6 Sferni provodni oklop u uniformnom magnetskom polju.
Linije polja se odbijaju od oklopa, preuzeto iz [39]

U feromagnetskim materijalima, magnetizacija pojedinih domena teži da se postavi paralelno linijama spoljašnjeg magnetskog polja. Takvi domeni postaju izvor sekundarnog magnetskog polja, koje se superponira na spoljašnje polje. Rezultantno polje je vektorska suma ta dva polja. Linije resultantnog magnetskog polja skreću, odnosno, “uvučene” su u materijal (slika 3.7). Može se smatrati da se feromagnetik u odnosu na vazduh ponaša kao kratakospojnik. Zbog toga se, za taj slučaj, koristi termin šantovanje magnetskog fluksa [39], [5].



Slika 3.7 Sferni feromagnetski oklop u uniformnom magnetskom polju.
Linije polja skreću i ulaze u oklop, preuzeto iz [39]

Redukovanje magnetskog polja oklopom se može objasniti pomoću dva mehanizma. Indukovane struje se povezuju sa specifičnom provodnošću materijala, a šantovanje fluksa sa permeabilnošću materijala. Prema tome, kod provodnih feromagnetskih materijala, prisutna su oba mehanizma (indukovane struje i šantovanje fluksa). Provodni oklop ima umerene zaštitne performanse [41], a značajnije redukovanje polja se postiže feromagnetskim oklopom [5].

Permeabilnost i specifična provodnost oklopa, kao i njegova debljina, su parametri od kojih prvenstveno zavisi efikasnost oklopa. Odnos debljine oklopa i dubine prodiranja je kritičan parametar koji određuje performanse oklopa [28].

Za izradu oklopa se najčešće koriste tanki pločasti materijali. Veličina od koje zavisi izbor debljine ploče je dubina prodiranja, koja se definiše kao,

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = 503,29 \sqrt{\frac{2}{f\mu_r\sigma}} \quad (3.1)$$

gde su: μ permeabilnost materijala, σ specifična provodnost materijala, ω ugaona frekvencija, f frekvencija i μ_r relativna permeabilnost materijala. Dubina prodiranja za dve vrste materijala, na frekvencijama 50 Hz i 2,5 kHz, navedene su u tabeli 3.3. U ovoj tabeli, materijal 1 je bakarni lim koji je skraćeno obeležen sa Cu, a materijal 2 predstavlja gvozdeni lim, odnosno uzorak 3, koji je ispitivan u četvrtoj glavi i koji je skraćeno obeležen sa Fe. Relativna permeabilnost materijala 2 je dobijena numeričkom obradom eksperimentalnih podataka i prikazana je u četvrtoj glavi.

Tabela 3.3. Dubina prodiranja za razmatrane materijale

Oznaka materijala	σ [S/m]	μ_r	$\delta_{50 \text{ Hz}}$ [mm]	$\delta_{2,5 \text{ kHz}}$ [mm]
Materijal 1 (Cu)	$5,96 \cdot 10^7$	1	9,2	1,3
Materijal 2 (Fe)	$1,12 \cdot 10^7$	550	0,951	0,135

3.3 Određivanje ems oklopljenog transformatora

Vremenski konstantne električne struje prati samo vremenski konstantno magnetsko polje, dok vremenski promenljive struje prouzrokuju kako vremenski promenljivo magnetsko polje, tako i vremenski promenljivo (indukovano) električno polje [116]. Prostoperiodično elektromagnetsko polje je kvazistatičko, ako je najveća dimenzija domena od interesa mala u odnosu na talasnu dužinu elektromagnetskog polja. Na primer, u vazduhu na frekvenciji 50 Hz talasna dužina iznosi 6000 km, a na 1 MHz 300 m. Za prostoperiodična elektromagnetska polja uslov kvazistatičnosti je ispunjen ako je $\omega R \sqrt{\mu\epsilon} \ll 1$, gde je μ permeabilnost, ϵ permitivnost, ω ugaona frekvencija i R je najveće rastojanje između izvora i granica domena u kome se određuje elektromagnetsko polje. [31]. Intenzitet vektora gustine struja pomeraja ($\epsilon \partial E / \partial t$) u provodniku, koja je takođe izvor magnetskog polja, se u odnosu na kondukcionu struju može zanemariti. Magnetokvazistatički sistem sa prostoperiodičnim strujama jedne frekvencije i u slučaju homogene sredine, permeabilnosti μ , se onda može opisati jednačinama u kompleksnom obliku:

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} + \vec{J}_{ind} \\ \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \end{aligned} \quad (3.2)$$

gde je \vec{J} vektor gustine struje koji stvara primarno magnetsko polje i \vec{J}_{ind} vektor gustine indukovane struje.

Vektor jačine indukovano električnog polja \vec{E} i vektor gustine indukovane struje \vec{J}_{ind} mogu se izraziti u preko magnetskog vektor potencijala \vec{A} kao,

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A}, \quad \vec{J}_{ind} = \sigma\vec{E} = -j\omega\sigma\vec{A}. \quad (3.3)$$

Rešavanje problema sa feromagnetskim i drugim sredinama, čije se magnetske osobine opisuju relativnom permeabilnošću μ_r , se svodi na rešavanje parcijalne diferencijalne jednačine

$$\nabla \times (\mu_r^{-1} \mu_0^{-1} \nabla \times \vec{A}) + j\omega\sigma\vec{A} = \vec{J}. \quad (3.4)$$

Rešavanje problema sa feromagnetskom sredinom, čije se magnetske karakteristike opisuju $B-H$ krivom, se svodi na rešavanje parcijalne diferencijalne jednačine

$$\nabla \times \vec{H} + j\omega\sigma\vec{A} = \vec{J}, \quad (3.5)$$

gde je kompleksni vektor magnetske indukcije $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$, a jačina magnetskog polja se određuje iz zavisnosti $B = f(H)$ date $B-H$ krivom.

Teorijski, kompleksna notacija može da se koristi samo u slučaju kada se polje uspostavlja u linearnoj sredini, a svi izvori polja se u vremenu menjaju po prostoperiodičnom zakonu, iste frekvencije. Kada se za određivanje polja koriste numerički metodi, proračun može da se izvrši i u nelinearnim sredinama. U tom slučaju se koriste iterativni postupci pri čemu se u svakom koraku vrši linearizacija nelinearne sredine, u skladu sa vrednostima polja u pojedinim tačkama prostora. Na taj način kompleksna notacija može da se koristi i u slučaju nelinearne sredine i poznate zavisnosti $B = f(H)$ ili $\mu = f(H)$.

Ako se problem posmatra kao dvodimenzionalno osno simetričan i ako vektori gustine struje imaju samo komponentu φ , tada se jednačine (3.4) i (3.5) svode na skalarnu parcijalnu diferencijalnu jednačinu po A_φ .

Nakon rešavanja jednačina (3.4) ili (3.5) po magnetskom vektor potencijalu u odgovarajućim oblastima, primenom MKE, može se pristupiti određivanju elektromotorne sile na krajevima sekundara.

Vektor jačine indukovano električnog polja određen je izrazom (3.3). Za osno simetričan problem u kome vektor gustine struje ima samo komponentu φ , magnetski vektor potencijal mora da ima samo komponentu φ , tako da i vektor jačine indukovano električnog polja takođe ima samo komponentu φ ,

$$\vec{E}_{ind_\varphi} = -j\omega\vec{A}_\varphi. \quad (3.6)$$

Indukovana elektromotorna sila na krajevima jednog zavojska sekundarnog namotaja transformatora je

$$ems_{zav} = 2\pi r E_{ind_\varphi}. \quad (3.7)$$

Ukupna elektromotorna sila na sekundarnom namotaju, ems , određuje se kao suma elektromotornih sila svih zavojaka sekundara,

$$ems = \sum_{i=1}^{N_2} ems_{zav} . \quad (3.8)$$

3.4 Analiza metodom konačnih elemenata

Metod konačnih elemenata – MKE (Finite Element Method – FEM) je približan numerički metod, koji je počeo da se koristi za potrebe avio industrije pedesetih godina prošlog veka [124]. Analiza konačnim elementima (FEA – Finite Element Analysis) se godinama koristi u mehaničkom modelovanju i strukturalnoj analizi. Prve ideje o primeni MKE u analizi elektromagnetskih polja potiču sa kraja šezdesetih godina prošlog veka i vezane su za rad Winslowa [125]. Od tog vremena MKE se uspešno primenjuje na različite probleme vezane za analizu elektrostatičkih i magnetostatičkih polja, vrtložnih struja, elektromagnetska rasipanja i fenomene talasnog prostiranja. Silvester i Ferrari u knjizi [126] i Lowther i Silvester u knjizi [127] daju odličan praktičan pregled metoda, njegove primene u elektrotehničkim problemima i primere koda. Za metod konačnih elemenata Hoole i Hoole [128] i Binns, Lawrenson i Trowbridge [129], [130], [131], daju teorijski pregled MKE koji omogućava razumevanje mehanizama na kojima je metod zasnovan. Upotreba MKE, njegov razvoj i uspešna implementacija u različitim inženjerskim oblastima su se posebno proširili sa pojavom i naglim razvojem računarske tehnologije.

Problemi u analizi elektromagnetskih polja zahtevaju rešavanje parcijalnih diferencijalnih jednačina polja u nekom domenu [126].

Osnova FEA tehnike je u podeli ispitivane oblasti na konačan broj jednostavnih podoblasti, odnosno manjih geometrijskih elemenata. Stvarni fizički domen problema treba što bolje prikazati u računskom domenu mrežom konačnih elemenata. Kada je domen definisanosti površinski (dvodimenzionalan), tada su elementi mreže najčešće trouglovi ili četvorouglovi. Konačni elementi su međusobno povezani samo u čvornim tačkama.

Odgovarajuće koordinate koje definišu domen su nezavisne promenljive veličine, dok je tražena veličina nepoznata funkcija koordinata. Aproksimacija nepoznate veličine se vrši u svakom elementu, obično pomoću polinomijalnih funkcija niskog reda. Objekti analize su vrednosti nepoznatih promenljivih u svakom čvoru elemenata mreže. Rešenje problema graničnih vrednosti je raspodela tražene veličine unutar posmatranog domena.

U FEA se koriste dva osnovna tipa graničnih uslova: Dirihleovi i Nojmanovi. Dirihleov granični uslov zadaje fiksnu vrednost potencijala za posmatrani element. Nojmanov granični uslov označava da je izvod polja jednak nuli i on se koristi da definiše simetrične granične uslove. Hoole i Hoole [128] daju dobro objašnjenje matematičkih oblika raznih graničnih uslova. Adekvatnom upotrebom graničnih uslova i simetrije može se značajno smanjiti kompleksnost i vreme simulacije problema.

Oklop od pločastog materijala obično nije moguće lako i jednostavno modelovati. Egzaktna matematička rešenja postoje samo za ograničen broj oblika oklopa (sfera, beskonačno dug cilindar i beskonačna ploča). Čak i za ovako jednostavne geometrije postoje rešenja samo za veoma mali broj izvora magnetskog polja. Zbog toga se kod ispitivanja složenijih oklopa primenjuju numerički modeli. Pri izradi numeričkog modela oklopa, baziranog na metodu konačnih elemenata, posebna pažnja se mora posvetiti debljini i broju slojeva oklopa. Ukoliko je debljina sloja mala u odnosu na dubinu prodiranja, potrebno je koristiti veliki broj elemenata mreže u domenu oklopa. Zbog toga ovakvo modelovanje ima izvesnih ograničenja koja se odnose na maksimalan broj elemenata, koji zavisi od raspoložive radne memorije računara i izbora adekvatnog solvera. Neizbežna posledica korišćenja numeričkih postupaka je postojanje numeričke greške.

3.4.1 Primena COMSOL Multiphysics

Modelovanje oklopljenih transformatora zasnovano na MKE, izvršeno je u softverskom paketu COMSOL Multiphysics [120]. Analiza je izvršena korišćenjem običnih i parametarskih modela. Ceo proces obuhvata izradu modela i nalaženje rešenja, a potom obradu i prikaz rezultata.

U grafičkom dizajneru modela moguće je: definisanje običnih i parametrizovanih geometrija problema, izbor materijala iz postojeće biblioteke ili definisanje novih, zadavanje jednačina, graničnih i početnih uslova, izbor elemenata mreže, tipa analize i vrsta solvera za rešavanje problema.

Model transformatora je kreiran u okviru AC/DC modula sa *Magnetic Fields* interfejsom za 2D aksijalno simetrične probleme i izabran je *Frequency Domain Study Type* za rešavanje problema sa prostoperiodičnom pobudom (Videti prilog 2 i deo 2.5.1). Rešavanjem diferencijalnih jednačina (3.4) i (3.5), prvo je određen magnetski vektor potencijal, a potom i indukovana elektromotorna sila, definisana izrazom (3.8).

3.5 Komponente ispitivanog sistema

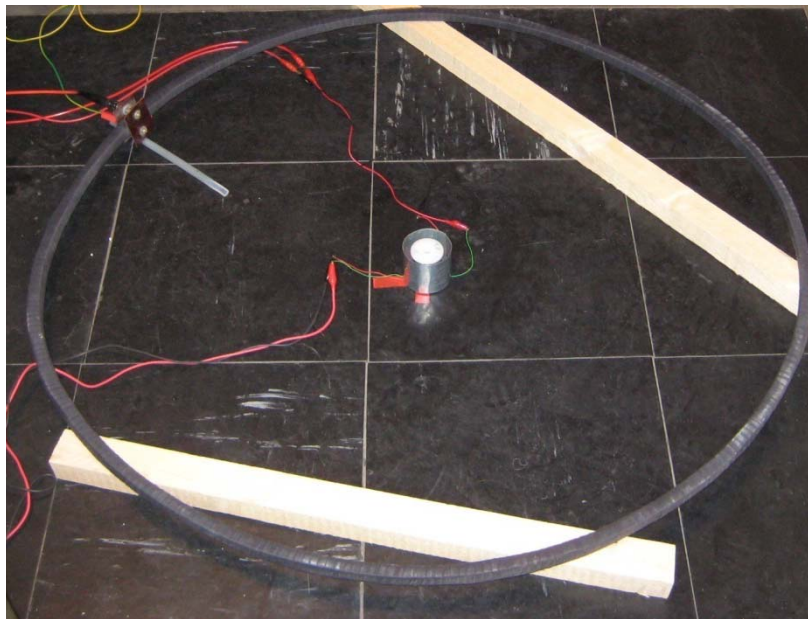
3.5.1 Transformator bez feromagnetskog jezgra – merna sonda

Transformator bez feromagnetskog jezgra cilindričnog oblika ima ulogu merne sonde (slika 2.4). Na jezgro od neprovodnog i neferomagnetskog materijala je namotan primar, a oko njega i sekundarni namotaj. Dimenzije transformatora su iste kao što je navedeno u odeljku 2.5.

3.5.2 Prsten za generisanje elektromagnetske smetnje

Homogeno magnetsko polje stvara se pomoću jednog ili više kalemova, kružnog ili kvadratnog oblika. Prečnik oblasti homogenog polja unutar kružnog kalema je oko 60% prečnika kalema, a ukoliko je potrebna veća oblast homogenog polja, koristi se postavka sa više kalemova [132]-[134].

Da bi se ispitao uticaj smetnje na mernu sondu, generiše se homogeno prostoperiodično magnetsko polje kontrolisanog nivoa i frekvencije. Koristi se prstenasti kalem prečnika 1m, poprečnog preseka $1\text{cm} \times 1\text{cm}$, sa 100 zavojaka žice. Prsten se napaja prostoperiodičnom strujom frekvencije 50 Hz i intenziteta takvog da se generiše polje čiji intenziteti odgovaraju nivoima datim u tabeli 3.1. S obzirom da se prstenastim kalemom želi postići magnetsko polje određenog nivoa i da broj zavojaka nije bitan, u daljem tekstu jačina struje prstena, i_{SM} , predstavlja proizvod jačine struje kroz žicu kalema i broja zavojaka (npr. struji smetnje jačine 1 A odgovara jačina magnetskog polja 1 A/m u centru prstena). Prsten za generisanje smetnje prikazan je na slici 3.8.



Slika 3.8 Kalem u vidu prstena za generisanje magnetskog polja smetnje

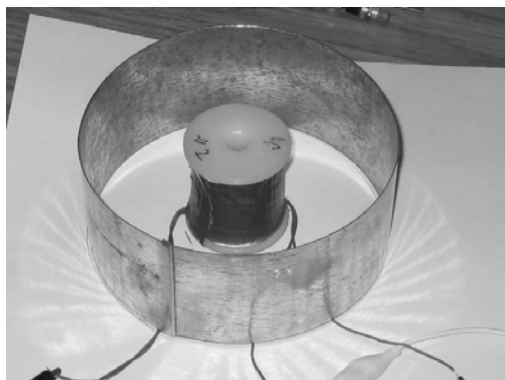
Cilindrični transformator je najosetljiviji na smetnje u pravcu svoje ose, zbog toga se razmatra uticaj magnetskog polja smetnje samo u pravcu ose transformatora. Prsten i transformator su postavljeni koaksijalno.

3.5.3 Oklopi

Merni transformator – sonda se od uticaja stranog magnetskog polja može donekle zaštititi oklapanjem. Pošto polje nije moguće potpuno eliminisati, a da se pri tome drastično ne promene neke druge karakteristike merne sonde, pristupilo se ispitivanju uticaja oblika i veličine, debljine i broja slojeva oklopa na linearnost transformatora i kvalitet zaštite pri postojanju smetnji različitih nivoa.

Svaki oklop ispitan je na dva načina. Razdvojeno se posmatraju slučajevi kada u primaru transformatora postoji struja jačine i_p i kada postoji struja u prstenu za generisanje smetnje, jačine i_{SM} . U praksi struje primara i smetnje postoje istovremeno, ali su ovde zasebno razmatrane da bi se ispitale LT i ZT.

Kreirani parametarski modeli korišćeni su u numeričkim simulacijama za sve tipove i veličine oklopa navedene u ovoj glavi, a laboratorijski eksperimenti su izvedeni za neke od njih (slika 3.9).



Slika 3.9 Oklopljeni transformator

Razmatrani su jednoslojni oklopi: tri cilindrična oklopa sa ravnim završetkom, cilindrični oklop sa konusnim završetkom (u daljem tekstu konusno-cilindrični), sferni i elipsoidni oklopi. U tabeli 3.4 navedeni su tipovi ispitivanih jednoslojnih oklopa, kao i njihove oznake, koje se koriste za prikaz rezultata dobijenih ispitivanjem uticaja oblika oklopa na LT i ZT.

Tabela 3.4. Tipovi ispitivanih jednoslojnih oklopa

Tip oklopa	Oznaka
Otvoren cilindar	otvCil
Zatvoren cilindar	zatCil
Diskovi (baze cilindra)	diskovi
Konusno-cilindrični	konus
Sfera	sfera
Elipsoid	elipsoid

Jednoslojni oklopi iz tabele 3.4 načinjeni su od feromagnetskog lima debljine 0,5 mm, čije su magnetske karakteristike određene merenjem. Specifična provodnost lima iznosi $\sigma = 1,12 \cdot 10^7$ S/m. Magnetske karakteristike ovog materijala date su relativnom permeabilnošću sa slika 4.25 i 4.26 ili $B-H$ krivom sa slike 4.26.

Osim navedenih jednoslojnih oklopa, analizirani su i cilindrični višeslojni oklopi koji se sastoje od kombinacije dve vrste materijala: gvođenog lima (Fe) istih karakteristika kao i kod jednoslojnih oklopa i bakarnih ploča (Cu) specifične provodnosti $\sigma = 5,96 \cdot 10^7$ S/m i relativne permeabilnost $\mu_r = 1$. Višeslojni oklopi su tipa zatvorenog cilindra. Ovaj tip oklopa je odabran zbog toga što su jednoslojni oklopi istog tipa pokazali dobre performanse u pogledu linearnosti i zaštite transformatora (videti šesto poglavlje).

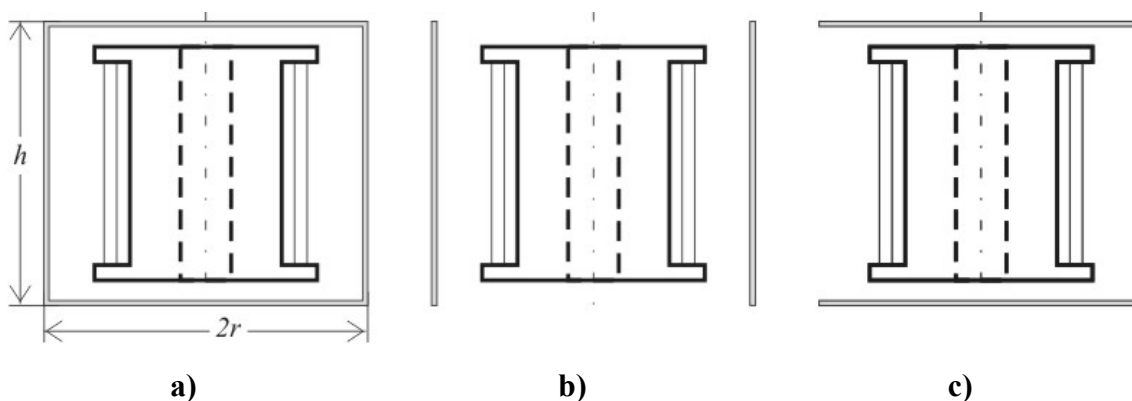
U tabeli 3.5 se može videti izbor i redosled materijala oklopa po slojevima. Materijali višeslojnih oklopa navedeni su u oznakama od unutrašnjeg ka spoljašnjem sloju. U tabeli 3.5 su prikazani i jednoslojni oklopi koji se ispituju radi poređenja sa višeslojnim oklopima.

Tabela 3.5. Ispitivani višeslojni i jednoslojni oklopi tipa zatvorenog cilindra

Oznaka	Broj slojeva	Debljina jednog sloja [mm]
Fe	1	0,5; 1; 2
Cu	1	0,5; 1; 2
FeCu	2	0,5
CuFe	2	0,5
FeCuFeCu	4	0,5

3.5.3.1 Jednoslojni cilindrični oklopi sa ravnim završetkom

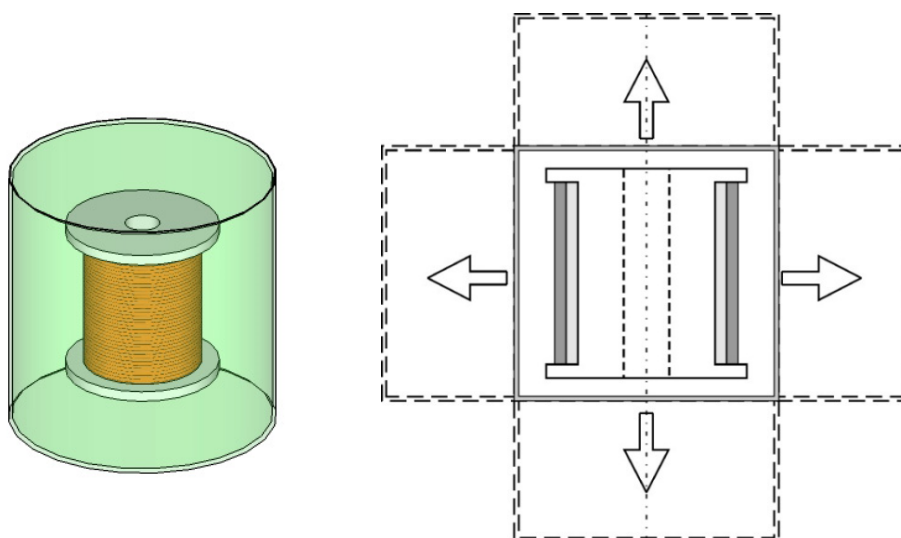
Razmatrana su tri tipa jednoslojnih cilindričnih oklopa, čiji su aksijalni preseki prikazani na slici 3.10: a) zatvoreni cilindar, b) otvoreni cilindar i c) “baze” cilindra, odnosno dva paralelna diska. Oklop se postavlja koaksijalno u odnosu na merni transformator.



**Slika 3.10 Aksijalni presek mernog transformatora sa oklopima tipa:
a) zatvoren cilindar, b) otvoren cilindar i c) dva diska**

Analizirani su oklopi tipa zatvorenog i otvorenog cilindra od feromagnetskog lima (uzorak 3 iz poglavlja 4), debljine 0,5 mm, različitih visina i poluprečnika (slika 3.11). Minimalne dimenzije oklopa određene su veličinom transformatora, dok su maksimalne određene veličinom kućišta u koje se transformator ugrađuje. U numeričkim simulacijama, poluprečnik r uzima vrednosti iz opsega od 32 mm do 62 mm, sa korakom od 10 mm, a visina h uzima vrednosti iz opsega od 56 mm do 96 mm, sa korakom od 10 mm.

Oklopi u obliku diskova (slika 3.10 c) u numeričkim simulacijama imaju poluprečnike, r , u opsegu od 32 mm do 62 mm, sa korakom od 10 mm. Rastojanje, h , između diskova iznosi od 56 mm do 96 mm, sa korakom od 10 mm.



Slika 3.11 Zatvoreni cilindrični oklop i poprečni presek sa okloпом čije dimenzije variraju u prikazanim pravcima

Eksperimenti su izvedeni sa sva tri tipa cilindričnih oklopa u tri veličine. U tabeli 3.6. prikazane su dimenzije oklopa, kao i njihove oznake.

Tabela 3.6. Oznake i dimenzije eksperimentalno ispitivanih oklopa

Oznaka	Tip oklopa	r [mm]	h [mm]
otvCilM	Otvoren cilindar (mali)	32	56
otvCilV	Otvoren cilindar (visoki)	32	96
otvCilS	Otvoren cilindar (široki)	62	56
zatCilM	Zatvoren cilindar (mali)	32	56
zatCilV	Zatvoren cilindar (visoki)	32	96
zatCilS	Zatvoren cilindar (široki)	62	56
diskoviM	Diskovi (mali)	32	56
diskoviV	Diskovi (veliki razmak)	32	96
diskoviS	Diskovi (veliki poluprečnik)	62	56

Na slikama 3.12 i 3.13 prikazani su oklopi koji su napravljeni za potrebe merenja.



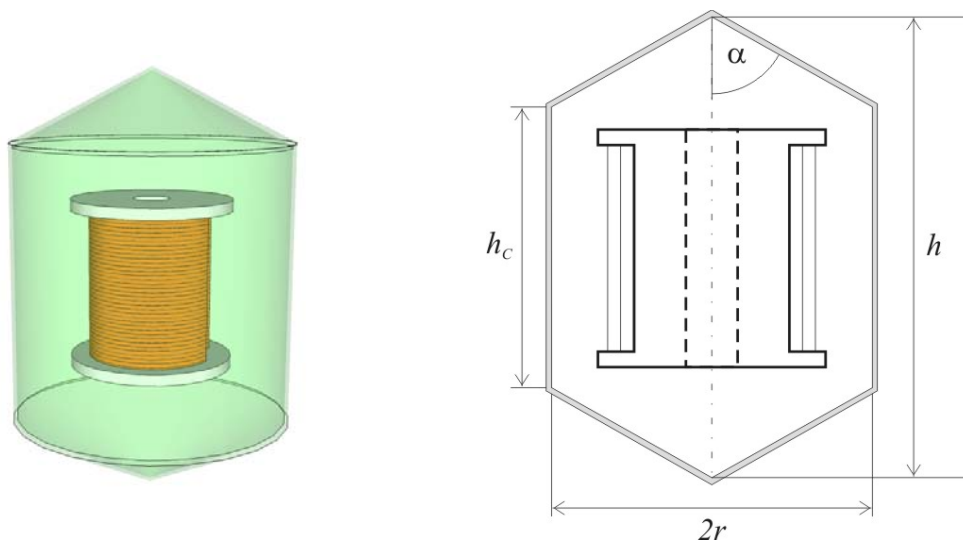
Slika 3.12 Otvoreni cilindrični oklopi: otvCil (ispred), otvCilV (desno nazad), otvCilS (levo nazad)



Slika 3.13 Zatvoreni cilindrični oklopi

3.5.3.2 Jednoslojni konusno-cilindrični oklopi

Konusno-cilindrični oklopi ili cilindri sa kupastim završetkom, nastaju kada se ravne baze cilindra zamene kupama kao što je prikazano na slici 3.14. Cilindar je poluprečnika 32 mm, a visina cilindra bez konusa, h_C , je 56 mm. Ugao pri vrhu konusa, označen sa α , uzima vrednosti 30°, 45° i 60°. Numeričke simulacije za ovaj tip oklopa izvedene su za dimenzije date u tabeli 3.7.



Slika 3.14 Konusno-cilindrični oklop i njegov aksijalni presek

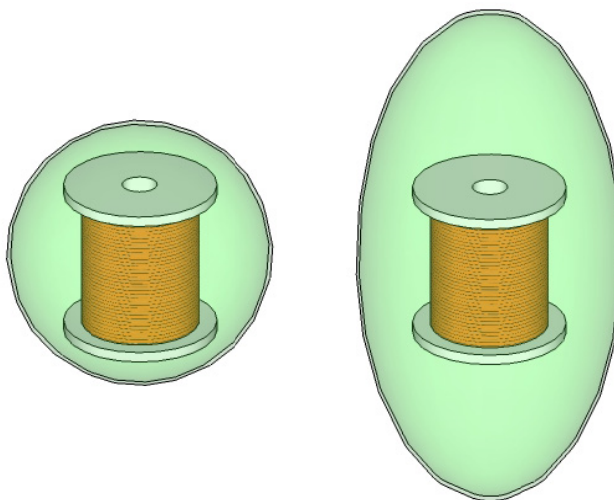
Tabela 3.7. Oznake i dimenzije konusno-cilindričnih oklopa

Oznaka	Ugao α [°]	Poluprečnik r [mm]	Visina h_C [mm]	Ukupna visina h [mm]
Konus30	30	32	56	163
Konus45	45	32	56	120
Konus60	60	32	56	93
Konus90 = zatCilM	90	32	56	56

Da bi se ispitalo da li otvor na oklopu ima uticaja na LT i ZT, analiziran je još jedan slučaj konusno-cilindričnog oklopa sa otvorom prečnika 5 mm pri vrhu kupe.

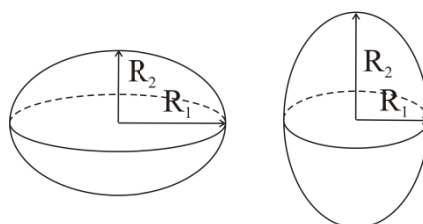
3.5.3.3 Jednoslojni sferni i elipsoidni oklopi

Za jednoslojne sferne i elipsoidne oklope, prikazane na slici 3.15, izvedene su numeričke simulacije.



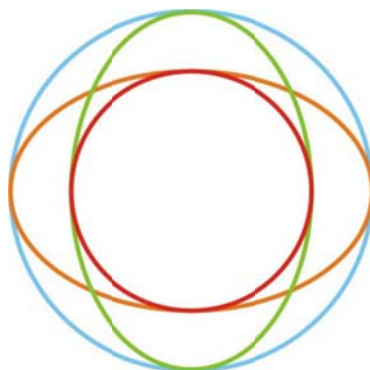
Slika 3.15 Sferni i elipsoidni oklopi

Poluose koji definišu elipsoidni oklop su prikazani na slici 3.16.



Slika 3.16 Poluose horizontalnog i vertikalnog elipsoidnog oklopa

Polazeći od minimalnog poluprečnika diktiranog dimenzijama transformatora, izabran je sferni oklop poluprečnika 38 mm. Odnos poluosa elipsoidnog oklopa od 1,5 je odabran da bi se elipsoid dovoljno razlikovao od sfere, kako bi se mogle bolje ispitati razlike između ova dva tipa oklopa. Veća sfera je izabrana tako da u potpunosti obuhvata elipsoid (slika 3.17).



Slika 3.17 Poređenje dimenzija sfernih i elipsoidnih oklopa

Posmatrani sferni oklopi su poluprečnika, r , 38 mm i 57 mm. Poluose horizontalnog elipsoida su $R_1 = 38$ mm i $R_2 = 57$ mm, a vertikalnog elipsoida $R_1 = 57$ mm i $R_2 = 38$ mm. Oznake sfernih i elipsoidnih oklopa i njihove dimenzije prikazane su u tabeli 3.8.

Tabela 3.8. Oznake i dimenzije sfernih i elipsoidnih oklopa

Oznaka	Tip oklopa	Poluprečnik r [mm]	Visina h [mm]	Odnos h/r
Sfera1	sferni (manji)	38	76	2
Sfera2	sferni (veći)	57	114	2
ElipsoidH	elipsoidni (horizontalni)	57	76	1,33
ElipsoidV	elipsoidni (vertikalni)	38	114	3

3.5.3.4 Višeslojni cilindrični oklopi

Višeslojni ili „sendvič“ oklopi se sastoje od više slojeva različitih materijala (slika 3.18). Naizmenično su poslagani provodni i feromagnetski materijali.



Slika 3.18 Merni transformator oklopljen višeslojnim cilindričnim oklopom (levo) i prikaz njegovog osno simetričnog preseka (desno)

Korišćeni su feromagnetski limovi (uzorak 3 iz poglavlja 4) i bakarni limovi.

Kao referentni, analizirani su jednoslojni bakarni i feromagnetski oklopi različitih debljina (0,5 mm, 1 mm i 2 mm), a zatim dvoslojni i četvoroslojni cilindrični oklopi čija debljina slojeva iznosi po 0,5 mm (tabela 3.5).

Cilindrična oblast koja se štiti i u kojoj se nalazi merni transformator je fiksna, poluprečnika 32 mm i visine 57 mm.

3.6 Ocena kvaliteta oklapanja

U ovom delu dati su potrebni koeficijenti i kriterijum za ocenu kvaliteta oklapanja, koji se odnosi na uticaj oklopa na linearnost transformatora i zaštitu transformatora od smetnji. Uticaj oklopa na LT kvantitativno je iskazan koeficijentom nelinearnosti, a uticaj oklopa na ZT kvantitativno je iskazan efikasnošću oklopa. Za potrebe ispitivanja istovremenog uticaja oklopa na LT i ZT, dat je kriterijum za ocenu kvaliteta oklapanja.

3.6.1 Koeficijent nelinearnosti

Ulazna merena veličina napona ili jačine struje u primarnom delu transformatora je samo u idealnom slučaju prostoperiodična veličina mrežne frekvencije. Međutim, veoma često je ta veličina izobličena, što znači da su prisutni i viši harmonici. Ukupna struja primara se može posmatrati kao superpozicija više prostoperiodičnih struja različitih frekvencija. Indukovana *ems* na krajevima sekundarnog namotaja transformatora zavisi od frekvencije prostoperiodične struje primara. Da bi se oblik ulazne merene veličine napona sa primara verno preneo na sekundar, neophodno je da se sačuva konstantan prenosni odnos transformatora u datom opsegu frekvencija. Prema tome, transformator mora biti linearan. Ovaj uslov je zadovoljen kada odnos elektromotorne sile na sekundaru transformatora i frekvencije, ems/f , ne zavisi od frekvencije, odnosno, kada je konstantan.

U slučaju neoklopljenog vazdušnog transformatora ovaj odnos je konstantan i za razmatrani transformator iznosi

$$\frac{ems_0}{f} = const. = 0,1553 \frac{\text{mV}}{\text{Hz}}, \quad (3.9)$$

gde je ems_0 elektromotorna sila na krajevima sekundara neoklopljenog transformatora.

Za oklopljeni transformator, zbog uticaja oklopa, taj odnos nije konstantan,

$$\frac{ems}{f} \neq const.$$

Da bi se kvantitativno opisala LT, uvodi se koeficijent nelinearnosti definisan kao

$$k_{nlin} = \frac{ems - ems_0}{ems_0}. \quad (3.10)$$

3.6.2 Efikasnost oklapanja

Efikasnost oklapanja (shielding effectiveness – *SE*) je parametar koji se često koristi za kvantitativno opisivanje performansi oklopa. Prvenstveno se koristi u slučajevima vremenski brzo promenljivih EM polja, odnosno, kod EM talasa. Efikasnost oklapanja zavisi od frekvencije.

Efikasnost oklapanja pri uticaju magnetskih polja se može prikazati kao odnos intenziteta vektora magnetske indukcije, bez i sa prisustvom oklopa,

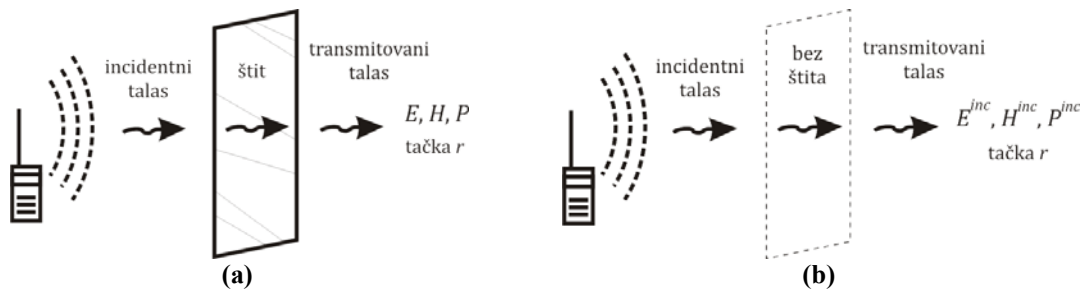
$$SE = \frac{\text{magnetsko polje bez oklopa}}{\text{magnetsko polje sa okloпом}} = \frac{B_o}{B_{okl}}. \quad (3.11)$$

Uopšteno gledano, SE se može definisati na više načina, kao odnos između dve odgovarajuće elektromagnetske veličine, električnog polja, magnetskog polja ili snage. Ova tri odnosa se numerički poklapaju samo pod sasvim posebnim okolnostima. Prema [135], efikasnost oklapanja se u praksi može definisati na dva načina, opisana u nastavku.

3.6.2.1 SE kao odnos polja u istoj tački, bez i sa okloпом

Efikasnost oklapanja se definiše kao odnos intenziteta vektora jačine električnog polja $E(r)$ ili magnetskog polja $H(r)$, koje je prisutno u tački \vec{r} iza oklopa (slika 3.20 a) i jačine istog polja u istoj tački u odsustvu oklopa [135]. Ova druga veličina je, po definiciji, incidentno polje $E^{inc}(r)$ ili $H^{inc}(r)$ (slika 3.20 b). Efikasnost oklapanja se obično iskazuje u decibelima, a da bi se dobile pozitivne vrednosti, posmatra se recipročna vrednost prethodne definicije. SE izražen preko jačine električnog polja, jačine magnetskog polja ili snage (preko Pointingovih vektora) je

$$SE_E = 20 \log \frac{|\vec{E}^{inc}(\vec{r})|}{|\vec{E}(\vec{r})|}, \quad SE_H = 20 \log \frac{|\vec{H}^{inc}(\vec{r})|}{|\vec{H}(\vec{r})|} \quad \text{ili} \quad SE_P = 10 \log \frac{|\text{Re}\{\vec{P}^{inc}(\vec{r})\}|}{|\text{Re}\{\vec{P}(\vec{r})\}|}. \quad (3.12)$$



Slika 3.20 Konfiguracija sa okloпом (a) i bez oklopa (b) [135]

3.6.2.2 SE kao odnos polja u dve različite tačke, ispred i iza oklopa

U drugom slučaju, koji se i manje koristi, SE se dobija razmatranjem odnosa intenziteta vektora jačine električnog polja (ili jačine magnetskog polja) u dve različite tačke \vec{r}_1 i \vec{r}_2 , koje se nalaze neposredno ispred ili iza oklopa [135]. SE je

$$SE_E = \frac{|E(r_1)|}{|E(r_2)|} \quad \text{ili} \quad SE_H = \frac{|H(r_1)|}{|H(r_2)|} \quad \text{ili} \quad SE_P = \frac{|\text{Re}\{P(\vec{r}_1)\}|}{|\text{Re}\{P(\vec{r}_2)\}|}. \quad (3.13)$$

Ponekad se umesto termina efikasnost oklapanja koriste termini faktor oklapanja (shielding factor) i slabljenje polja (field attenuation) [135].

3.6.2.3 Efikasnost oklopa izražena preko indukovane ems sekundara

Za razliku od prethodno opisanih definicija, u ovom radu je odabran nešto drugačiji pristup određivanju efikasnosti oklopa, razmatranjem odnosa indukovane ems sekundara bez oklopa i sa oklopom. Ovaj pristup je moguć samo u prisustvu merne sonde, bez koje se efikasnost oklopa može odrediti kao odnos odgovarajućih jačina magnetskih polja pomoću SE , na već opisani način.

U cilju ispitivanja efikasnosti oklopa, određivanje pojedinačnih međusobnih induktivnosti nije od interesa, već odnos međusobnih induktivnosti neoklopljenog transformatora i prstena, L_0 , i oklopljenog transformatora i prstena, L_{okl} . Kad je oklop napravljen od linearnog materijala ili se može aproksimirati linearnim, važi da je

$$\frac{L_0}{L_{okl}} = \frac{ems_{SM0}}{ems},$$

gde je ems_{SM0} ems sekundara transformatora bez oklopa, a ems predstavlja istu veličinu, ali u prisustvu oklopa. Obe navedene ems, ems_{SM0} i ems , nastaju zbog uticaja magnetske smetnje (struje smetnje), kada ne postoji struja primara.

Efikasnost oklopa se može definisati kao odnos ems sekundara bez i sa oklopom u prisustvu smetnje,

$$Se = \frac{ems_{SM0}}{ems}. \quad (3.14)$$

Efikasnost oklopa se može izraziti i u dB,

$$Se = 20 \log \frac{ems_{SM0}}{ems}. \quad (3.15)$$

Efikasnosti oklapanja se može definisati na više načina kao što je prikazano u ovom delu. S obzirom da su oznake iste ili slične, napominje se da se u ovom radu za ispitivanje zaštite transformatora koristi efikasnost oklopa Se data izrazom (3.14).

Za male sferne oklope od feromagnetika u homogenom magnetskom polju, efikasnost oklopa može se odrediti analitički, kao u [136]

$$Se = 1 + \frac{2}{3} \frac{\mu_r \cdot d}{r}, \quad (3.16)$$

gde je d debljina, a r poluprečnik sferog oklopa. Izraz (3.16) se može koristiti kao referentni za procenu efikasnosti oklapanja sfernim oklopom.

3.6.3 Kriterijum za ocenu kvaliteta oklapanja

Suprotstavljeni zahtevi, da oklop najmanje kviri linearnost transformatora, a da u isto vreme najbolje zaštiti transformator od uticaja stranog magnetskog polja - smetnji, traže da se nađe kompromis. U skladu sa zahtevima, potrebno je povećati efikasnost oklopa i smanjiti nelinearnost transformatora.

Ems na krajevima sekundara transformatora zavisi od dve ulazne veličine,

- jačine struje primara i
- jačine struje smetnje.

Da bi se izveli zaključci o kvalitetu oklapanja i optimalnom obliku oklopa, treba uzeti u obzir da ove ulazne veličine, struje primara i smetnje, postoje istovremeno. Ukupna ems na krajevima sekundara je

$$ems_{ukupna} = ems_{zbog\ struje\ primara} + ems_{zbog\ struje\ smetnje} \quad (3.17)$$

i zavisi od obe ulazne veličine (struje primara i smetnje), geometrije i parametara oklopa (σ , μ) i geometrije transformatora. Budući da su jačine struje primara i smetnje nezavisne veličine, nije jednostavno dati jedinstven kriterijum za ocenu kvaliteta oklapanja.

Neka je ems_0 indukovana ems na krajevima sekundara nastala zbog struje primara neoklopljenog transformatora.

Za oklopljeni transformator i obe ulazne veličine, ukupna ems na krajevima sekundara se može prikazati na sledeći način

$$ems_{ukupna} = \underbrace{(ems_0 + \Delta ems)}_{ems_{zbog\ struje\ primara}} + ems_{zbog\ struje\ smetnje} \quad (3.18)$$

gde je Δems promena $ems_{zbog\ struje\ primara}$ prouzrokovana okloпом. Zatim je odnos ukupne ems i ems_0 jednak

$$\frac{ems_{ukupna}}{ems_0} = \frac{ems_0}{ems_0} + \underbrace{\frac{\Delta ems}{ems_0}}_{k_{nlin}} + \underbrace{\frac{ems_{zbog\ struje\ smetnje}}{ems_0}}_{k_{smetnje}} = 1 + k_{nlin} + k_{smetnje} \quad (3.19)$$

gde je odnos $\Delta ems/ems_0$ isti kao odnos dat izrazom (3.10). Prema tome, koeficijent nelinearnosti se može zapisati kao

$$k_{nlin} = \Delta ems/ems_0 \quad (3.20)$$

Koeficijent k_{nlin} zavisi prvenstveno od geometrije transformatora i oklopa, parametara materijala oklopa (σ , μ) i frekvencije struje primara. On ne zavisi od jačine struje primara, sve dok je jačina struja mala i ne prouzrokuje zasićenje materijala oklopa.

Koeficijent smetnje definisan kao

$$k_{smetnje} = \frac{ems_{usled\ smetnje}}{ems_0}, \quad (3.21)$$

predstavlja normalizovani uticaj smetnje u odnosu na ems_0 , elektromotornu silu koja se generiše na sekundaru neoklopljenog transformatora usled struje primara. Koeficijent $k_{smetnje}$ zavisi od geometrije transformatora i oklopa, parametara materijala oklopa (σ, μ) i odnosa jačine struje smetnje (nivoa smetnje) i jačine struje primara.

Koeficijent smetnje se može izraziti pomoću efikasnosti oklopa

$$k_{smetnje} = \frac{1}{Se} \frac{ems_{SM0}}{ems_0}. \quad (3.22)$$

Pod pretpostavkom da je magnetska smetnja, odnosno, jačina struje smetnje frekvencije 50 Hz, najbolje oklapanje se dobija kada veličina

$$k_{OC} = \begin{cases} k_{nlin} + k_{smetnje}, & f = 50 \text{ Hz} \\ k_{nlin}, & f \neq 50 \text{ Hz} \end{cases} \quad (3.23)$$

nazvana koeficijent ocene, dostiže minimalnu vrednost. Potrebno je napomenuti da je koeficijent smetnje funkcija frekvencije i odnosa jačina struja primara i smetnje $k_{smetnje}(I_P / I_{SM}, f)$, a koeficijent nelinearnosti funkcija frekvencije $k_{nlin}(f)$. Ove zavisnosti važe sve dok materijal oklopa nije u zasićenju.

Najbolje rešenje oklopa, odnosno izbor najboljeg oklopa, definiše se u skladu sa kriterijumom (3.23).

4 Magnetska svojstva feromagnetskih materijala

4.1 Feromagnetski materijali

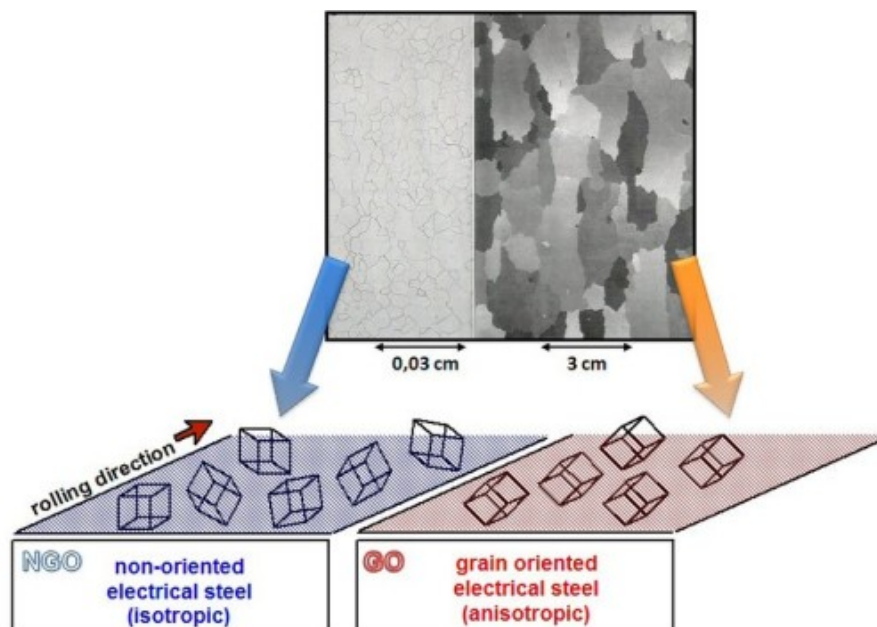
Feromagnetski materijali su jedna od značajnih grupa materijala u elektrotehnici. Najpoznatiji feromagnetik je gvožđe. Magnetske osobine feromagnetika zavise od strukture atoma odnosno molekula, strukture kristalne rešetke i rasporeda i uzajamne povezanosti čestica u kristalu. Ponašanje feromagnetskih materijala objašnjava kvantna fizika. Magnetski dipolni moment atoma sačinjen je od magnetskog dipolnog momenta elektrona i jezgra, ali je doprinos magnetskog dipolnog momenta jezgra, koji je obrnuto proporcionalan masi jezgra, zanemarljivo mali. Magnetski moment elektrona potiče od orbitalnog kretanja elektrona i sopstvenog spina elektrona. Kod feromagnetskih materijala, magnetski moment atoma najvećim delom potiče od magnetskog momenta spina elektrona, dok je doprinos orbitalnog magnetskog momenta mali. Ovo kvantno mehaničko kretanje elektrona može se predstaviti mikroskopskom strujnom konturom.

U zavisnosti od elektronske strukture atoma razlikujemo atome kod kojih se magnetski momenti svih elektrona poništavaju tako da ne postoji magnetski moment atoma i one kod kojih postoji magnetski moment atoma zbog nekompenzovanog momenta spina. Kod feromagnetskih materijala postoji magnetski moment atoma. Magnetski momenti atoma imaju fiksnu amplitudu i promenljivu orijentaciju. Elektronski spinovi susednih atoma su u međusobnom sadejstvu. Kao rezultat njihove međusobne interakcije stvaraju se domeni u kojima su svi magnetski momenti međusobno poravnati i jednako usmereni. U magnetskim domenima postoji spontana magnetizacija. U materijalu postoji veliki broj ovakvih domena koji su molekularnim silama povezani u jednu celinu, ali sa haotično raspoređenim pravcima i smerovima magnetskih momenata domena. Između susednih magnetskih domena postoji oblast unutar koje magnetski momenti menjaju orijentaciju od jednog domena do drugog. Ova oblast se naziva prelazna oblast (engl. magnetic domain wall) ili Blohov zid. Feromagnetski materijal se magnetiše pri izlaganju magnetskom polju, tako što magnetski momenti domena teže da se poravnaju sa pravcem i smerom polja. Pri povećanju jačine magnetskog polja dolazi do postepenog zakretanja čitavih domena i kada su svi domeni potpuno zaokrenuti materijal je u zasićenju. Materijali se mogu razmagnetisati postepenim smanjivanjem jačine magnetskog polja ili zagrevanjem iznad Kirijeve temperature. [60], [66], [114]

4.1.1 Klasifikacija feromagnetskih materijala

Feromagnetski materijali se često klasifikuju u dve osnovne grupe prema vrednosti koercitivnog polja, H_C , na magnetski meke i magnetski tvrde materijale. Vrednost koercitivnog polja za magnetski meke materijale je mala (ispod 1000 A/m), dok je za magnetski tvrde materijale velika (tipično već od 10000 A/m) [59]. Magnetski meki materijali se lako razmagnetišu i imaju malu vrednost koercitivnog polja i veliku permeabilnost, a koriste se kada se zahtevaju mali histerezisni gubici. S druge strane, magnetski tvrdi materijali se teže razmagnetišu i imaju veliku vrednost koercitivnog polja, pa se koriste za izradu permanentnih magneta i za proizvodnju medija za magnetske zapise. Najčešće korišćeni magnetski meki materijali su Fe-Si legure (elektrotehnički čelik), amorfne nano-kristalne legure i Ni-Fe legure [67].

Pločasti elektrotehnički čelik je široko rasprostranjen materijal i najčešće primenjivan za izradu transformatora, magnetskih oklopa i električnih motora i generatora. Elektrotehnički čelik je polikristalni materijal, koji se sastoji od velike količine malih pojedinačnih kristala ili zrna [60]. Elektrotehnički čelik se može klasifikovati u dve grupe prema orijentaciji zrna (slika 4.1). Zrnasti orijentisani elektrotehnički čelik (engl. grain oriented electrical steel - GO) je jako anizotropan materijal, čije magnetske karakteristike zavise od pravca valjanja pri izradi lima. Magnetske karakteristike ovakvih materijala su daleko bolje u pravcu valjanja nego duž pravca normalnog na pravac valjanja. Sa druge strane, neorijentisani elektrotehnički čelik (engl. non-oriented electrical steel - NGO) se često razmatra kao izotropan materijal čije osobine ne zavise od pravca valjanja zbog proizvoljne orijentacije zrna. U praksi neorijentisani elektrotehnički čelik nije potpuno izotropan i mogu se primetiti razlike u pravcu valjanja i u poprečnom pravcu [61].



Slika 4.1 Neorijentisani (NGO) i orijentisani čelik (GO), preuzeto iz [67]

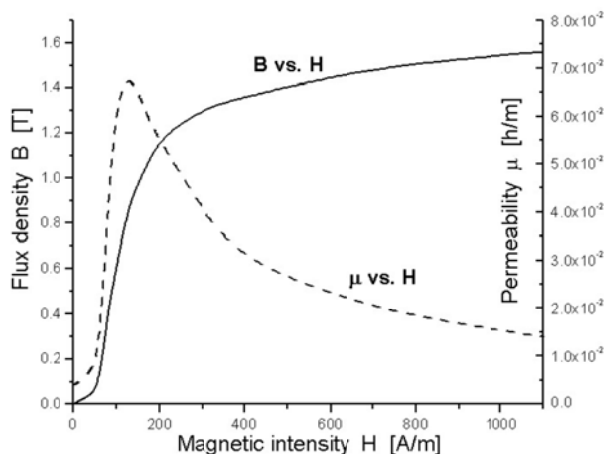
Feromagnetski limovi se, prema načinu izrade, mogu podeliti na toplo i hladno valjane limove. Neorijentisani (izotropni) dinamo limovi, bilo toplo ili hladno valjani, koriste se za izradu rotora i statora električnih mašina (generatora i elektromotora). Jezgra torusnih i "C" jezgra transformatora se prave se od hladno valjanih orijentisanih trafo limova, dok se jezgra "E-I" izrađuju ili od hladano valjanih, orijentisanih transformatorskih limova, ili od izotropnih materijala. Limovi jezgra transformatora se slažu tako da se smer valjanja podudara sa smerom linija vektora magnetske indukcije (smerom toka magnetskog fluksa).

Za izradu kvalitetnih magnetskih oklopa koriste se specijalni materijali sa velikom permeabilnošću i/ili dobrom specifičnom provodnošću. Visokokvalitetni i skupi materijali koji se koriste za izradu pasivnih oklopa su Permalloy, MU metal, Metglas, Magnetic Soft Ferrite i dr.

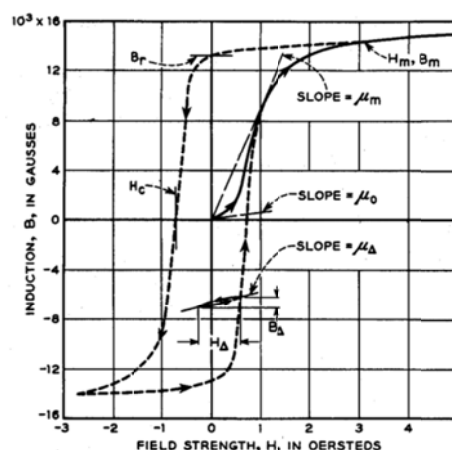
Električne uređaje i komponente je veoma često potrebno upakovati u kućišta, pa se u tu svrhu obično koriste limovi od komercijano dostupnijih materijala. Kućišta napravljena od takvih limova mogu u izvesnoj meri da štite uređaje od uticaja stranog magnetskog polja. Na primer, crne i pocinkovane cevi, kao i crni i pocinkovani limovi mogu relativno uspešno da se koriste kao magnetski oklopi.

4.2 Magnetske karakteristike materijala

Feromagnetski materijal se magnetiše kada se nađe u magnetskom polju. Magnetizacija se može opisati krivom magnetisanja, kao na slikama 4.3 i 4.4. Ova kriva se dobija kada se magnetizacija, M , ili magnetska indukcija, B , grafički prikažu u funkciji jačine magnetskog polja, H . Kod feromagnetskih materijala je ova kriva posebno značajna.



Slika 4.3 Početna kriva magnetisanja (puna linija) i permeabilnost gvožđa (isprekidana linija), preuzeto iz [63]



Slika 4.4 Početna kriva magnetisanja (puna linija) i kriva magnetisanja (isprekidana linija). 1 gauss = 10^{-4} T, 1 oersted = $(1000/4\pi)$ A/m = 79.58 A/m, preuzeto iz [64]

U praksi se feromagnetski materijali najčešće opisuju pomoću krive magnetisanja, koja prikazuje zavisnost $M(H)$ ili $B(H)$. Veličine B i H se mogu lakše izmeriti nego

intenziteti vektora magnetizacije, M , ili magnetske polarizacije, J_m , pa se za tehničke potrebe kriva magnetisanja češće prikazuje kao zavisnost B od H .

Permeabilnost (lat. permeabilis - propustljiv), μ , predstavlja magnetsku propustljivost i definiše se kao odnos intenziteta vektora magnetske indukcije i jačine magnetskog polja. Za opisivanje magnetskih osobina nelinearnih feromagnetskih materijala pogodno je uvesti više vrsta permeabilnosti, pa zbog toga takve materijale nije moguće dobro okarakterisati preko jedne vrednosti permeabilnosti. Za nelinearan materijal odnos B/H može značajno da se menja u zavisnosti od položaja tačke (B , H) na krivoj magnetisanja.

Sledeće definicije permeabilnosti preuzete su iz standarda IEEE Std 393-1991 [57].

Inicijalna ili početna permeabilnost je granična vrednost permeabilnosti u početnoj tački (koordinatnom početku) krive prvobitnog magnetisanja, $\mu_i = \lim_{H \rightarrow 0} B/H$.

Normalna permeabilnost je vrednost permeabilnosti za datu vrednost intenziteta vektora jačine magnetskog polja (ili magnetske indukcije), pri čemu se jačina magnetskog polja periodično menja u vremenu i pri tome ne postoji statička (vremenski konstantna) komponenta polja, $\mu = B/H$. Relativna normalna permeabilnosti je $\mu_r = 1/\mu_0 \cdot B/H$.

Maksimalna permeabilnost je najveća vrednost normalne permeabilnosti. Maksimalna permeabilnost može biti različita za vremenski konstantnu i prostoperiodičnu pobudu.

Inkrementalna permeabilnost je permeabilnost u uslovima sa datim prostoperiodičnim magnetskim poljem u prisustvu vremenski konstantnog magnetskog polja. Relativna inkrementalna permeabilnosti je $\mu_\Delta = 1/\mu_0 \cdot \Delta B/\Delta H$, gde je ΔB i ΔH promena magnetske indukcije i jačine magnetskog polja u toku jednog histerezisnog ciklusa, repektivno. Obično se ova permeabilnost koristi kada je vremenski promenljivo magnetsko polje male jačine u odnosu na statičko (vremenski konstantno) polje.

Diferencijalna permeabilnost se definiše kao odnos promene magnetske indukcije u odnosu na beskonačno malu promenu jačine magnetskog polja, $\mu_{\text{dif}} = dB/dH$.

Osim navedenih, postoje i neke druge vrste permeabilnosti koje su definisane u [137], [58], [114].

Magnetski histerezis je pojava pri kojoj namagnetisanost feromagnetnog tela ne zavisi samo od aktuelne vrednosti magnetnog polja, već i od prethodnih magnetskih stanja. Termin histerezis potiče od grčke reči, koja znači zakasnuti ili kasniti. Fenomen histerezisa u feromagnetskim materijalima je rezultat dva efekta: rotacije vektora magnetizacije i promene veličine i broja magnetskih domena. Magnetizacija se menja tako što se, unutar svakog domena, menja pravac i smer vektora magnetizacije, dok intenzitet uglavnom ostaje isti.

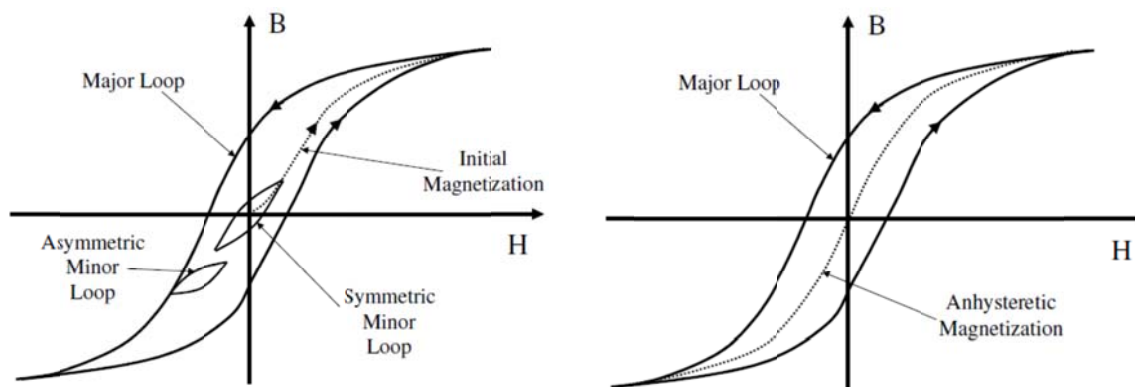
Uobičajeno je da se materijali klasifikuju jednostavnim poređenjem karakteristika njihovih glavnih histerezisnih petlji (engl. Major loop). Osim toga se uzima u obzir ponašanje malih ili unutrašnjih histerezisnih petlji (engl. Minor loop) i specifične veličine kakve su remanentna magnetska indukcija i koercitivno polje. Na slici 4.5 su

prikazane glavna histerezisna petlja, simetrične i nesimetrične unutrašnje petlje [69]. Glavna histerezisna petlja je kriva magnetisanja koja se dobija kada je primenjeno polje H dovoljno veliko da odvede materijal u zasićenje i B - H petlju zatvori na vrhovima.

Početna kriva magnetisanja (engl. Initial magnetization curve) je prelaz magnetske indukcije B sa početne vrednosti nula do vrha glavne petlje. Bilo koja histerezisna petlja unutar glavne petlje se definiše kao mala ili unutrašnja petlja. Unutrašnje petlje mogu biti asimetrične i simetrične u odnosu na koordinatni početak, kao što je prikazano na slici 4.5. Ponašanje malih petlji, odnosno promena njihovog oblika, zavisi od početnih nivoa (vrednosti) magnetske indukcije. Zbog toga se pri modelovanju sistema sa ovakim materijalima mora voditi računa i o primenjenom magnetskom polju i početnim uslovima za magnetsku indukciju ili magnetizaciju. [66], [69]

Definicija idealne krive magnetisanja (engl. Anhyseretic curve, Ideal curve) data je prema [66] i [138]. Tačke na krivoj se dobijaju kada se materijal izloži istovremenom uticaju vremenski konstantnog magnetskog polja i prostoperiodičnog magnetskog polja čija se amplituda postepeno smanjuje. Preostale tačke krive se dobijaju na isti način za niz različitih jačina konstantnog magnetskog polja. Tačke dobijene na ovaj način čine *anhyseretic* krivu magnetisanja (slika 4.5). Ova kriva se često određuje i kao srednja vrednost gornje i donje grane histerezisne petlje.

Normalna kriva magnetisanja nastaje povezivanjem vrhova histerezisnih petlji, koje se dobijaju kada se materijal izloži uticaju prostoperiodičnog magnetskog polja i namagnetiše do zasićenja. [66], [139]. Merenje ove krive opisano je u delu 4.3.



Slika 4.5 Tipovi krivih magnetisanja i histerezisnih petlji, preuzeto iz [69]

Feromagnetski materijali nepoznatih magnetskih karakteristika se vrlo često sreću i koriste u elektrotehničkoj praksi. Jedina mogućnost određivanja karakteristika takvih materijala je merenje. Merenjem odgovarajućih veličina moguće je uporediti različite materijale i na osnovu izmerenih podataka razviti modele ispitivanih materijala. Neophodno je poznavanje histerezisa kao važnog aspekta ponašanja magnetskih materijala, posebno pri određivanju gubitaka energije. Ovi gubici su povezani sa magnetskim karakteristikama materijala. S druge strane, merenjem histerezisnih petlji moguće je kasnije indirektno dobiti neke druge karakteristike materijala, kao što su normalna kriva magnetisanja i permeabilnosti. Ako se feromagnetici koriste za izradu oklopa, onda je poznavanje ovih veličina od posebne važnosti.

4.3 Merni metodi za određivanje magnetskih karakteristika materijala

Eksperimentalni metodi za određivanje magnetskih karakteristika se razmatraju detaljno u literaturi [1], [76], [140], [70], [54], [55] i [56]. ASTM standardi (The American Society for Testing and Materials) i Committee A06 propisuju opremu i postupke za razna magnetska merenja, a posebno za magnetski meke materijale izložene vremenski konstantnom magnetskom polju ili prostoperiodičnom magnetskom polju [66]. Merenje magnetskih karakteristika materijala iziskuje pripremu uzoraka za merenje i formiranje mernog sklopa, a nakon merenja matematičku obradu rezultata, kako bi se iz njih odredile tražene magnetske karakteristike [110], [104].

Eksperimentalno proučavanje feromagnetskih materijala zahteva:

- uređaj za generisanje polja kojim se materijal magnetiše i
- uređaj za merenje rezultujućeg efekta na materijalu.

Jačina magnetskog polja, H , kojem je uzorak izložen pri merenju magnetskih osobina, mora biti poznata iz proračuna ili merenja. Ako je polje generisano kalemom–solenoidom, njegova jačina se može izračunati na osnovu poznate jačine struje, broja zavojaka i dimenzija namotaja.

Osnovna merenja magnetskih svojstava materijala su objedinjena u grupu standarda IEC 60404. U tabeli 4.1 su prikazani neki od standarda o mernim metodama za određivanje magnetskih osobina kod pojedinih tipova materijala.

Tabela 4.1. Standardi o mernim metodima za magnetne materijale

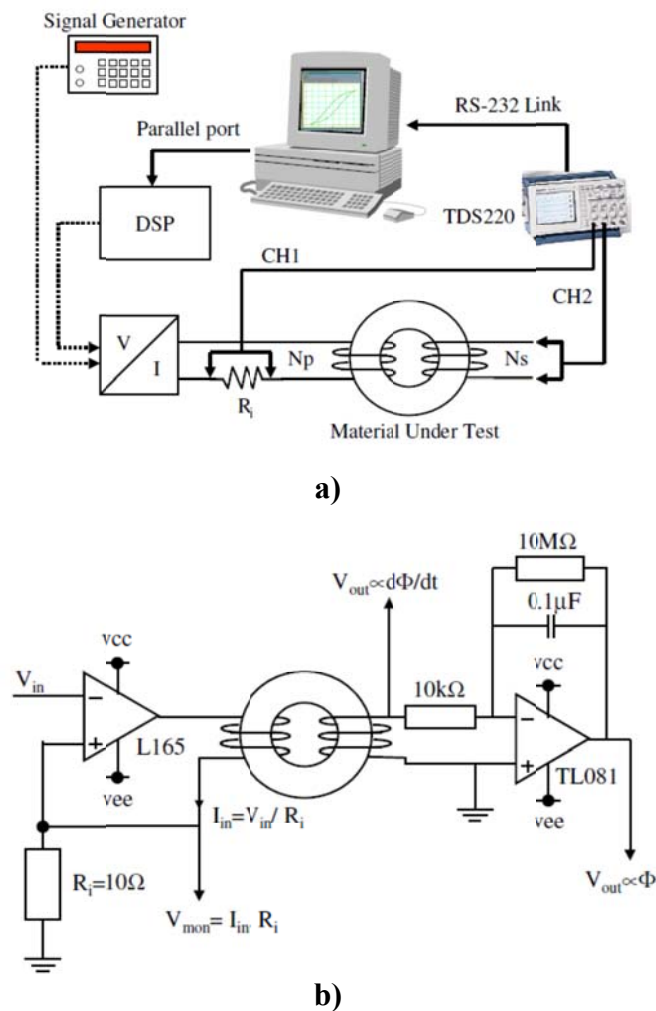
Dokument	Naslov
IEC 60404-2	SRPS: Metode merenja električnih i magnetnih svojstava čeličnih limova i traka pomoću Epštajnovog rama EN: Methods of measurement of the magnetic properties of electrical steel strip and sheet by means of an Epstein frame
IEC 60404-3	EN: Methods of measurement of the magnetic properties of electrical steel strip and sheet by means of a single sheet tester
IEC 60404-4	SRPS: Metode merenja magnetskih svojstava magnetno mekih materijala jednosmernom strujom EN: Methods of measurement of d.c. magnetic properties of magnetically soft materials
IEC 60404-5	SRPS: Materijali od stalnih magneta (magnetno tvrdi) — Metode merenja magnetnih svojstava EN: Permanent magnet (magnetically hard) materials - Methods of measurement of magnetic properties
IEC 60404-6	SRPS: Metode merenja magnetnih svojstava magnetno mekih metalnih ili praškastih materijala na frekvencijama u opsegu od 20 Hz do 200 kHz upotrebom uzorka u obliku prstena EN: Methods of measurement of the magnetic properties of magnetically soft metallic and powder materials at frequencies in the range 20 Hz to 200 kHz by the use of ring specimens

Merenje magnetskih karakteristika se može obaviti na više načina, ali su u ovoj disertaciji za ispitivanje magnetskih karakteristika materijala primenjena sledeća dva, bazirana na upotrebi:

- prstenastog (torusnog) uzorka (engl. Ring specimens) u mernom sklopu sa elektronskom integracijom i
- Epšajnovne aparature (rama).

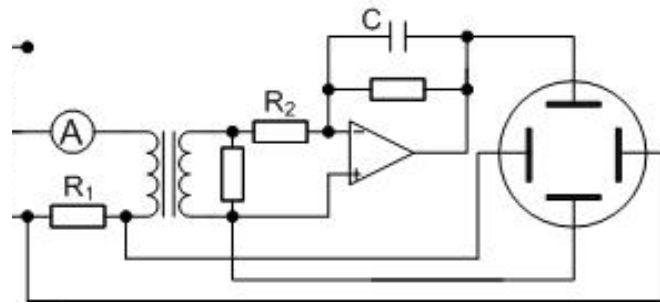
4.3.1 Sklop sa prstenastim uzorkom

Metode merenja magnetskih svojstava materijala upotrebom prstenastog uzorka su najčešće korićene metode [69], [66]. Na slici 4.6 date su šeme sklopa sa prstenastim uzorkom.



Slika 4.6 Šeme sklopa sa prstenastim uzorkom, preuzeto iz [69]

Za potrebe snimanja dinamičkih histerezisnih petlji u ovom radu korišćen je merni sklop prikazan na slici 4.7.



Slika 4.7 Šema uređaja sa elektronskim integratorom za merenje histerezisne petlje

Na ispitivani materijal u obliku prstena namotana je žica sa N_1 zavojaka primarnog namotaja i N_2 zavojaka sekundarnog namotaja. Primarni namotaj je preko otpornika otpornosti R_1 priključen na izvor naizmeničnog napona (slika 4.7). Na sekundarni namotaj može se priključiti, u jednostavnijoj izvedbi, RC sklop koji čine redno vezani otpornik otpornosti R_2 i kondenzator kapacitivnosti C i u nešto složenijoj verziji sklopa sa elektronskim integratorom (slika 4.7).

Napon u_{R1} na otporniku poznate otpornosti R_1 dovodi se na ploče za horizontalan otklon (prvi kanal) osciloskopa. Ovaj napon je proporcionalan jačini struje primarnog namotaja, $u_{R1} = R_1 i_1$. U torusnom jezgru se obrazuje magnetsko polje, čiji je intenzitet

$$H = N_1 i_1 / l, \quad (4.1)$$

gde je l dužina srednje linije jezgra. Napon na prvom kanalu osciloskopa je srazmeran jačini magnetskog polja u torusu

$$u_{R1} = \frac{R_1 l}{N_1} H = k_H H, \quad (4.2)$$

gde je konstanta

$$k_H = R_1 l / N_1.$$

Na krajevima sekundarnog namotaja indukuje se elektromotorna sila, koja je prema Faradejevom zakonu proporcionalna promeni magnetskog fluksa u vremenu,

$$e_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} = -N_2 S_{pp} \frac{dB}{dt}, \quad (4.3)$$

gde je S_{pp} površina poprečnog preseka torusa, a B intenzitet vektora magnetske indukcije u jezgru.

Jačina struje kroz sekundarni namotaj je

$$i_2 = -\frac{N_2 S_{pp}}{R_2} \frac{dB}{dt}, \quad (4.4)$$

pri čemu se otpornik otpornosti R_2 i kondenzator kapacitivnosti C nalaze u sklopu elektronskog integratora.

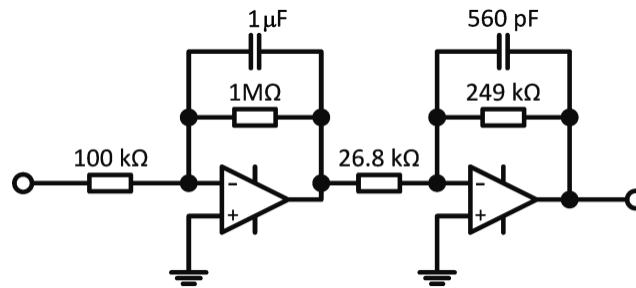
Krajevi sekundarnog namotaja priključeni su na integrator. Napon na izlazu elektronskog integratora je

$$u_2 = \frac{1}{R_2 C} \int_0^t e_2(t) dt = -\frac{1}{R_2 C} N_2 \int_0^{\Phi} d\Phi = -\frac{N_2 S_{pp}}{R_2 C} B = k_B B, \quad (4.5)$$

gde je konstanta

$$k_B = \frac{N_2 S}{R_2 C}.$$

Vertikalni otklon osciloscopa je srazmeran magnetskoj indukciji, B .



Slika 4.8 Šema složenijeg elektronskog integratora

Da bi se izlazni napon prilagodio ulazu osciloscopa, na izlaz integratora je dodat pojačavački stepen, predstavljen na slici 4.8. Zbog dodavanja tog pojačavačkog stepena konstanta k_B mora se pomnožiti faktorom pojačanja pojačavačkog stepena, A_V , koji zavisi od frekvencije i čije vrednosti su određene merenjem i simulacijom u programu Spice. Vrednosti A_V , po frekvencijama, date su u tabeli 4.2.

Tabela 4.2. Vrednosti A_V pojačavačkog stepena

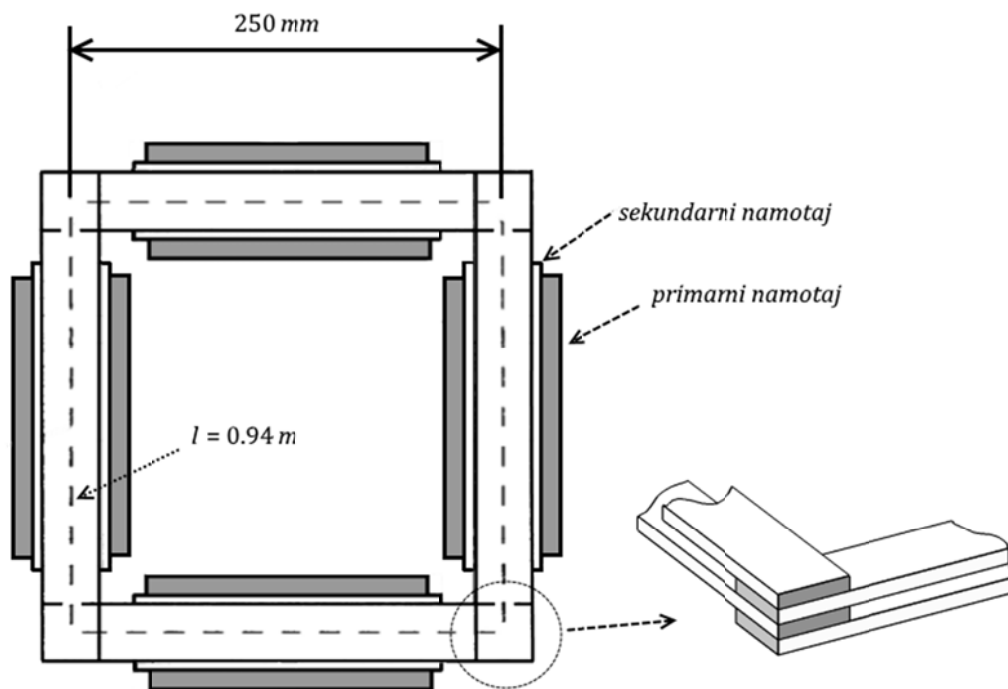
f [Hz]	50	100	150	200	250	350	450
A_V	9,28	9,26	9,21	9,15	9,08	8,88	8,65

Napon u_{R1} je proporcionalan jačini magnetskog polja u torusu, a napon u_2 magnetskoj indukciji. Histerezisnu petlju čini skup parova vrednosti intenziteta vektora \vec{H} i \vec{B}

$$H = \frac{u_{R1}}{k_H} \text{ i } B = \frac{u_2}{k_B A_V}. \quad (4.6)$$

4.3.2 Epštajnov ram

Često korišćeni merni metod za merenje magnetskih karakteristika limova je Epštajnov ram. Ispitivani limovi se režu u trake i slažu u četiri paketa. Pri rezanju traka treba voditi računa o smeru valjanja lima, zbog toga se pola traka reže u pravcu valjanja, a druga polovina normalno na taj pravac. Kod orijentisanih limova sve trake se režu u istom pravcu. Limove je potrebno međusobno izolovati, da se pri merenju ne bi javili dodatni gubici usled vrtložnih struja. Paketi limova se ubacuju u Epštajnov ram, koji sadrži četiri namotaja. Na slici 4.9 je prikazan način slaganja traka koje obrazuju četvorougao. Broj limova treba da bude takav da tesno ispunjava prostor unutar namotaja [1].



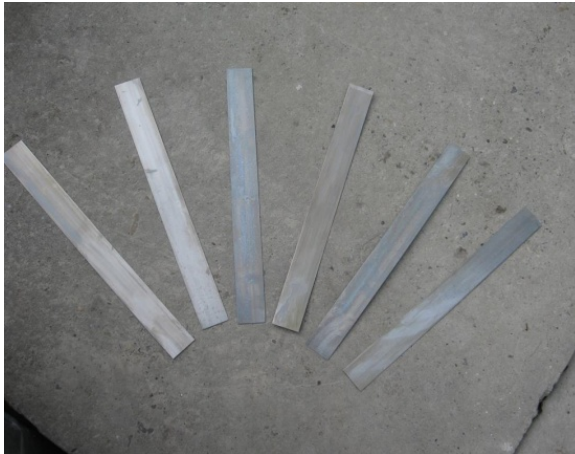
Slika 4.9 Epštajnov ram prema IEC 60404-2 i dvostruko preklopljen spoj

Epštajnov ram, na slici 4.9, neopterećenog transformatora se sastoji od po četiri primarna namotaja i četiri sekundarna namotaja, koji su fiksirani i namotani na nemagnetski kvadratni okvir [58]. Uzorci u obliku traka se postavljaju u konfiguraciju sa dvostruko preklopljenim spojem prikazanim na slici 4.9, gde se magnetska putanja zatvara kroz uzorke. Epštajnov ram je zatvoreno magnetsko kolo, što je tipično za standardnu karakterizaciju magnetski materijala.

Prema standardu IEC 60404-2, potreban broj traka za Epštajnov ram se kreće između 12 do više od 100, što zavisi od veličine Epštajnovog rama, kao i od debljine i specifične mase uzorka. Dimenzije traka uzorka su maksimalne širine 30mm i minimalne dužine 280mm. Prosečna dužina magnetske putanje je 0,94 m. Da bi se obezbedili dobri uslovi na uglovima okvira, preporučuje se primena sile od 1 N na svakom uglu, da bi se sprečile vibracije i poboljšala ponovljivost merenja. Prednost ove metode je laka ponovljivost postupka, jer su parametri merne aparature propisani standardima, i u dobroj tačnosti (npr. greška pri merenju magnetske indukcije je oko 0,55% [71]), dok je

sama aparatura čvrsta i dugog veka. Mane ove metode se ogledaju u postojanju sistematske greške zbog nehomogenosti uzorka, prouzrokovane preklapanjem limova, problemu definisanja dužine magnetske putanje i upotrebe velike količine materijala, koji se kasnije ne može iskoristi u druge svrhe [59].

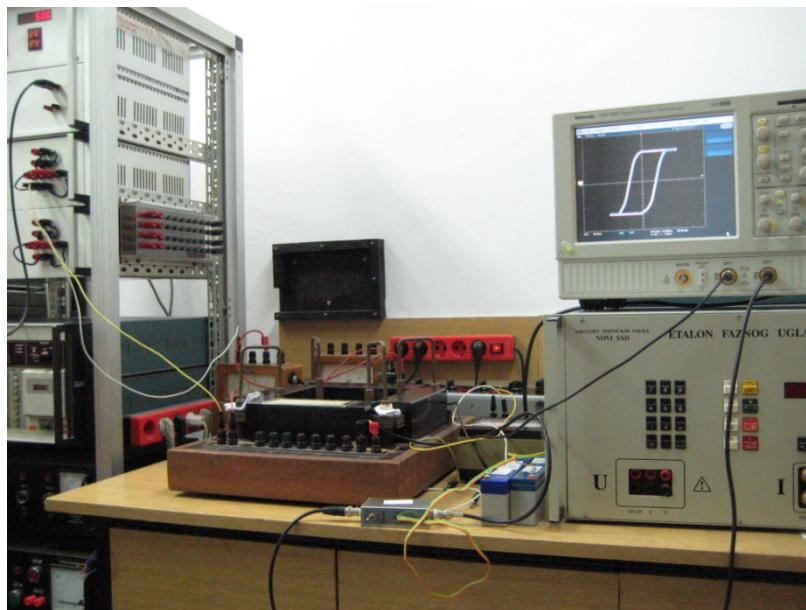
Na slikama 4.10, 4.11 i 4.12 su prikazane trake, Epsteinov ram i merni sklop sačinjen za potrebe merenja.



Slika 4.10 Pripremljene trake ispitivanog uzorka 3



Slika 4.11 Epsteinov ram sa postavljenim trakama



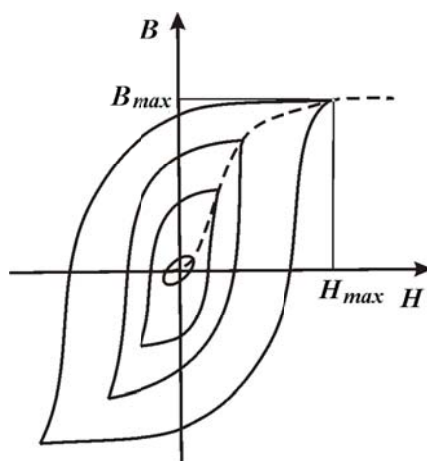
Slika 4.12 Merni sklop sa Epsteinovim ramom

4.4 Obrada merenih rezultata

Rezultati merenja se moraju numerički obraditi. Vrednosti merenih napona na priključcima osciloskopa treba pomnožiti odgovarajućim konstantama k_H i k_B . Na ovaj način se parovi merenih vrednosti napona prevode u parove (H, B) .

Takvi rezultati se dalje koriste, između ostalog, i za formiranje matematičkog modela histerezisne petlje razmatranog materijala, što je detaljno obrađeno u petoj glavi.

Nakon formiranja modela histerezisnih petlji (opisano u petom poglavlju) i određivanja vrhova histerezisnih petlji, pristupa se određivanju normalne krive magnetisanja. Na slici 4.13 su prikazne histerezisne petlje i normalna kriva magnetisanja. Ova kriva se dobija tako što se vrhovi histerezisnih petlji povežu na adekvatan način. U ovom radu, normalna kriva magnetisanja je aproksimirana fitovanjem sigmoidalnom funkcijom vrhova histerezisnih petlji. O sigmoidalnim funkcijama govori se u radu [139], kao i u referencama navedenim u njemu.



Slika 4.13 Histerezisne petlje za različite jačine struje primara (pune linije) i normalna kriva magnetisanja (isprekidana linija)

Polazeći od normalne krive magnetisanja određuju se normalne i diferencijalne permeabilnosti.

Normalna permeabilnost je, prema oznakama na slici 4.14, definisana kao

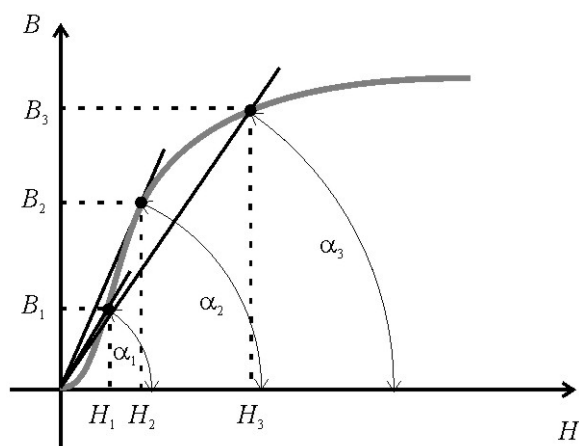
$$\mu_i = \frac{B_i}{H_i} = \operatorname{tg} \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

Ako se usvoji da je $dB/dH \approx \Delta B/\Delta H$, diferencijalna permeabilnost, je, prema oznakama na slici 4.15, definisana kao

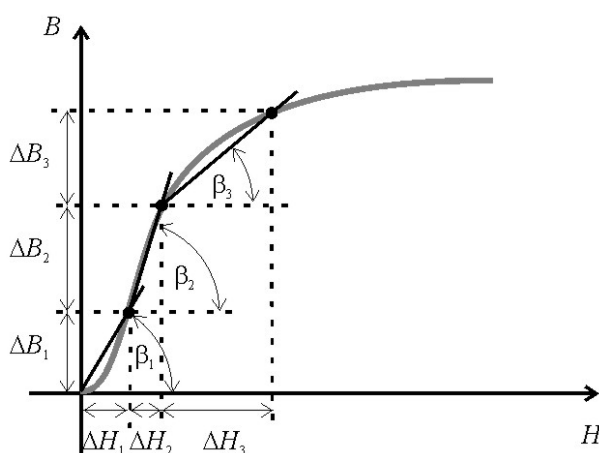
$$\mu_{dif_i} = \frac{\Delta B_i}{\Delta H_i} = \operatorname{tg} \beta_i, \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

Početna permeabilnost je

$$\mu_{poc} = \frac{\Delta B_1}{\Delta H_1} = \operatorname{tg} \beta_1.$$



Slika 4.14 Normalna kriva magnetisanja sa nagibima i uglovima koji definišu normalnu permeabilnost



Slika 4.15 Normalna kriva magnetisanja sa nagibima i uglovima koji definišu diferencijalnu i početnu permeabilnost

4.5 Ispitivani uzorci

Pre merenja histerezisnih petlji potrebno je pripremiti ispitivani uzorak. Od uzorka se formira prsten na koji je potrebno dodati dva namotaja, primar i sekundar, sa odgovarajućim brojem zavojaka. Za određivanje normalne krive magnetisanja neophodno je da amperzavojci primara budu dovoljni da se jezgro može odvesti u zasićenje. Potreban broj amperzavojaka primara je približno jednak

$$N_1 i_1 \approx \ell B / \mu, \quad (4.7)$$

gde je B intenzitet vektora magnetske indukcije u jezgru, μ je permeabilnost materijala jezgra, a ℓ dužina jezgra. Pošto permeabilnost materijala nije unapred poznata, mora se pretpostaviti neka vrednost, dovoljno mala da pri izračunatoj vrednosti amperzavojaka materijal sigurno ode u zasićenje. Potom se jačina struje i broj zavojaka mogu odrediti iz izraza (4.7) i zahteva da impedansa kojom pripremljeni prstenasti uzorak opterećuje merni sistem bude u dozvoljenim granicama.

Ispitivani su materijali navedeni u Tabeli 4.3. Prva dva uzorka su crne šavne cevi, unutrašnjeg prečnika 44 mm i 56 mm, debljine zida 2 mm i visine 20 mm. Pocinkovani lim standardne debljine, kao treći uzorak, savijen je i zalemljen u torus prečnika 47,75 mm ($\ell = 150$ mm) i visine 20 mm. Uzorci 3 i 4 su napravljeni od istog materijala, ali su jedni sečeni u trake u pravcu valjanja, a drugi normalno na pravac valjanja. Kod oba uzorka 3 i 4 skinut je sloj cinka, pa je ispitivan samo gvozdeni lim. Peti uzorak je lim M103-27p, zrnasti orijentisani elektrotehnički čelik, koji proizvodi ThyssenKrupp [68]. Torusi napravljeni od ispitivanih materijala prikazani su na slici 4.16.

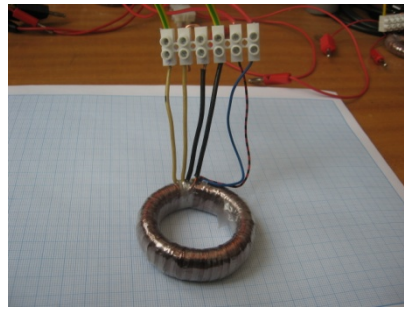
Tabela 4.3. Ispitivani materijali

	Naziv	Dimenzije	Broj zavojaka
Uzorak 1	Uža crna šavna cev	Unutrašnji prečnik jezgra 44 mm Debljina zida cevi 2 mm Visina cevi 20 mm Prečnik žice 0,3 mm	$N_1=1000$ $N_2=265$
Uzorak 2	Šira crna šavna cev	Unutrašnji prečnik jezgra 56 mm Debljina zida cevi 2 mm Visina cevi 20 mm Prečnik žice 0,3 mm	$N_1=1000$ $N_2=343$
Uzorak 3	Pocinkovani lim (sečen u pravcu valjanja)	Debljina lima 0,5 mm Dužina srednje linije torusa 290 mm Visina torusa 30 mm Prečnik žice 0,65 mm	$N_1=2000$ $N_2=200$
Uzorak 4	Pocinkovani lim (sečen normalno na pravac valjanja)	Debljina lima 0,5 mm Unutrašnji prečnik jezgra 47,75 mm Dužina srednje linije torusa 150 mm Visina torusa 20 mm Prečnik žice 0,3 mm	$N_1=1000$ $N_2=453$
Uzorak 5	M 103-27p ThyssenKrupp (Grain-oriented electrical steel sheet)	Debljina lima 0,27 mm Unutrašnji prečnik jezgra 50 mm Spoljašnji prečnik jezgra 80 mm Visina torusa 25 mm Prečnik žice 0,3 mm	$N_1=500$ $N_2=25$

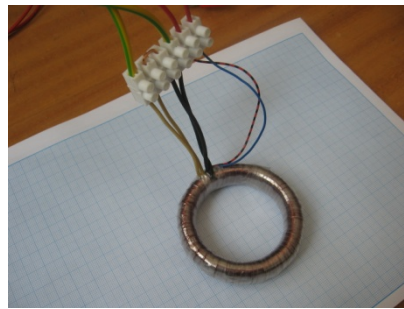
Primarni namotaj prstenastog uzorka sastoji se od N_1 zavojaka lakirane bakarne žice prečnika 0,3 mm ili 0,65 mm. Broj zavojaka sekundara N_2 se, zbog različite geometrije i time različitih potrebnih amperzavojaka neophodnih da se materijal dovede u zasićenje, razlikuje od uzorka do uzorka. Broj zavojaka sekundara za ispitivane uzorke je dat u tabeli 4.3.



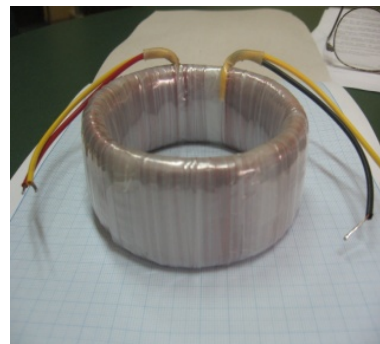
Uzorak 1: manja crna cev



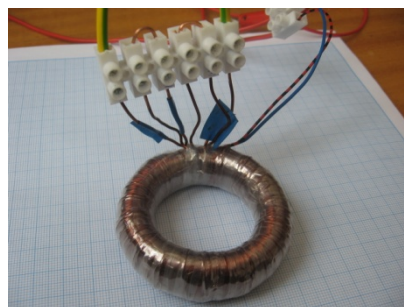
Uzorak 2: veća crna cev



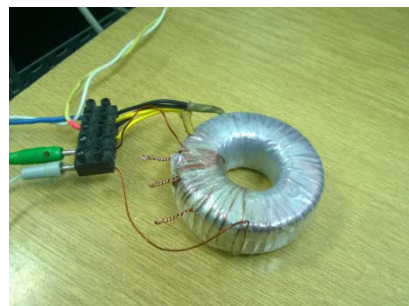
Uzorak 3: pocinkovani lim



Uzorak 4: pocinkovani lim



Uzorak 5: M 103-27p



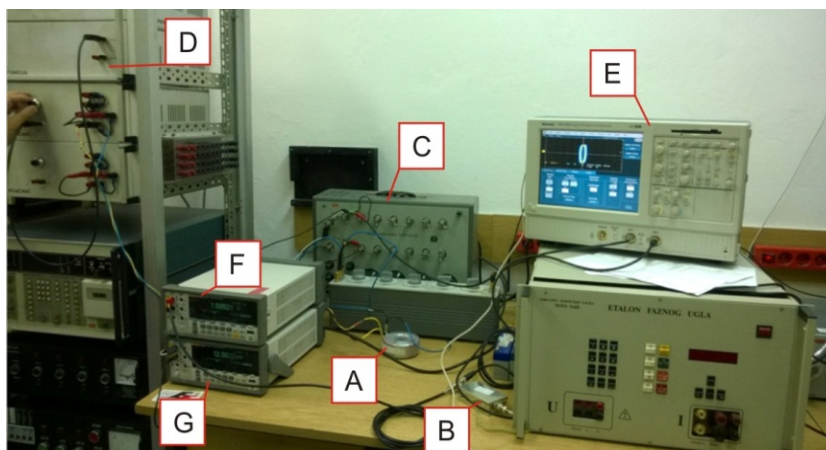
Slika 4.16 Ispitivani materijali (levo) i pripremljeni prstenasti uzorci sa namotajima (desno)

4.6 Rezultati merenja

Merenja su sprovedena za sve navedene uzorke. Postupak merenja i izmereni i obrađeni rezultati dati su za uzorak 3, dok su za preostale uzorke prikazane samo dobijene histerezisne petlje sa vrhovima, koji definišu normalnu krivu magnetisanja.

Kao što je već rečeno, od izabranog pocinkovanog lima sa kojeg je uklonjen cink, je napravljeno tanko torusno jezgro, prikazano na slici 4.16. Širina trake je 30 mm, a dužina trake, odnosno dužina srednje linije torusnog jezgra, je 290 mm. Lim je obložen samolepljivom izolacionom folijom. Primar je napravljen od 2000 zavojaka lakirane bakarne žice prečnika 0,65 mm, a sekundar od 200 zavojaka žice istog prečnika.

Merenja su izvršena u Kalibracionoj laboratoriji Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu, na konstantnoj temperaturi od 22°C. Merni sklop prikazan je na slici 4.17.



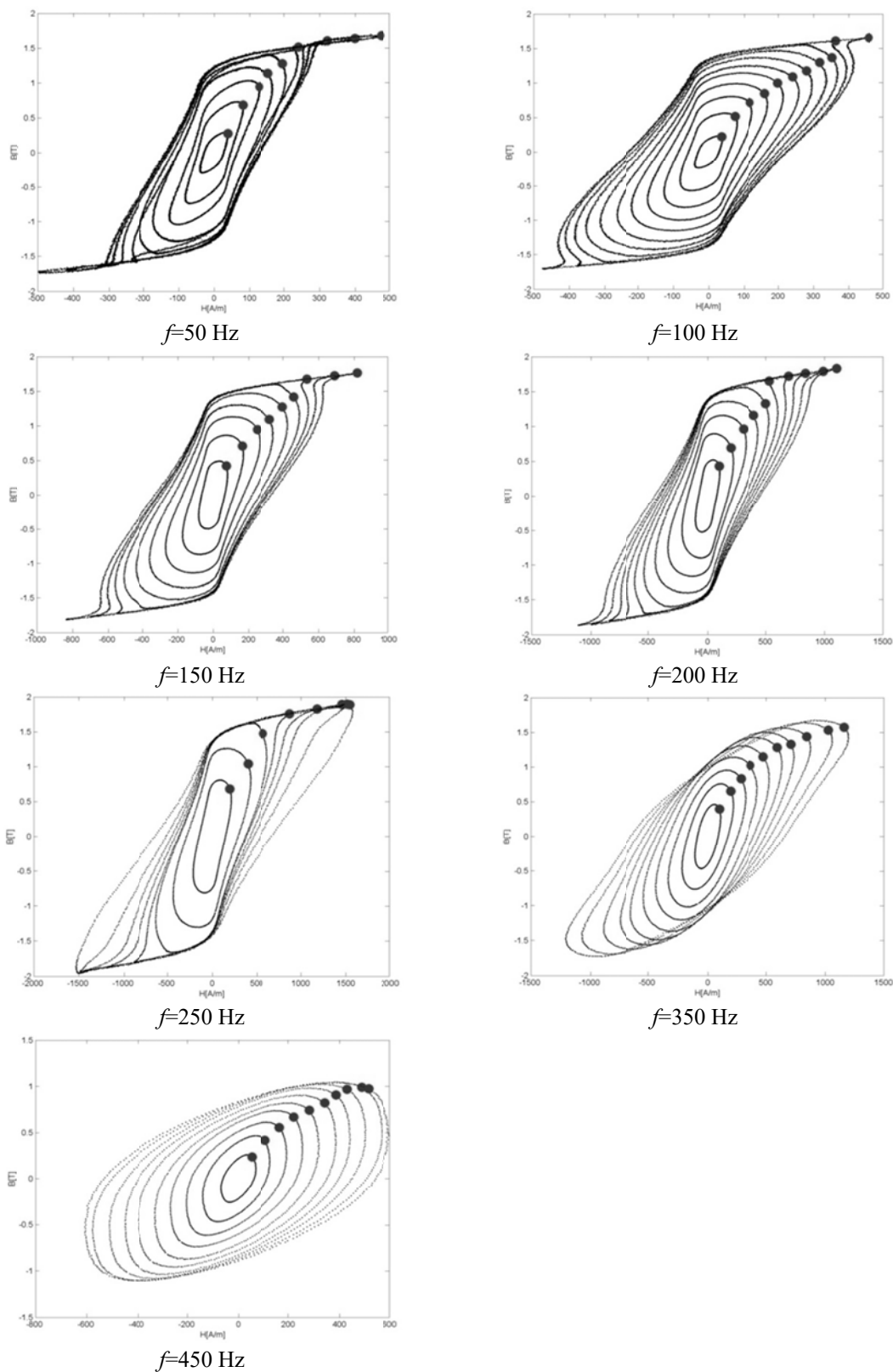
Slika 4.17 Merni sklop sa prstenastim uzorkom i integratorom

A - uzorak, B - integrator, C - otpornik, D -kalibrator,
E - osciloskop, F i G - multimetri

Primarni namotaj na prstenastom uzorku je napajan iz preciznog funkcijskog generatora GF-1, a efektivna vrednost jačine struje primara je merena instrumentom FLUKE 8846A Multimeter. Elektronski integrator konstruisan je u istoj laboratoriji. Napajan je iz akumulatora vremenski konstantne elektromotorne sile, ± 12 V. Histerezisne petlje su prikazivane i snimane na osciloskopu, TEKTRONIX TDS 5032, a napon na izlazu integratora je meren instrumentom FLUKE 8846A Multimeter. Otpornost otpornika u kolu primarnog namotaja je bila $R_1=1 \Omega$. Relevantni elementi elektronskog integratora prikazanog na slici 4.8 su imali vrednosti $R_2=100 \text{ k}\Omega$ i $C=1 \mu\text{F}$.

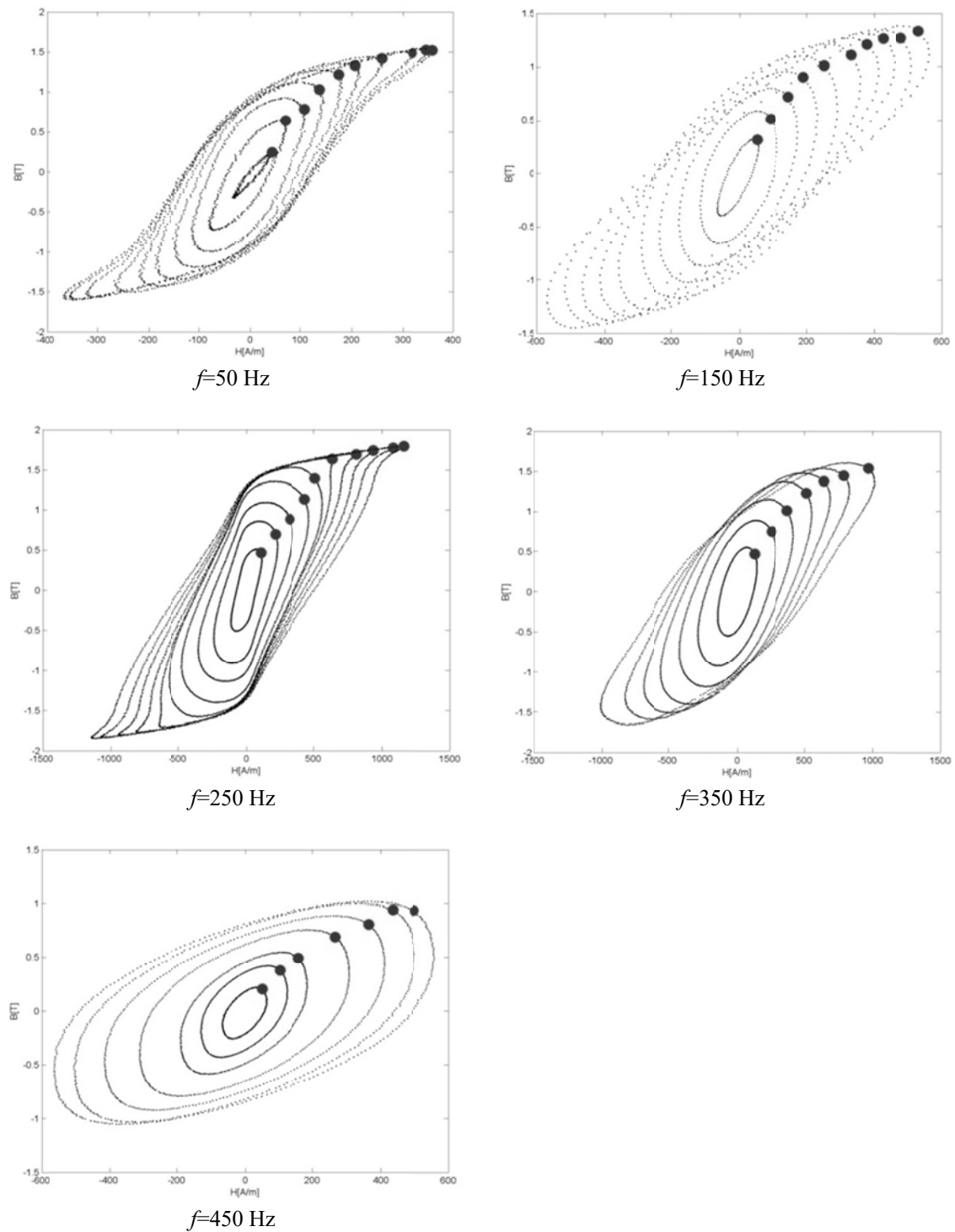
Merenja su izvršena za 7 različitih frekvencija, 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 200 Hz, 250 Hz, 350 Hz i 450 Hz, za do 10 različitih jačina struja primara iz opsega 50-500 mA.

Histerezisne petlje i vrhovi histerezisa za uzorak 1, za navedene frekvencije u opsegu od 50 Hz do 450 Hz, su prikazani na slici 4.18.



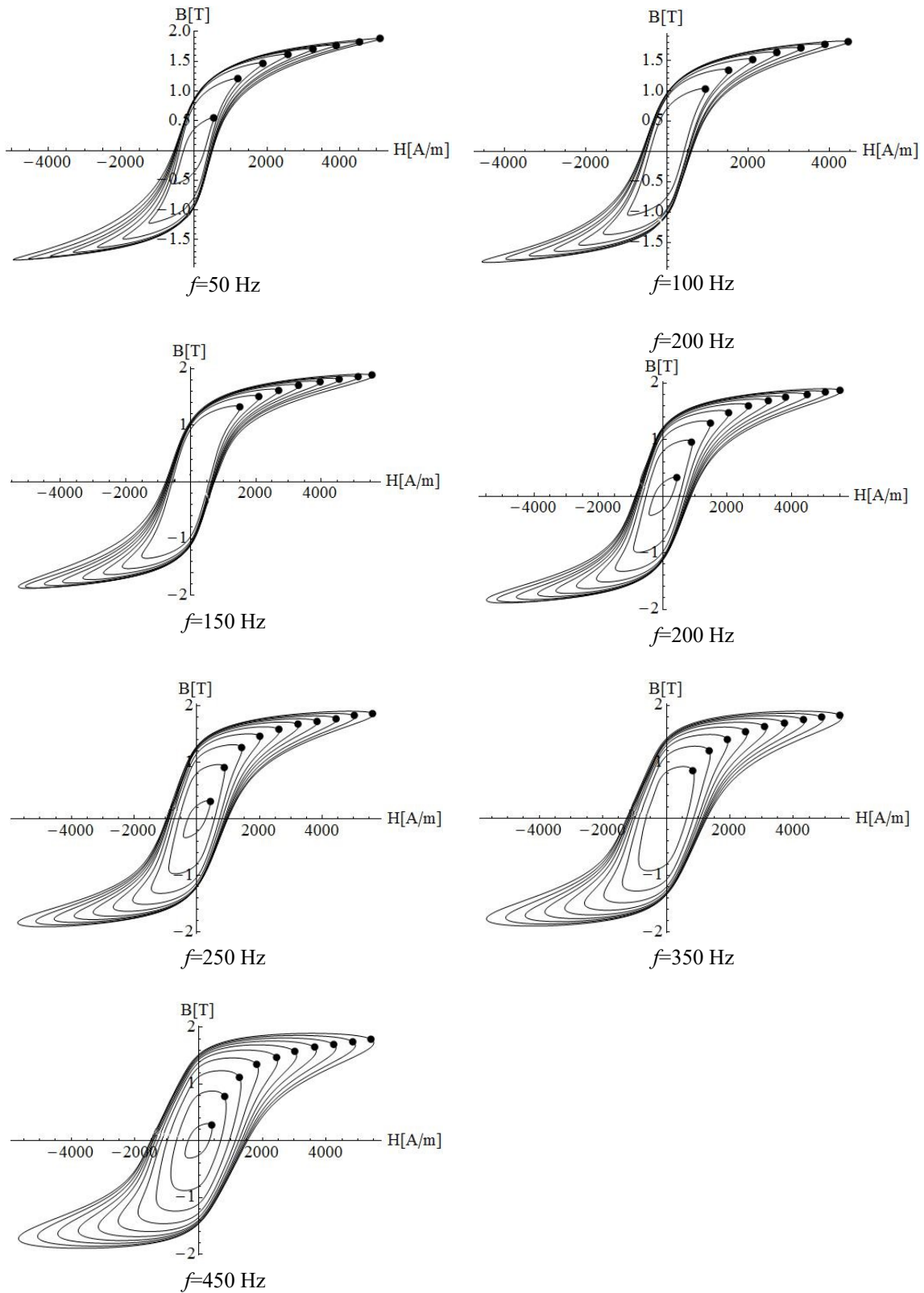
Slika 4.18 Histerezisne petlje za uzorak 1

Histerezijsne petlje i vrhovi histerezijsa za uzorak 2, za frekvencije u opsegu od 50 Hz do 450 Hz, su prikazani na slici 4.19.



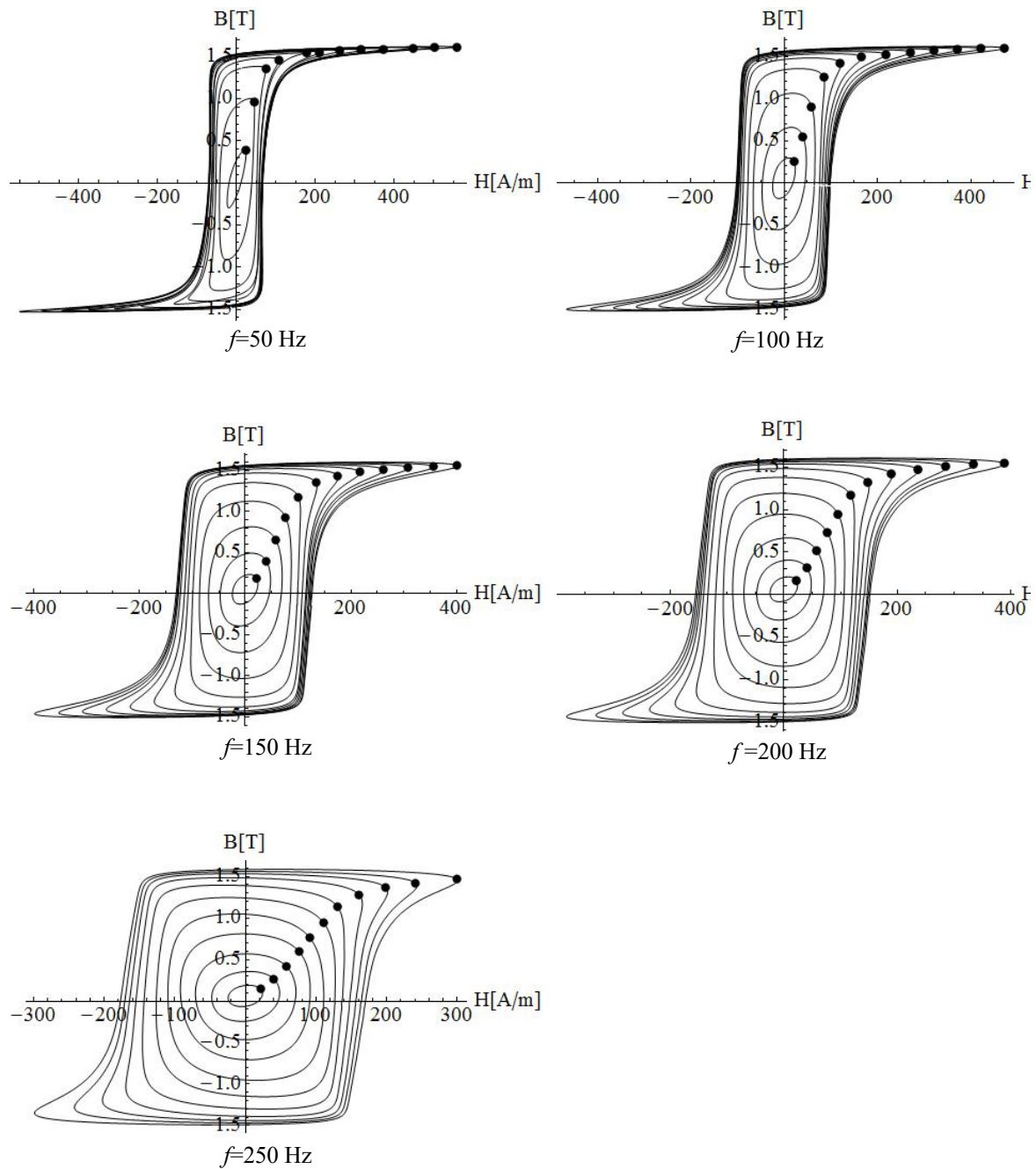
Slika 4.19 Histerezisne petlje za uzorak 2

Histerezisne petlje i vrhovi histerezisa za uzorak 3, za frekvencije u opsegu od 50 Hz do 450 Hz, prikazani su na slici 4.20.



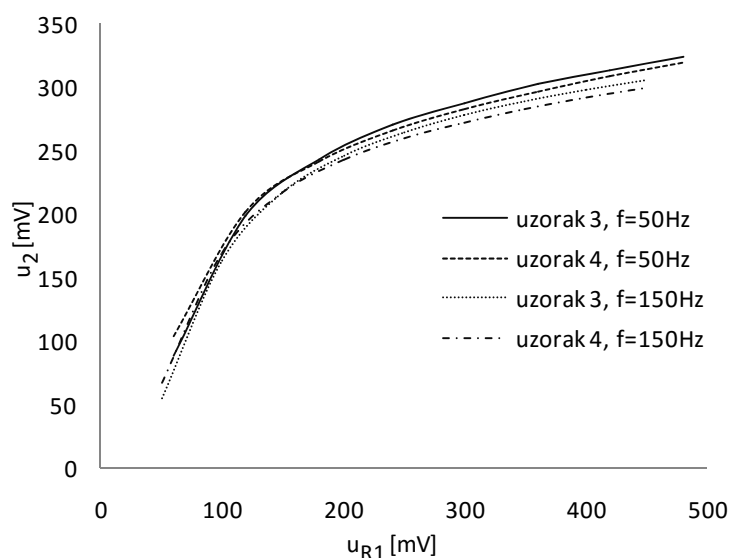
Slika 4.20 Histerezisne petlje za uzorak 3

Histerezisne petlje i vrhovi histerezisa za uzorak 5, za frekvencije u opsegu od 50 Hz do 250 Hz, su prikazani na slici 4.21.

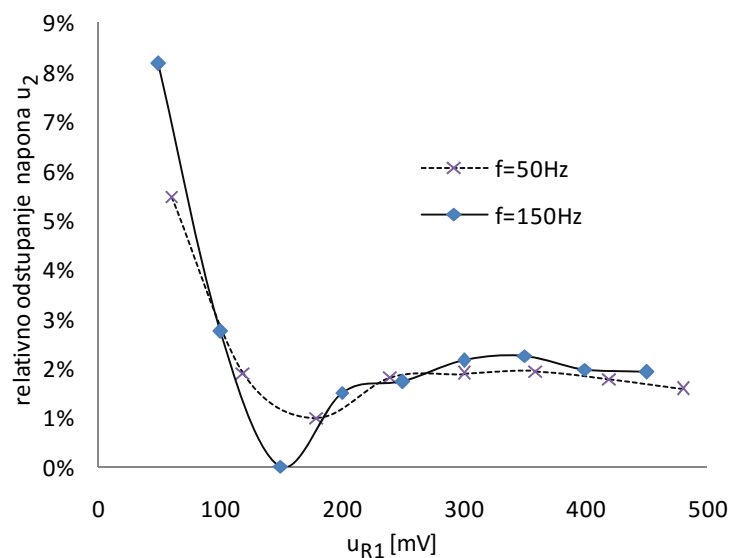


Slika 4.21 Histerezisne petlje za uzorak 5: M 103-27p

Rezultati merenja za uzorke 3 i 4 su pokazali da između ta dva uzorka nema velike razlike u pogledu histerezisnih petlji za razmatrani opseg frekvencija. Za ispitivane uzorke 3 i 4, rezultati merenih napona u_{R1} i u_2 koji su dovedeni na prvi i drugi kanal osciloskopa dati su na slici 4.22. Relativno odstupanje između izmerenih vrednosti napona u_2 za uzorke 3 i 4 nije veće od 3%, osim za merenje pri najmanjoj vrednosti napona u_{R1} (slika 4.23). Na osnovu dobijenih rezultata, prikazanih na slikama 4.22 i 4.23, može se zaključiti da je ispitivani materijal izotropan.

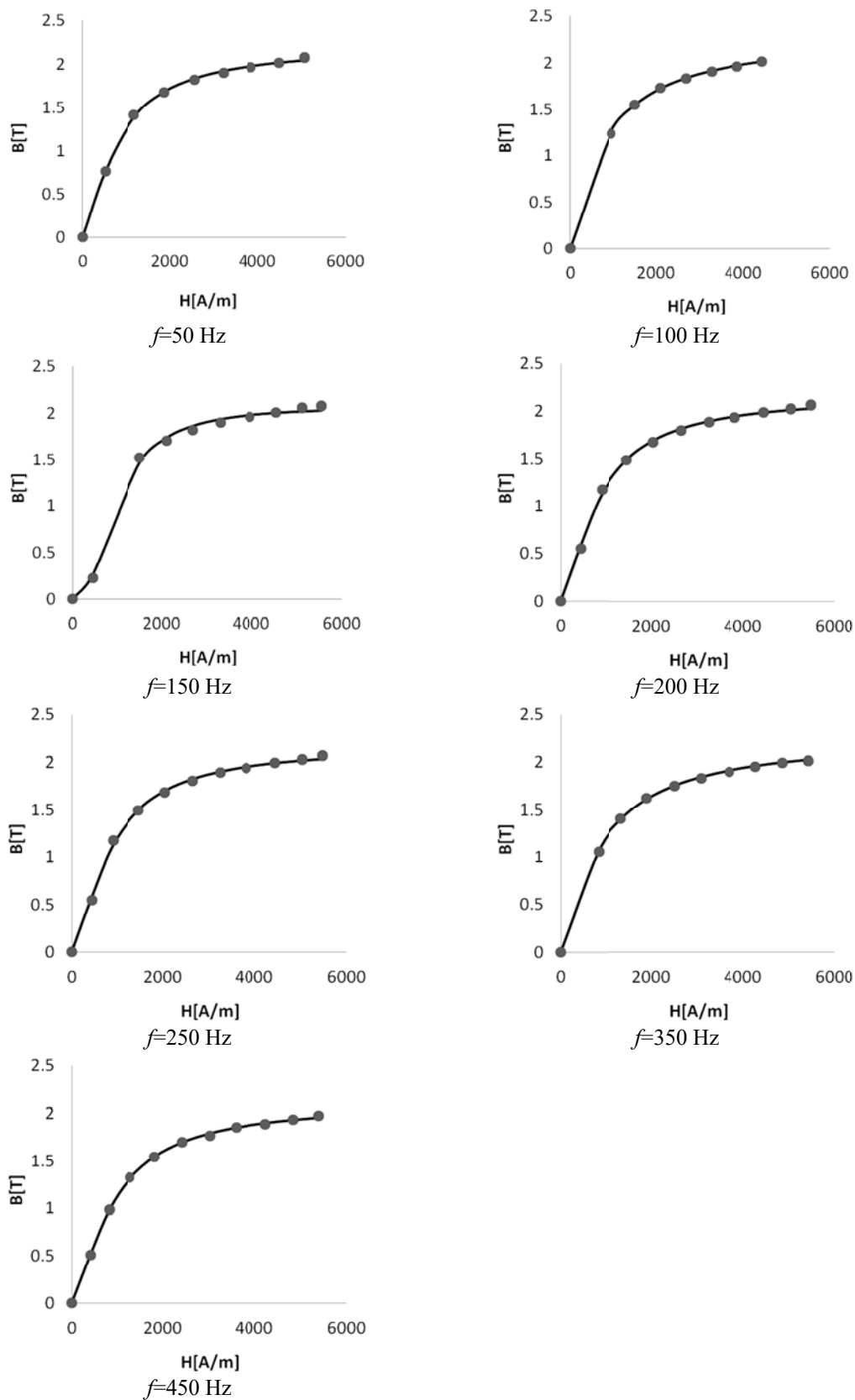


Slika 4.22 Izmereni naponi na priključcima osciloskopa za dva ispitivana uzorka i za dve frekvencije



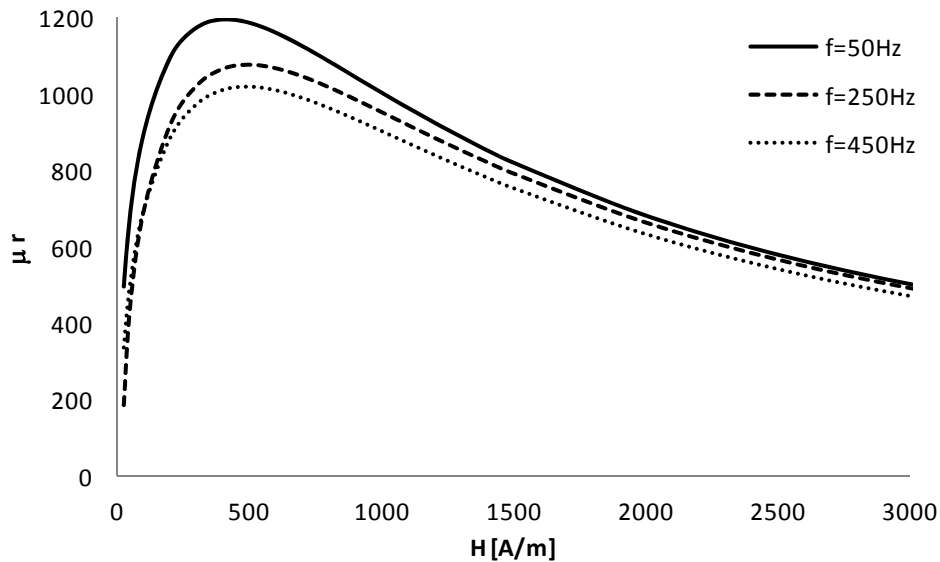
Slika 4.23 Relativno odstupanje između izmerenih vrednosti napona u_2 za uzorke 3 i 4

Normalna kriva magnetisanja je aproksimirana fitovanjem sigmoidalnom funkcijom vrhova histerezisnih petlji. Tako dobijene normalne krive magnetisanja za uzorak 3, po frekvencijama, prikazane su na slici 4.24. Vrhovi histerezisnih petlji označeni su tačkama, a punom linijom je prikazana normalna kriva magnetisanja.

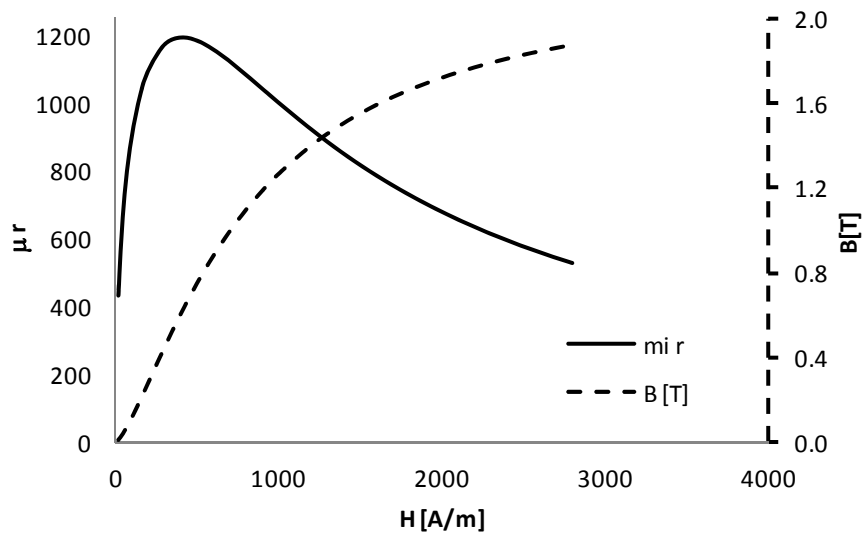


Slika 4.24 Normalne krive magnetisanja za uzorak 3 za frekvencije u opsegu od 50 Hz do 450 Hz

Polazeći od normalne krive magnetisanja određena je relativna normalna permeabilnost, koja je u funkciji jačine magnetskog polja za tri različite frekvencije prikazana na slici 4.25. Relativna permeabilnost (isprekidana linija) i normalna kriva magnetisanja (puna linija) su zajedno prikazane na slici 4.26. Ove krive imaju karakterističan (tipičan) oblik zavisnosti od jačine magnetskog polja.



Slika 4.25 Relativna permeabilnost uzorka 3 na frekvencijama 50 Hz, 250 Hz i 450 Hz



Slika 4.26 Relativna permeabilnost i normalna kriva magnetisanja uzorka 3 na frekvenciji 50 Hz

5 Modelovanje histereza

Histereza je prisutan u dinamičkim sistemima (sistem koji se menja u vremenu) u kojima trenutna vrednost izlazne veličine sistema zavisi od prethodnih stanja ulazne veličine sistema. Kod feromagnetskih materijala, histereza je fenomen pri kojem namagnetisanost feromagnetskog materijala zavisi od trenutne vrednosti magnetskog polja i prethodnog magnetskog stanja. Ovaj fenomen je posledica efekta rotacije magnetskih momenata i promene veličine i broja magnetskih domena. Za svaki feromagnetni materijal može se definisati beskonačno mnogo histerezisnih petlji, pošto različitim vrednostima maksimalne jačine magnetskog polja odgovaraju različite histerezisne petlje. Spajanjem vrhova histerezisnih petlji formira se kriva koja se zove normalna kriva magnetisanja.

Za potrebe istraživanja feromagnetskih oklopa, izvršeno je određivanje magnetskih karakteristika feromagnetskih materijala. Da bi se te karakteristike materijala implementirale u modele oklopa, neophodno je numerički obraditi eksperimentalne podatke. Ponašanje feromagnetskih materijala se opisuje mnogim matematičkim i eksperimentalnim modelima [77]. U literaturi se proučavaju razni matematički modeli histereza i mnogo napora se ulaže u poboljšanje modela i postupaka za fitovanje eksperimentalnih podataka.

Poželjno je da odabrani model histerezisne petlje bude jednostavan, ali da istovremeno dobro aproksimira eksperimentalno snimljene krive. Takođe je poželjno da model bude opisan relativno malim brojem parametara.

5.1 Modeli histereza

Fenomen histereza se razmatra u sistemima u kojima periodične vremenske promene ulaza prouzrokuju odgovarajuće kašnjenje vremenski periodičnih promena izlaza. Sistemi koji počivaju na ovom fenomenu se označavaju kao histerezisni sistemi.

Modeli histereza se grubo mogu podeliti u dve klase [141]:

Fizički modeli histereza su zasnovani na detaljnim opisima komplikovanih fizičkih fenomena. Jednačine koje ih opisuju se teško rešavaju ili je njihovo rešavanje računarski zahtevno, a rešenja se mogu dobiti uglavnom samo za veoma pojednostavljene magnetske histerezisne sisteme.

Fenomenološki modeli histereza su zasnovani na jednostavnim analitičkim jednačinama, koje ne moraju biti povezane sa fizičkim principima. Ovakvi modeli su mnogo jednostavniji za primenu u modelovanju i simulaciji realnih magnetskih histerezisnih sistema, a zasnivaju se na iskazivanju zavisnosti magnetizacije od

magnetskog polja pomoću diferencijalnih, integralnih ili algebarskih jednačina. Prednost fenomenoloških modela histerezisa je u tome što se oni lako implementiraju numerički, a ukupno vreme računanja je kraće nego kod fizičkih modela. Iz tog razloga, fenomenološki modeli histerezisa nalaze široku primenu u modelovanju raznih elektronskih i mehaničkih uređaja, među koje spadaju i transformatori.

Fenomenološki modeli histerezisa se dalje dele na skalarne, vektorske, statičke i dinamičke [141].

Langevinov model histerezisa je najjednostavniji model koji opisuje magnetizaciju kao funkciju primenjenog magnetskog polja. Izlazna veličina Langevinovog modela se može analitički izraziti u funkciji ulazne veličine x pomoću formule

$$f = M_s \left[\coth\left(\frac{x}{a}\right) - \frac{a}{x} \right],$$

gde je M_s vrednost saturacije (zasićenja) na izlazu, a a je parametar koji zavisi od početne magnetske susceptibilnosti materijala. Iako je jednostavan, Langevinov model se često koristi kao polazna tačka za razvoj drugih modela, kao što su Jiles-Athertonov model ili neke verzije Hodgdonovog modela.

Energetski model, poznat i kao Hauserov model, je fenomenološki model koji opisuje magnetizaciju feromagnetskih materijala kao funkciju primenjenog spoljašnjeg magnetskog polja, temperature i mehaničkog pritiska. Stanje magnetizacije se dobija minimizovanjem zapreminske gustine energije celog feromagnetskog materijala, koji se posmatra izdvojen na male zapremine. Za ovaj model postoji algoritam kojim se određuju parametri histerezisne krive.

Hodgdonov model je matematički model histerezisa koji opisuje krive magnetisanja pomoću relativno jednostavnih matematičkih jednačina za diferencijalnu magnetsku susceptibilnost. Iako ovaj model nije zasnovan na fizičkim pretpostavkama, pokazano je da dobro predstavlja veliki broj različitih magnetizacionih procesa u kalemovima i magnetskim jezgrima, kao i određene dinamičke magnetizacione procese sa nešto komplikovanim formulama za fitovanje.

Jiles-Athertonov (JA) model je fenomenološki model histerezisa koji opisuje promenu magnetizacije feromagnetskih materijala pomoću jednostavnih diferencijalnih jednačina za magnetizaciju kao funkciju vremena. Kao i energetski model, i JA model uzima u obzir uticaj polja, demagnetizaciju i energiju zapinjanja domenskih zidova (engl. *domain pinning*).

Takačev model je fenomenološki model histerezisa, baziran na funkciji koja je kombinacija hiperbolične i linearne funkcije. Ovaj model je zasnovan na sličnosti tangensa hiperboličnog sa funkcijama Langevina i Brillouina. Ovim modelom moguće je opisati brojne važne efekte poput kompleksnog histerezisnog ciklusa, tranzijentne efekte, magnetske viskoznosti i magnetostrikcije [78], [82].

Preisachov model je među najčešće korišćenim fenomenološkim modelima. Postoje mnoge njegove verzije i modifikacije, budući da on spada u efikasnije modele. Klasični

Preisachov model je razvijen da bi se opisao proces magnetizacije u česticama, gde promena magnetizacije nastaje isključivo usled promene magnetskih dipolnih momenata. Uopšteni Preisachov model se veoma često koristi za precizno opisivanje reverzibilnih i ireverzibilnih magnetizacionih procesa.

5.2 Takačev model histereza

Kao polazište u ovom radu odabran je Takačev model histereza [78], [79], koji spada u fenomenološke modele. On se intenzivno izučava, [80], [80], [82] i koristi se za modelovanje histerezisnih petlji feromagnetskih materijala koji se koriste u elektrotehnici [89]. Ovaj model se lako prilagođava posebnim slučajevima [89].

Postoje mnoge modifikacije Takačevog modela. Na primer, jedno poboljšanje se proučava u [83]. Chwastek je proučavao dinamička proširenja Takačevog modela, u kojima se parametri modela određuju dodatnim numeričkim proračunima [80].

Takačev model se može primeniti na unutrašnje (male) histerezisne petlje, asimetrične histerezisne petlje, remanentnu magnetizaciju, proračune histerezisnih gubitaka i mnoge druge efekte histereza [78], [80].

Histerezisne petlje se u Takačevom modelu predstavljaju dvema simetričnim funkcijama koje sadrže tangens hiperbolični, kojim se opisuju uzlazna i silazna grana,

$$f(M_s, H, a, c, q, d) \text{ i } -f(M_s, -H, a, c, q, d),$$

Grane se susreću u tački koja odgovara amplitudi magnetskog polja H_{\max} . Funkcija f je definisana kao kombinacija hiperbolične i linearne funkcije,

$$f(M_s, H, a, c, q, d) = M_s \tanh \frac{H+c}{a} + qH + d, \quad (5.1)$$

gde su M_s , a , c , q i d parametri modela.

5.3 Modifikovani Takačev model – Padé aproksimacija

Preciznost fitovanih krivih se može poboljšati određenim modifikacijama Takačevog modela. Modifikacije Takačevog modela sa Padé aproksimacijama se razmatraju u [89], [84] i [85].

Za potrebe modelovanja oklopa izvršena je serija merenja histereza razmatranih feromagnetskih materijala, čime su dobijeni skupovi podataka za različite frekvencije i jačine struje. Osnovna ideja primene matematičkog modela histereza je da se fitovanjem eksperimentalnih podataka veliki skup merenih podataka (mereni vektor) zameni jednostavnim analitičkim modelom, što značajno smanjuje zauzeće memorije i olakšava manipulaciju podacima u simulacijama.

Na merenim podacima, dobijenim eksperimentalnim ispitivanjem feromagnetskih materijala koje je opisano u četvrtoj glavi, pokazano je da krive dobijene pomoću Takačevog modela ne prate uvek dovoljno dobro eksperimentalne podatke.

Nova modifikacija Takačevog modela opisana u [113] se uvodi da bi se poboljšala preciznost modela histerezisne petlje, tako što se tangens hiperbolični u izrazu (5.1) zamenjuje modifikovanim Padé aproksimacijama reda (5,3)

$$\frac{-p z^5 + 45z^3 + 630z}{15(17z^2 + 42)}$$

i reda (7,5)

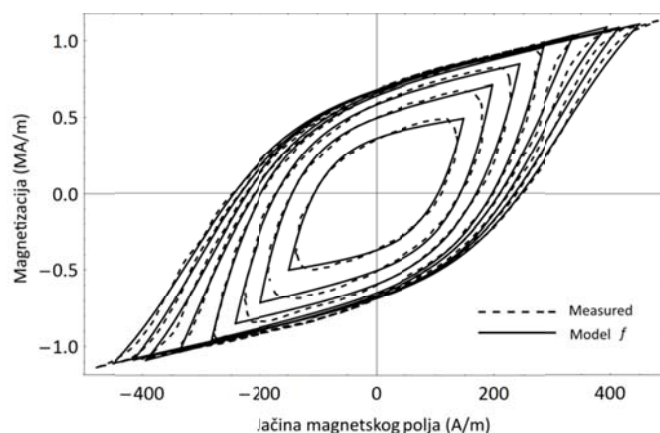
$$\frac{-p z^7 + 210z^5 + 17955z^3 + 155925z}{105(26z^4 + 666z^2 + 1485)},$$

gde je $z = (H+c)/a$. Za $p=1$ ove aproksimacije se svode na originalne Padé aproksimacije. Zamenjujući ove aproksimacije umesto tangensa hiperboličnog u (5.1), dobijaju se odgovarajuće aproksimacije funkcije f . Ove aproksimacije su označene sa $f_{5,p}$ i $f_{7,p}$ [113]:

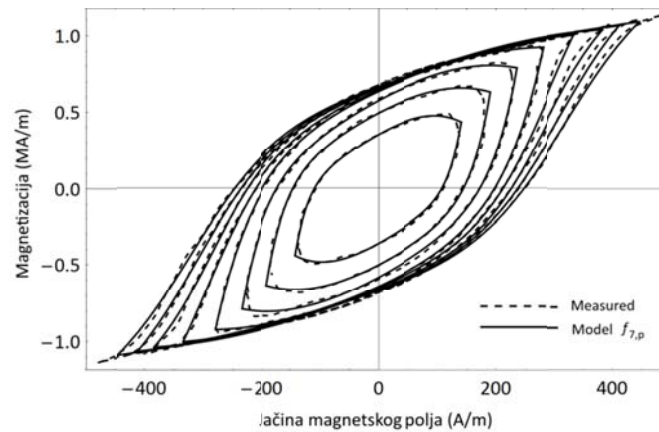
$$f_{5,p}(M_s, H, a, c, q, d) = M_s \frac{-p z^5 + 45z^3 + 630z}{15(17z^2 + 42)} + qH + d, \quad (5.2)$$

$$f_{7,p}(M_s, H, a, c, q, d) = M_s \frac{-p z^7 + 210z^5 + 17955z^3 + 155925z}{105(26z^4 + 666z^2 + 1485)} + qH + d. \quad (5.3)$$

Kao ilustracija, na slikama 5.1 i 5.2 prikazane su histerezisne petlje dobijene merenjem i odgovarajuće krive dobijene fitovanjem Takačevog modela, kao i funkcijom $f_{7,p}$. Krive modela fitovane funkcijom $f_{7,p}$ su bliže merenim podacima. Zbog simetrije, u nastavku će biti razmatrane samo opadajuće grane, osim ako je drugačije naznačeno.



Slika 5.1 Histerezisne petlje fitovane Takačevim modelom.



Slika 5.2 Histerezisne petlje fitovane modelom zasnovanim na $f_{7,p}$.

5.4 Numerički eksperiment

Postupak merenja histerezisnih petlji opisan je u poglavlju 4. $B-H$ krive su dobijene indirektno, merenjem jačine struje primara i integracijom izlaznog napona na krajevima sekundara. Merene krive se po potrebi filtriraju u slučajevima kada postoji uticaj visokofrekvencijskih smetnji u procesu merenja i da bi se uklonile greške kvantizacije (Prilog 1). Za magnetski meke materijale $B-H$ krive su mogu prevesti u $M-H$ krive, koristeći relaciju $M = B / \mu_0 - H$ [66]. Merene $B-H$ krive su prevedene u $M-H$ krive.

Za fitovanje eksperimentalnih podataka korišćena je originalna funkcija (5.1), kao i funkcije $f_{5,1}$, $f_{7,1}$, $f_{5,p}$ i $f_{7,p}$. Parametri modela M_s , a , c , q , d i p su određeni zasebno za svaku petlju. Fitovanje je obavljeno u programskom paketu *Mathematica* (prilog 1), pomoću funkcije za nelinearnu optimizaciju `NonLinearModelFit`, sa intervalom poverenja 0,95 i maksimalno 100 iteracija. Zbog simetrije merenih histerezisnih petlji, fitovanje je obavljeno samo na opadajućoj grani. Slična procedura se može primeniti i kada petlje nisu simetrične.

Merene tačke su označene sa (H_i, M_i) , a odgovarajuće tačke sa krive modela su označene sa (H_i, M_i^*) , $i = 1, 2, \dots, n$, gde je n dužina vektora merenih podataka. Za zadate ili izračunate vrednosti parametara M_s, H, a, c, q, d, p definišu se $M_i^* = f(M_s, H_i, a, c, q, d)$ ili $M_i^* = f_{k,p}(M_s, H_i, a, c, q, d)$, $k \in \{5, 7\}$. Opadajuća grana krive modela se označava sa $F(H)$.

5.5 Kriterijumi za dobrotu fita

Dobrota fita je procenjena korišćenjem tri kriterijuma: koeficijenta determinacije R^2 , procentualne greške rezidualnog vektora $R(V, V^*)$ i procentualne greške u pet karakterističnih tačaka [87]. U sledećim definicijama se koristi Euklidska norma.

Koeficijent determinacije se definiše kao

$$R^2 = 1 - \frac{\|V - V^*\|^2}{\|V^* - \bar{V}^*\|^2}.$$

Vektor podataka iz modela je $V^* = (M_1^*, M_2^*, \dots, M_n^*)$, a vektor empirijskih podataka je $V = (M_1, M_2, \dots, M_n)$. \bar{V}^* predstavlja prosečnu vrednost izračunatih vrednosti magnetizacije $M_1^*, M_2^*, \dots, M_n^*$. Vrednosti R^2 bliže jedinici su indikacija boljeg poklapanja merenih podataka i modela histerezisa.

Procentualna vektorska greška $R(V, V^*)$ se definiše kao

$$R(V, V^*) = \frac{\|V - V^*\|}{\|V^*\|} \cdot 100\%.$$

Kvalitet poklapanja eksperimentalnih podataka sa modelom histerezisa se takođe može proceniti posmatranjem procentualne greške modela u odnosu na empirijske podatke u pet karakterističnih tačaka [87]: koercitivno polje H_c , $M(H_c) = 0$, remanentna magnetizacija M_r u $H = 0$, maksimalna magnetizacija M_m , magnetizacija $M_{1/2}$ u $H_{\max} / 2$ i magnetizacija $M_{-1/2}$ u $-H_{\max} / 2$. Vrednosti H_c , M_r , $M_{1/2}$ i $M_{-1/2}$, koje nisu direktno dobijene iz merenja, dobijaju se linearnom interpolacijom kroz dve merene tačke. Primenom standardne definicije procentualne greške, navedene vrednosti se porede sa odgovarajućim vrednostima iz modela

$$H_c^*, M_m^* = F(H_{\max}), M_r^* = F(0), M_{1/2}^* = F(H_{\max} / 2), M_{-1/2}^* = -F(H_{\max} / 2).$$

Procentualne greške u pet karakterističnih tačaka su označene sa R_c , R_r , R_m , $R_{1/2}$ i $R_{-1/2}$, respektivno. Aritmetička sredina pet procentualnih grešaka je označena sa \bar{R} . U skladu sa preporukama iz [87] i [88], ako maksimalna greška u svakoj od pet tačaka ne prelazi 18%, fitovanje se smatra uspešnim.

5.6 Poređenje rezultata

Dobrota fita za različite varijante modela, f , $f_{5,1}$, $f_{5,p}$, $f_{7,1}$ i $f_{7,p}$, je procenjena na osnovu navedenih kriterijuma. Vrednosti H_c^* , M_m^* , M_r^* , $M_{1/2}^*$ i $M_{-1/2}^*$ iz modela su upoređene sa merenim vrednostima, datim u tabeli 5.1. Najzanimljiviji slučajevi su pokazani u tabeli 5.2, kada histerezis ne dostiže zasićenje (za $I = 75$ mA), i u tabeli 5.3, kada ga dostiže (za $I = 250$ mA). Rezultati za ostale slučajeve su slični.

Tabela 5.1. Pet karakterističnih tačaka za $I = 75$ mA i $I = 250$ mA

(A/m)	H_C	M_r	M_m	$M_{1/2}$	$M_{-1/2}$
$I = 75$ mA	111,359	357124	401303	458797	185918
$I = 250$ mA	248,089	683475	1129730	934265	32444,7

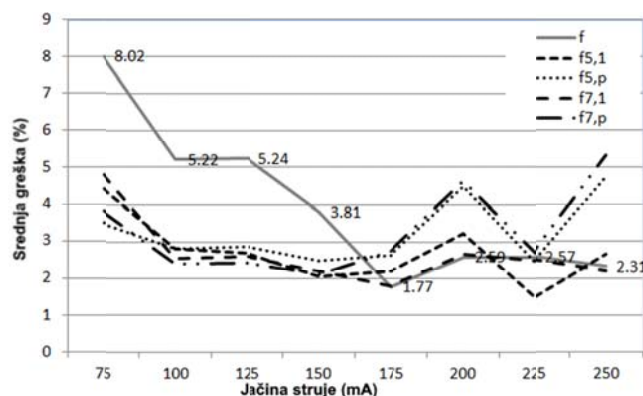
Tabela 5.2. Poređenje grešaka i R^2 za $I = 75$ mA

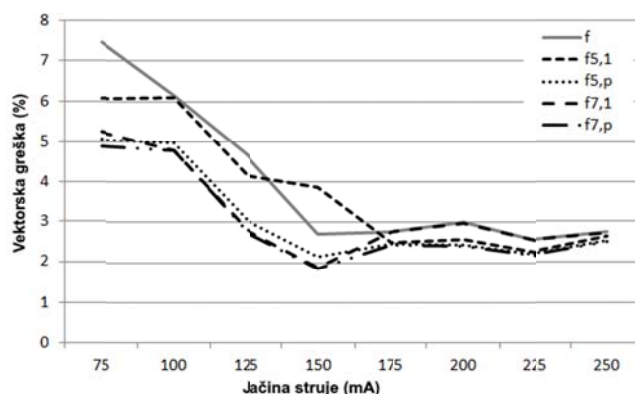
	f	$f_{5,1}$	$f_{5,p}$	$f_{7,1}$	$f_{7,p}$
R_c	5,19	5,15	2,82	2,34	2,43
R_r	1,97	2,78	0,89	0,64	0,02
R_m	20,91	12,70	11,37	15,05	11,86
$R_{1/2}$	4,76	1,12	2,24	2,15	2,03
$R_{-1/2}$	7,27	0,39	0,14	3,88	2,70
\bar{R}	8,02	4,43	3,49	4,81	3,81
$R(V, V^*)$	7,46	6,07	5,05	5,25	4,90
R^2	0,994468	0,996325	0,997459	0,997248	0,997603

Tabela 5.3. Poređenje grešaka i R^2 za $I = 250$ mA

	f	$f_{5,1}$	$f_{5,p}$	$f_{7,1}$	$f_{7,p}$
R_c	1,06	0,64	0,35	1,05	0,27
R_r	0,23	1,65	1,84	0,26	1,86
R_m	0,50	3,45	2,14	0,47	1,93
$R_{1/2}$	0,90	1,58	0,73	0,89	0,66
$R_{-1/2}$	8,87	5,86	18,69	8,24	21,94
\bar{R}	2,31	2,64	4,75	2,18	5,33
$R(V, V^*)$	2,73	2,63	2,53	2,73	2,50
R^2	0,999255	0,999310	0,999360	0,999257	0,999375

Poređenje srednjih procentualnih grešaka i procentualnih vektorskih grešaka na celom opsegu vrednosti jačine struje je prikazano na slici 5.3 i slici 5.4, respektivno. Primećuje se da krive fitovane modifikovanim modelom postižu veću preciznost u odnosu na originalni model (5.1). Takođe se primećuje da sve varijante novog modela imaju manju srednju procentualnu grešku i procentualnu vektorsku grešku za vrednosti jačine struje do 125 mA. Za jačine struje od 175 mA i veće, razlika između vektorskih procentualnih grešaka se smanjuje. U pogledu srednjih procentualnih grešaka, f , $f_{5,1}$ i $f_{7,1}$ pokazuju dobru tačnost, dok su rezultati za $f_{5,p}$ i $f_{7,p}$ nešto lošiji, ali ipak zadovoljavajući.

**Slika 5.3 Poređenje srednjih procentualnih grešaka**



Slika. 5.4 Poređenje procentualnih vektorskih grešaka

5.7 Teorijska verifikacija modifikovanog modela

Novi model histerezisa je verifikovan na četiri primera prikazana u [86]. Korišćenjem relevantnih parametara histerezisa datih u [86], histerezisne petlje su generisane rešavanjem Jiles-Athertonovog modela

$$\frac{dM}{dt} = \left((1-c) \frac{M_{an} - M}{(1-c)k\delta - \alpha(M_{an} - M)} + \frac{dM_{an}}{dH} \right) \frac{dH}{dt}, \quad M(0) = 0,$$

gde je $\delta = \text{sign}(dH/dt)$ direkcioni parametar i

$$M_{an} = M_s \left(\coth\left(\frac{H + \alpha M}{a}\right) - \frac{a}{H + \alpha M} \right), \quad H(t) = H_{\max} \sin(\omega t).$$

Diferencijalna jednačina je rešavana u programskom paketu *Mathematica*, koristeću funkciju *NDSolve* sa metodom Runge-Kutta i početnim korakom od 1/2400.

Podaci dobijeni simulacijom su fitovani funkcijama f , $f_{5,1}$, $f_{5,p}$, $f_{7,1}$ i $f_{7,p}$. Na taj način je dobijeno po pet krivih za svaki primer. Tabela 5.4 sadrži parametre modela za svih pet funkcija, primenjenih na primer 2 iz [86].

Tabela 5.4. Izračunati parametri modela za primer 2 iz [86]

	f	$f_{5,1}$	$f_{5,p}$	$f_{7,1}$	$f_{7,p}$
M_s	$1,37 \times 10^6$	$1,16 \times 10^6$	$1,18 \times 10^6$	$1,36 \times 10^6$	$1,11 \times 10^6$
a	2223,44	2084,12	1843,73	2205,11	1758,99
c	1684,46	1628,43	1653,27	1684,33	1652,61
q	13,97	54,10	38,99	14,92	57,83
d	36701,40	121192,00	87369,50	38231,10	118681,00
p	-	-	0,60	-	5,07

Parametri H_c^* , M_m^* , M_r^* , $M_{1/2}^*$ i $M_{-1/2}^*$ su izračunati za svaku krivu modela i upoređeni su sa tačnim vrednostima iz [86]. Procentualne greške su izračunate za svaku funkciju modela, kao i procentualna vektorska greška i koeficijent determinacije.

Tabele 5.5, 5.6 i 5.7 prikazuju poređenje rezultata za primere 2 i 3 iz [86] respektivno. Preostala dva primera su takođe dala slične rezultate.#

Tabela 5.5. Pet karakterističnih tačaka za primere 2 i 3 iz [86]

	M_r^* (A/m)	H_C^* (A/m)	M_m^* (A/m)	$M_{1/2}^*$ (A/m)	$M_{-1/2}^*$ (A/m)
Primer 2	978000	1544	1507000	1480590	-1196860
Primer 3	1191000	1734	1531000	1508130	-1301600

Tabela 5.6. Poređenje grešaka i R^2 za primer 2 iz [86]

	f	$f_{5,1}$	$f_{5,p}$	$f_{7,1}$	$f_{7,p}$
R_c	7,35	11,54	4,87	7,12	4,66
R_r	9,46	8,25	8,47	9,45	8,43
R_m	2,35	3,10	1,01	2,31	0,83
$R_{1/2}$	0,94	2,46	0,32	0,98	0,44
$R_{-1/2}$	5,62	1,71	3,01	5,61	2,79
\bar{R}	5,15	5,41	3,54	5,10	3,43
$R(V, V^*)$	2,46	2,50	1,65	2,43	1,60
R^2	0,999 397	0,999 374	0,999 727	0,999 410	0,999 743

Tabela 5.7 Poređenje grešaka i R^2 za primer 3 iz [86]

	f	$f_{5,1}$	$f_{5,p}$	$f_{7,1}$	$f_{7,p}$
R_c	0,56	21,60	0,29	0,51	1,08
R_r	1,74	2,56	2,61	3,02	2,90
R_m	3,31	7,54	2,14	1,31	1,60
$R_{1/2}$	2,44	6,07	0,46	0,47	0,77
$R_{-1/2}$	4,94	0,26	0,96	0,23	0,51
\bar{R}	2,60	7,61	1,29	1,11	1,37
$R(V, V^*)$	3,39	6,92	2,64	2,25	2,21
R^2	0,998 894	0,995 228	0,999 306	0,999 492	0,999 511

Poređenjem vrednosti \bar{R} , $R(V, V^*)$ i R^2 , zaključuje se da novi model, nastao modifikacijom modela (5.1), pokazuje zadovoljavajuću tačnost. Posebno, $f_{5,p}$ se ponaša značajno bolje od $f_{5,1}$ u većini slučajeva. Razlika između grešaka za $f_{7,1}$ i $f_{7,p}$ je manja, iako $f_{7,p}$ ima prednost u nekoliko slučajeva. Ovi rezultati potvrđuju da se krive, dobijene novim modelom, dobro poklapaju sa teorijskim podacima i opravdavaju uvođenje parametra p .

6 Rezultati

U ovom delu prikazani su rezultati ispitivanja uticaja oblika i dimenzija oklopa na linearnost transformatora (LT) i zaštitu transformatora od magnetske smetnje (ZT) za više tipova jednoslojnih oklopa datih u tabeli 3.4. i za višeslojne oklope date u tabeli 3.5.

Simulacije su izvedene korišćenjem parametarskih modela oklopa opisanih u odeljku 3.4 i u prilogu 2.

Eksperimentalna istraživanja sa oklopljenim vazdušnim transformatorom, izvedena su u Kalibracionoj laboratoriji Fakulteta tehničkih nauka, Univerziteta u Novom Sadu (eksperimenti exp1 i exp2) i u Faradejevom kavezu u laboratoriji Direkcije za mere i dragocene metale u Beogradu (eksperiment exp3). Kalibrator FLUKE 5720A je korišćen za generisanje prostoperiodične struje primara oklopljenog mernog transformatora amplitude 1 mA i frekvencije u opsegu od 50 Hz do 1000 Hz. Merenje napona, odnosno *ems*, na krajevima sekundarnog namotaja oklopljenog mernog transformatora izvršeno je digitalnim multimetrom AGILENT 3458A. Postavka sva tri eksperimenta (exp1, exp2, exp3) je bila ista, a razlika između ova tri slučaja je u lokaciji i vremenu u kojem su eksperimenti izvedeni. Prva dva eksperimenta su izvedena u različito vreme u istoj laboratoriji koja nije zaštićena od uticaja EM smetnji, dok je treći eksperiment izveden u Faradejevom kavezu.

U ovom poglavlju su sve veličine koje se odnose na dimenzije oklopa, poput r i h , date u milimetrima.

U odeljku 6.1 prikazani su rezultati LT za jednoslojne oklope, a u odeljku 6.2 su prikazani rezultati ZT za jednoslojne oklope. U odeljku 6.3 dati su rezultati LT i ZT za višeslojne oklope.

6.1 Ispitivanje linearnosti transformatora

U ovom delu prikazani su rezultati ispitivanja uticaja jednoslojnih oklopa na LT.

Da bi se sagledao uticaj oklopa samo na LT, potrebno je da postoji struja primara ispitivanog oklopljenog transformatora i da posmatrani transformator nije izložen stranom magnetskom polju, odnosno da ne postoji struja koja generiše smetnju. U numeričkim simulacijama zadata je prostoperiodična struja primara amplitude 1 mA i frekvencije iz opsega od 50 Hz do 2500 Hz.

Za referentni slučaj se uzima neoklopljeni transformator bez uticaja spoljašnjih elektromagnetskih smetnji. Kvantitativno odstupanje posmatranog slučaja od referentnog iskazano je koeficijentom nelinearnosti, k_{nlin} , definisanim izrazom (3.10). Uticaj oklopa na linearnost transformatora je najmanji kada je moduo vrednosti koeficijenta k_{nlin} [%] najmanji. U idealnom slučaju ovaj koeficijent bi trebalo da bude jednak nuli, kada bi u pogledu linearnosti oklopljeni transformator bio ekvivalentan neoklopljenom transformatoru.

Rezultati za jednoslojne oklope su dati po redosledu kako su navedeni u tabeli 3.4. Numerički rezultati su dati za sve tipove oklopa, a eksperimentalni rezultati samo za one oklope za koje su izvršena merenja.

6.1.1 Jednoslojni otvoreni cilindrični oklop

6.1.1.1 NUMERIČKI REZULTATI ZA OTVORENI CILINDAR

Ispitivana je grupa otvorenih cilindričnih oklopa čije su dimenzije i vrsta materijala opisani u delu 3.5.3.1. Elektromotorna sila sekundara oklopljenog transformatora, ems , data izrazom (3.8) u odeljku 3.3 je numerički određena i prikazana samo za odabrane karakteristične slučajeve.

Frekvencijska zavisnost ems za tri različite dimenzije oklopa i za neoklopljeni transformator prikazana je na slici 6.1. Zavisnost ems od frekvencije je skoro linearna za sve ispitivane oklope.

Da bi se bolje prikazala razlika između ems i ems_0 koristi se koeficijent k_{nlin} .

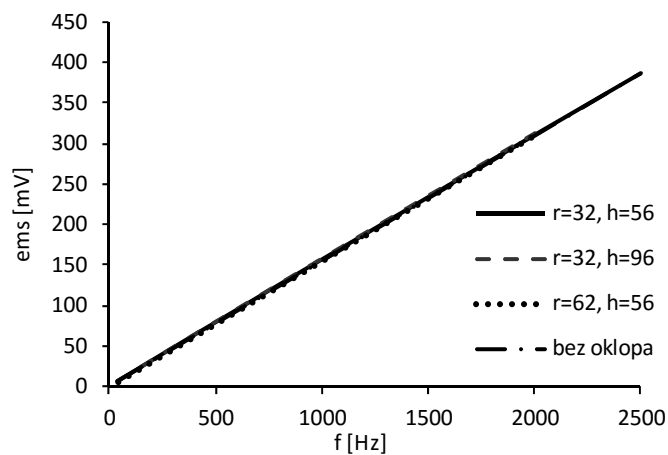
Na slici 6.2 prikazane su frekvencijske zavisnosti koeficijenta k_{nlin} za tri dimenzije oklopa. Uočljivo je da vrednost koeficijenta k_{nlin} opada sa porastom frekvencije. Za tri oklopa prikazana na slici, najmanja nelinearnost postiže se za otvoreni cilindrični oklop poluprečnika 62 mm i visine 56 mm.

Ispitan je uticaj poluprečnika oklopa na LT, a koeficijent nelinearnosti prikazan je na slici 6.3. Ovaj koeficijent opada sa porastom poluprečnika oklopa, a najmanji je za oklope najvećeg poluprečnika.

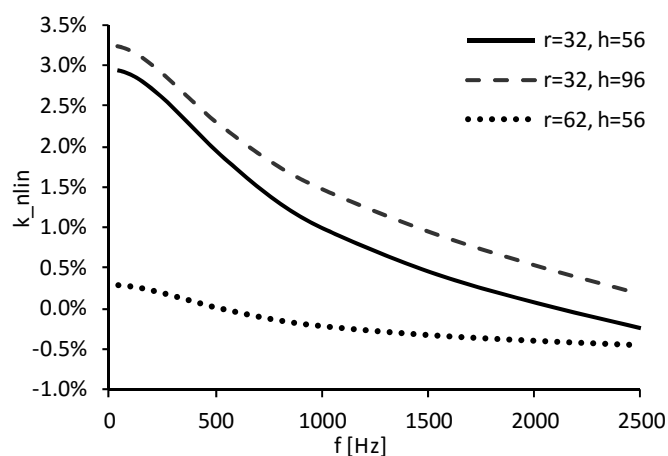
Ispitan je uticaj visine oklopa na LT, a odgovarajući koeficijent nelinearnosti prikazan je na slici 6.4. Bolji rezultati dobijaju se za manje visine oklopa.

Tabele 6.1 i 6.2 prikazuju koeficijente nelinearnosti za frekvencije 50 Hz i 2,5 kHz.

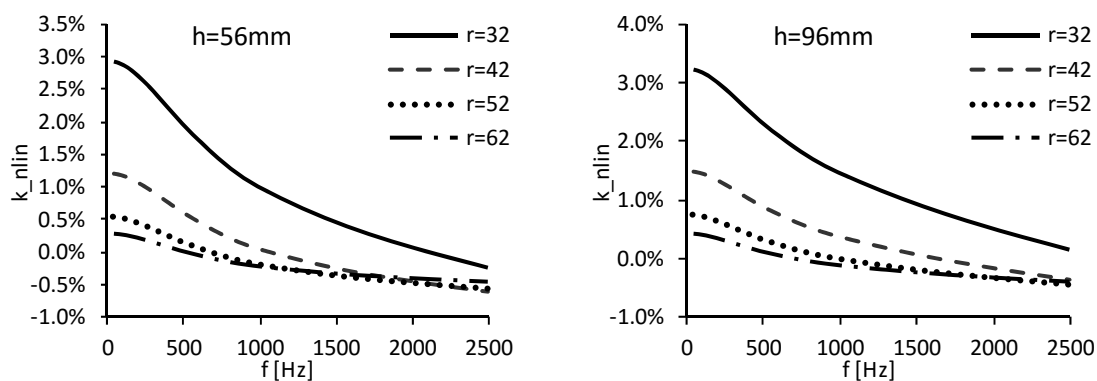
Na osnovu rezultata, zaključuje se da se najmanji koeficijent postiže okloпом poluprečnika 62 mm i visine 56 mm na 50 Hz i okloпом poluprečnika 32 mm i visine 66 mm na 2500 Hz. Vrednost koeficijenta se menja sa frekvencijom. Najmanja vrednost koeficijenta za različite frekvencije se postiže različitim oklopima, zbog toga što permeabilnost i specifična provodnost oklopa ne utiču na isti način na frekvencijsku zavisnost koeficijenta nelinearnosti.



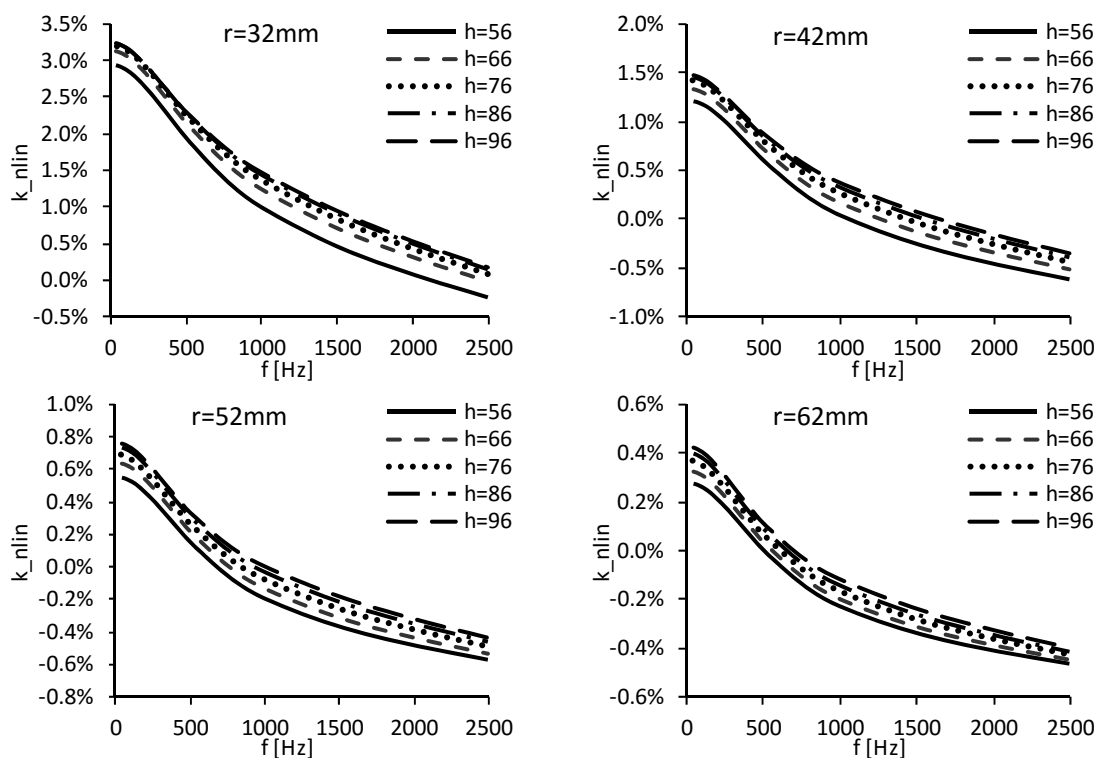
Slika 6.1 Ems na krajevima sekundara transformatora oklopljenog otvorenim cilindrom



Slika 6.2 Koeficijent nelinearnosti kod oklapanja otvorenim cilindrom



Slika 6.3 Uticaj poluprečnika otvorenog cilindričnog oklopa na LT



Slika 6.4 Uticaj visine otvorenog cilindričnog oklopa na LT

Tabela 6.1. Koeficijent nelinearnosti na frekvenciji 50 Hz za različite dimenzije oklopa

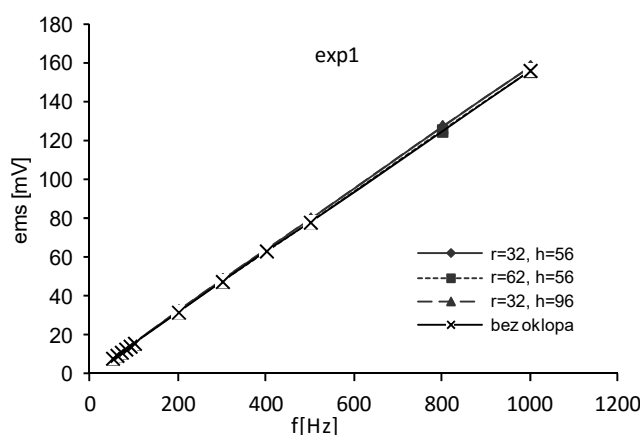
	h=56	h=66	h=76	h=86	h=96
r=32	2,92%	3,11%	3,19%	3,22%	3,23%
r=42	1,20%	1,33%	1,41%	1,46%	1,48%
r=52	0,55%	0,63%	0,69%	0,73%	0,76%
r=62	0,27%	0,32%	0,36%	0,39%	0,42%

Tabela 6.2. Koeficijent nelinearnosti na frekvenciji 2500 Hz za različite dimenzije oklopa

	h=56	h=66	h=76	h=86	h=96
r=32	-0,23%	-0,03%	0,08%	0,14%	0,17%
r=42	-0,62%	-0,52%	-0,44%	-0,39%	-0,36%
r=52	-0,58%	-0,53%	-0,49%	-0,46%	-0,44%
r=62	-0,46%	-0,45%	-0,43%	-0,41%	-0,40%

6.1.1.2 EKSPERIMENTALNI REZULTATI ZA OTVORENI CILINDAR

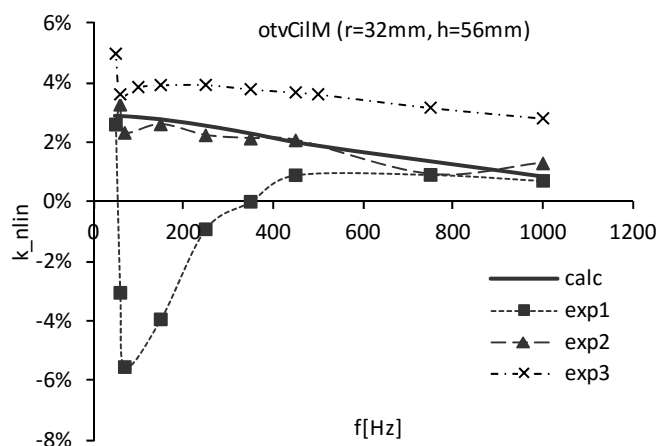
Merenja su izvedena za tri veličine oklopa navedene u tabeli 3.6. Na slici 6.5, za eksperiment exp1, su prikazani rezultati merenja ems sekundara za sve tri veličine oklopa kao i za slučaj bez oklopa. Slični grafici frekvencijske zavisnosti ems su dobijeni i za eksperimente exp2 i exp3.



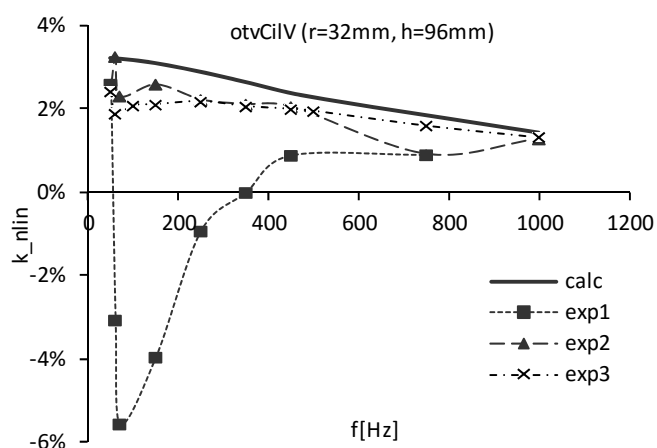
Slika 6.5 Eksperimentalno određena ems kod oklapanja otvCilM, otvCilV i otvCilS

Kao i kod rezultata numeričkih simulacija, na slici 6.5 može da se uoči linearnost frekvencijske zavisnosti ems za oklopljeni i neoklopljeni transformator.

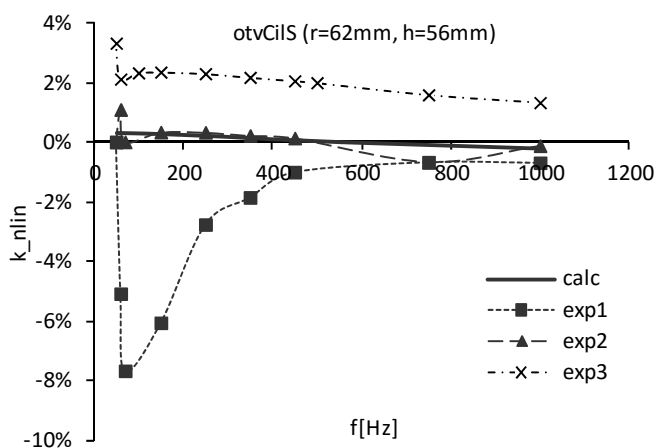
Frekvencijske zavisnosti koeficijenta nelinearnosti za sva tri oklopa i sva tri merenja i simulacije prikazane su na slikama 6.6, 6.7 i 6.8. Najveće odstupanje koeficijenta nelinearnosti je prisutno za prvi eksperiment na frekvenciji oko osnovne frekvencije, $50 \text{ Hz} \pm 10 \text{ Hz}$. Najveća odstupanja izmerenih vrednosti k_{nlin} od izračunatih vrednosti k_{nlin} (puna linija sa oznakom calc) iznose oko 8,4% za mali oklop, oko 8% za široki oklop i oko 8,8% za visoki oklop za eksperiment exp1, dok su ova odstupanja manja od 2,5% za eksperimente exp2 i exp3. Prema tome, može se zaključiti da rezultati eksperimenata exp2 i exp3 potvrđuju da su parametarski modeli jednoslojnog otvorenog cilindričnog oklopa uspešno kreirani i da se dobijeni numerički rezultati mogu koristiti u daljoj analizi oklopa.



Slika 6.6 Poređenje koeficijenata nelinearnosti za eksperimente i simulacije kod oklapanja malim otvorenim cilindrom, otvCilM

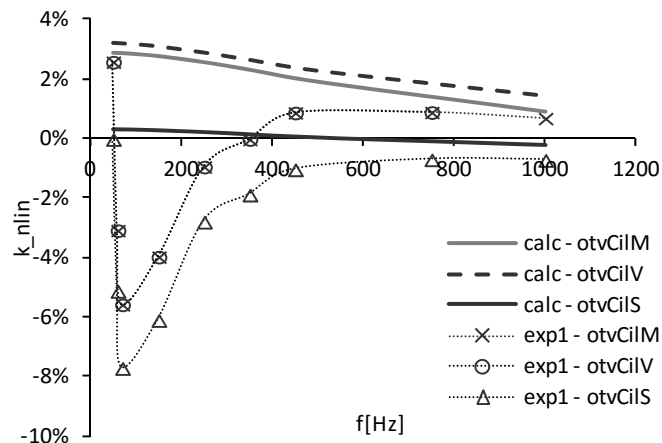


Slika 6.7 Poređenje koeficijena nelinearnosti za eksperimente i simulacije kod oklapanja visokim otvorenim cilindrom, otvCiIV



Slika 6.8 Poređenje koeficijena nelinearnosti za eksperimente i simulacije kod oklapanja širokim otvorenim cilindrom, otvCiIS

U eksperimentu exp1, najveći koeficijent k_{nlin} je dobijen na oko 50 Hz i verovatno je prouzrokovan uticajem magnetskog polja koje stvara električna oprema u blizini mesta merenja, napajana iz mreže frekvencije 50 Hz. Vidljivi su i manji, ali uvećani koeficijenti na frekvencijama trećeg i petog harmonika. Takođe, može se zapaziti da vrednost koeficijenta k_{nlin} opada sa porastom frekvencije.



Slika 6.9 Poređenje koeficijenta nelinearnosti za eksperiment exp1 i simulacije kod oklapanja otvCilM, otvCilV i otvCilS

Analizom numeričkih i eksperimentalnih rezultata za jednoslojne otvorene cilindrične oklope u pogledu LT može se zaključiti:

- Eksperimentalni rezultati exp2 i exp3 potvrđuju validnost parametarskog modela oklopa.
- Rezultati eksperimenta exp1 potvrđuju da je transformator osetljiv na strana EM polja, ali se ne može odrediti efikasnost oklopa, jer strano magnetsko polje nije poznato.
- Numerički rezultati pokazuju da se bolja LT postiže oklopima većeg poluprečnika i manje visine i da na promenu LT daleko više utiče promena poluprečnika oklopa, nego promena njegove visine.
- Za sve razmatrane slučajeve uticaj oklopa na LT opada sa porastom frekvencije.
- Od razmatranih oklopa, najbolja LT se postiže oklopom poluprečnika 62 mm i visine 56 mm, na 50 Hz i oklopom poluprečnika 32 mm i visine 66 mm, na 2500 Hz.

6.1.2 Jednoslojni zatvoreni cilindrični oklop

6.1.2.1 NUMERIČKI REZULTATI ZA ZATVORENI CILINDAR

U ovom delu su prikazani numerički rezultati za jednoslojne zatvorene cilindrične oklope. Dimenzije ispitivanih oklopa i vrste materijala date su u delu 3.5.3.1, a prikaz rezultata je organizovan na isti način kao u delu 6.1.1.

Na slici 6.10 su prikazane frekvencijske zavisnosti ems za tri različite dimenzije oklopa, kao i za neoklopljeni transformator.

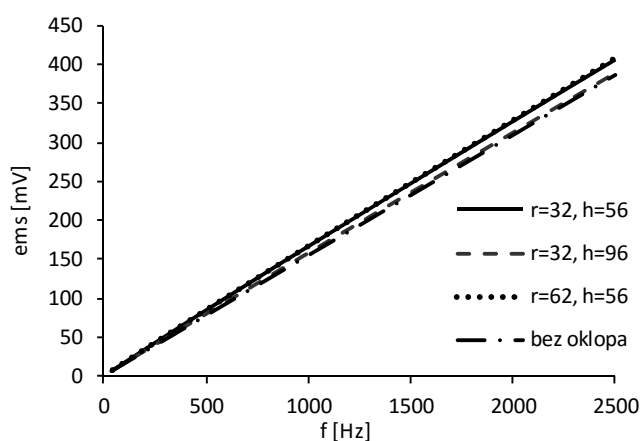
Da bi se bolje prikazala razlika između ems i ems_0 , koristi se koeficijent k_{nlin} . Na slici 6.11 date su frekvencijske zavisnosti koeficijenta k_{nlin} za tri dimenzije oklopa. Uočljivo je da koeficijent k_{nlin} zavisi od frekvencije i da mu vrednost opada sa porastom frekvencije. Najmanja nelinearnost postiže sa najvišim oklopom poluprečnika 32 mm i visine 96 mm.

Ispitan je uticaj poluprečnika oklopa na LT i prikazan je koeficijent nelinearnosti na slici 6.12. Za oklope najmanjeg poluprečnika, koeficijent nelinearnosti je najveći. Ovaj koeficijent opada sa porastom poluprečnika oklopa.

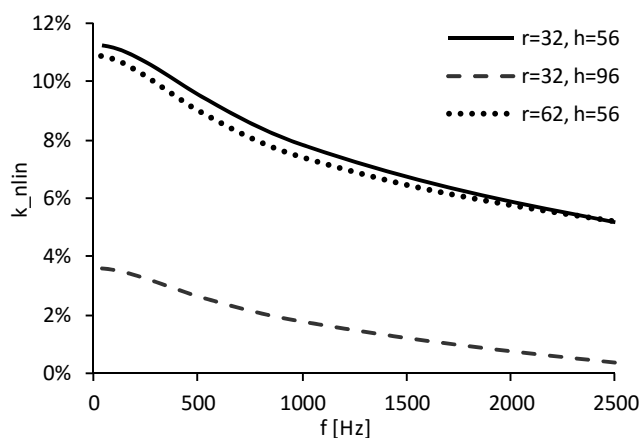
Ispitan je uticaj visine oklopa na LT (slika 6.13). Bolji rezultati, odnosno manji koeficijenti nelinearnosti, dobijaju se za veće visine oklopa.

Na kraju su prikazane tabele 6.3 i 6.4 sa koeficijentima nelinearnosti za 50 Hz i 2,5 kHz.

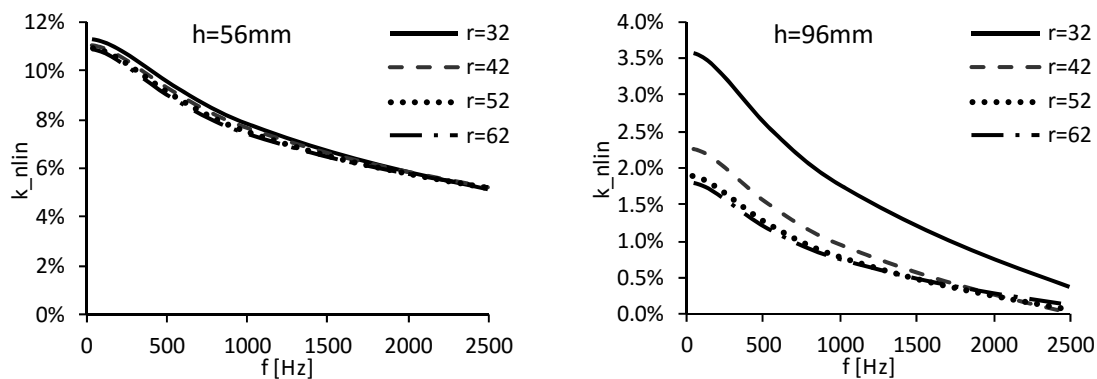
Zaključuje se da se najmanji koeficijent postiže oklopom poluprečnika 62 mm i visine 96 mm na 50 Hz i oklopom poluprečnika 42 mm i visine 96 mm na 2500 Hz.



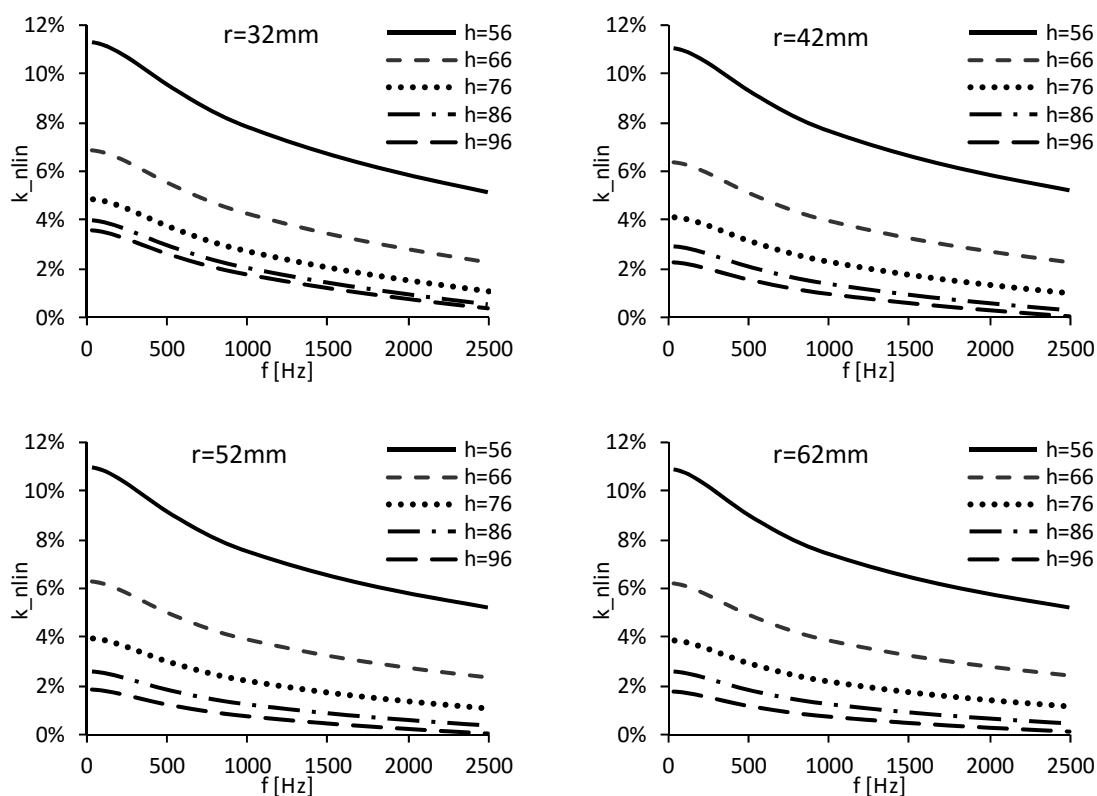
Slika 6.10 Ems na krajevima sekundara transformatora oklopljenog zatvorenim cilindrom



Slika 6.11 Koeficijent nelinearnosti kod oklapanja zatvorenim cilindrom



Slika 6.12 Uticaj poluprečnika zatvorenog cilindričnog oklopa na LT



Slika 6.13 Uticaj visine zatvorenog cilindričnog oklopa na LT

Tabela 6.3. Koeficijent nelinearnosti na frekvenciji 50 Hz za različite veličine oklopa

	h=56	h=66	h=76	h=86	h=96
r=32	11,25%	6,84%	4,87%	3,98%	3,57%
r=42	11,02%	6,37%	4,08%	2,89%	2,25%
r=52	10,92%	6,26%	3,91%	2,63%	1,89%
r=62	10,83%	6,20%	3,85%	2,55%	1,79%

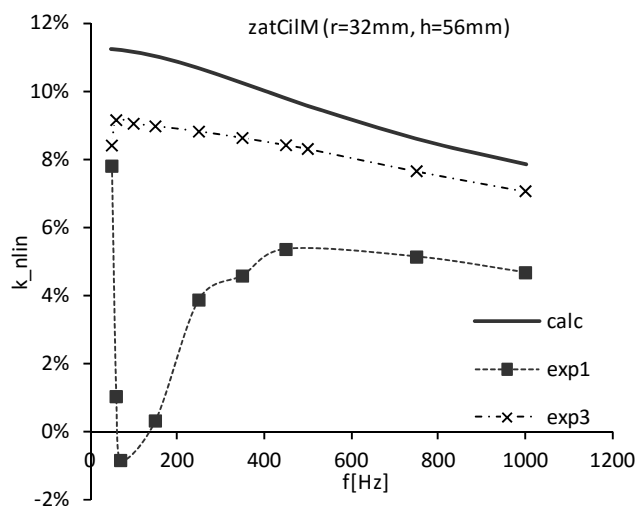
Tabela 6.4 Koeficijent nelinearnosti na frekvenciji 2500 Hz za različite veličine oklopa

	h=56	h=66	h=76	h=86	h=96
r=32	5,16%	2,30%	1,10%	0,58%	0,36%
r=42	5,19%	2,30%	0,98%	0,34%	0,02%
r=52	5,20%	2,37%	1,06%	0,40%	0,05%
r=62	5,20%	2,42%	1,13%	0,48%	0,13%

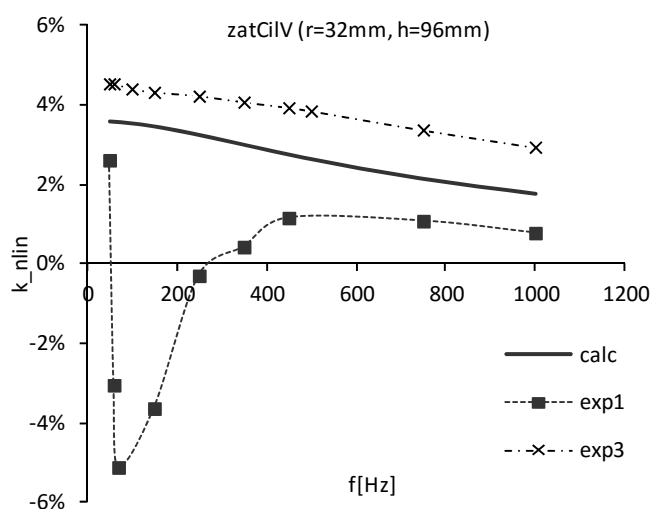
6.1.2.2 EKSPERIMENTALNI REZULTATI ZA ZATVORENI CILINDAR

Merenja su izvedena za tri veličine oklopa, $zatCilM$, $zatCilV$ i $zatCilS$, navedenih u tabeli 3.6. Frekvencijske zavisnosti koeficijenta nelinearnosti za sva tri oklopa za merenja exp1 i exp3 i simulacije su prikazane na slikama 6.14, 6.15 i 6.16. Kao i kod oklopa tipa otvoreni cilindar, najveće odstupanje je prisutno za prvi eksperiment na frekvenciji oko osnovne frekvencije, $50\text{ Hz} \pm 10\text{ Hz}$.

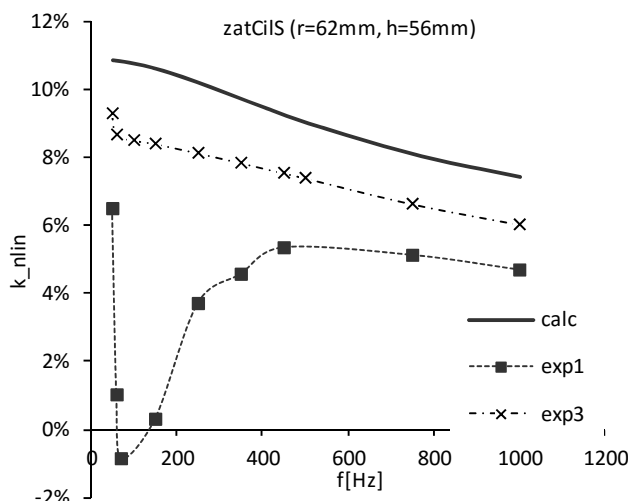
Odstupanja izmerenih vrednosti k_{nlin} od izračunatih vrednosti k_{nlin} (puna linija sa oznakom calc) su manja od 2% za eksperiment exp3. Može se zaključiti da eksperiment exp3 potvrđuje da su parametarski modeli jednoslojnog zatvorenog cilindričnog oklopa uspešno kreirani i da se dobijeni numerički rezultati mogu koristiti u daljoj analizi oklopa.



Slika 6.14 Poređenje koeficijenata nelinearnosti za eksperimente i simulacije kod oklapanja malim zatvorenim cilindrom, $zatCilM$



Slika 6.15 Poređenje koeficijenata nelinearnosti za eksperimente i simulacije kod oklapanja visokim zatvorenim cilindrom, $zatCilV$



Slika 6.16 Poređenje koeficijenta nelinearnosti za eksperimente i simulacije kod oklapanja širokim zatvorenim cilindrom, zatCilS

Analizom numeričkih i eksperimentalnih rezultata za jednoslojne zatvorene cilindrične oklope sa stanovišta LT može se zaključiti:

- Eksperimentalni rezultati exp3 potvrđuju validnost parametarskog modela oklopa.
- Rezultati eksperimenta exp1 potvrđuju da je transformator osetljiv na strana polja, ali se ne može reći kolika je efikasnost oklopa, jer nije poznato strano magnetsko polje.
- Numerički rezultati pokazuju da se bolja LT postiže oklopima većeg poluprečnika i veće visine i da na promenu LT daleko više utiče promena visine oklopa, nego promena njegovog poluprečnika.
- Za sve razmatrane slučajeve uticaj oklopa na LT opada sa porastom frekvencije.
- Od razmatranih oklopa, najbolja LT postiže se oklopom poluprečnika 62 mm i visine 96 mm, na 50 Hz i oklopom poluprečnika 42 mm i visine 96 mm, na 2500 Hz.

6.1.3 Jednoslojni diskovi

6.1.3.1 NUMERIČKI REZULTATI ZA DISKOVE

U ovom delu ispituje se uticaj jednoslojnih paralelno postavljenih diskova (baze cilindra) na LT. Dimenzije oklopa i vrsta materijala opisani su u delu 3.5.3.1, a prikaz rezultata je organizovan na isti način kao u 6.1.1. i 6.1.2.

Na slici 6.17 je prikazana je frekvencijska zavisnost ems za tri različite dimenzije diskova. Zavisnost ems od frekvencije je skoro linearna za sve ispitivane oklope.

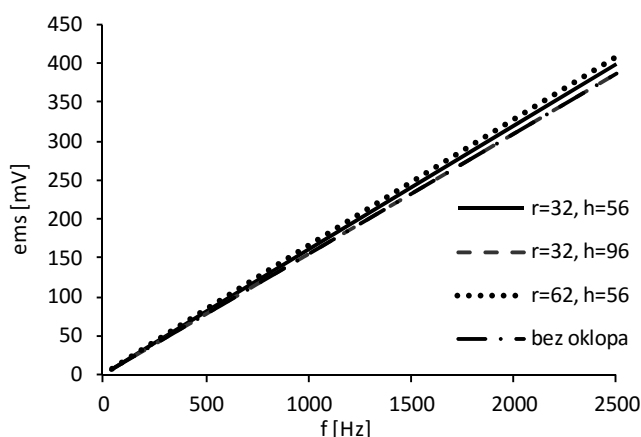
Na slici 6.18 date su frekvencijske zavisnosti koeficijenta k_{nlin} za tri dimenzije oklopa. Koeficijent k_{nlin} zavisi od frekvencije i vrednost mu opada sa porastom frekvencije. Za tri oklopa, prikazana na slici 6.18, najmanja nelinearnost postiže se najmanjim diskovima poluprečnika 32 mm na rastojanju 96 mm.

Ispitan je uticaj poluprečnika oklopa na LT i prikazan je koeficijent nelinearnosti na slici 6.19. Za oklope najmanjeg poluprečnika koeficijent nelinearnosti je najmanji. Ovaj koeficijent raste sa porastom poluprečnika oklopa.

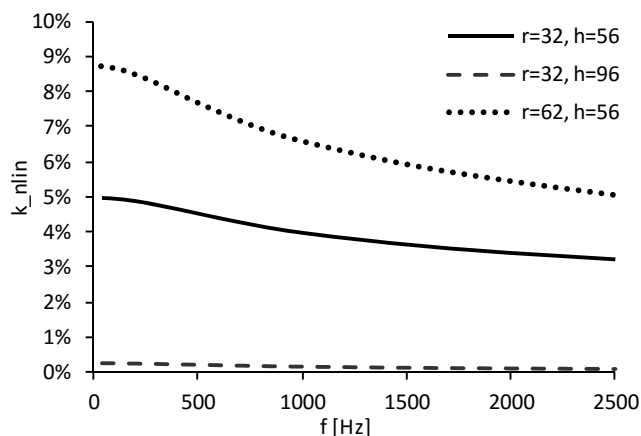
Ispitan je uticaj visine oklopa na LT (slika 6.20). Manji koeficijenti nelinearnosti se dobijaju za veće visine oklopa.

Vrednosti koeficijenta nelinearnosti za 50 Hz i 2,5 kHz date su u tabelama 6.5 i 6.6.

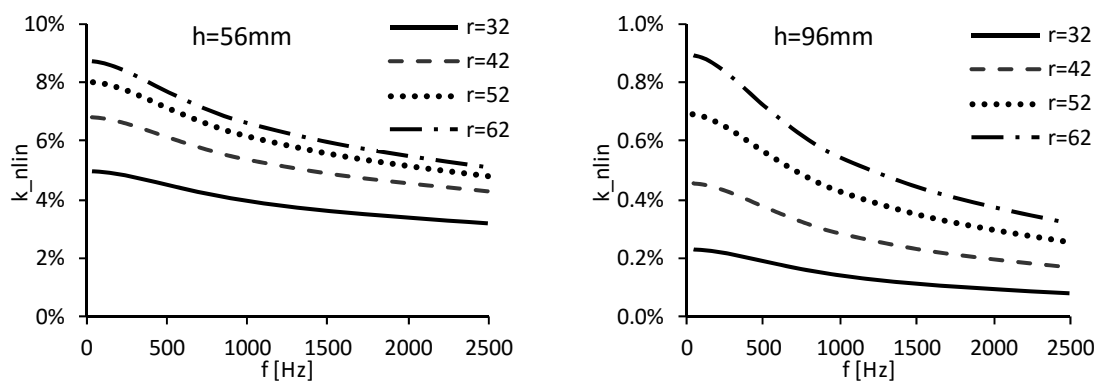
Najmanji koeficijent nelinearnosti se postiže se diskovima poluprečnika 32 mm na rastojanju 96 mm na 50 Hz i na 2500 Hz.



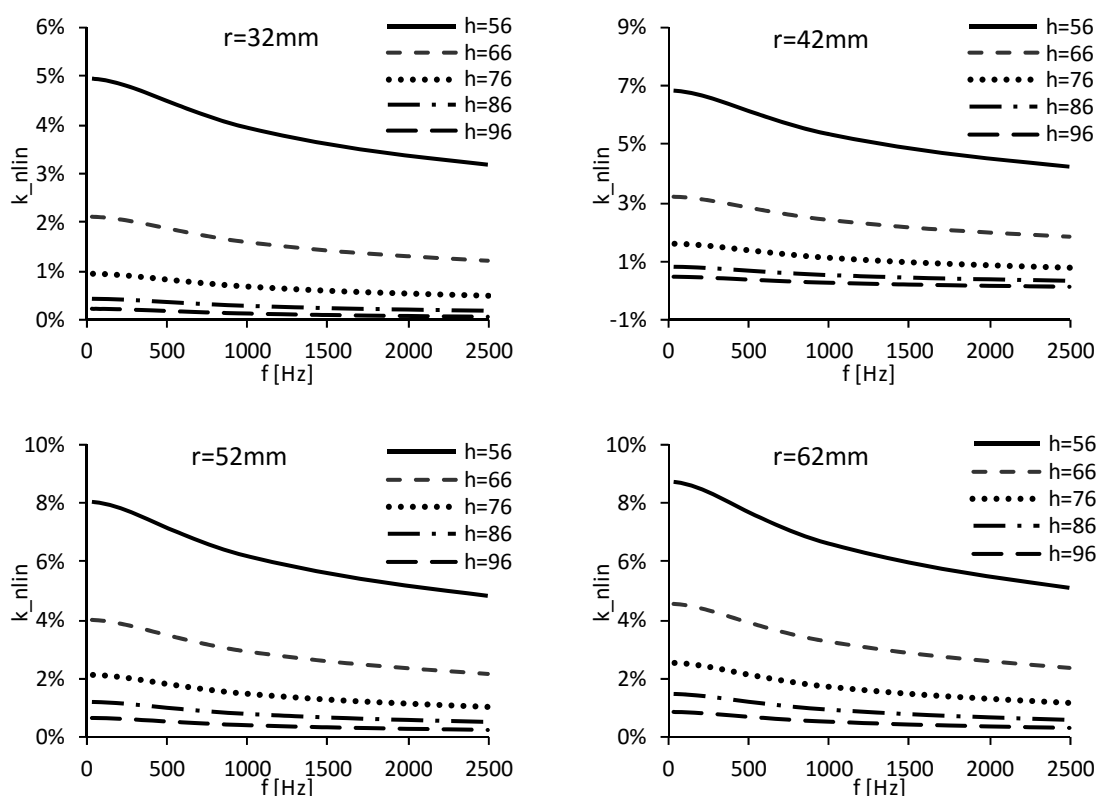
Slika 6.17 Ems na krajevima sekundara transformatora oklopljenog diskovima



Slika 6.18 Koeficijent nelinearnosti kod oklapanja diskovima



Slika 6.19 Uticaj poluprečnika diskova na LT



Slika 6.20 Uticaj rastojanja između diskova na LT

Tabela 6.5. Koeficijent nelinearnosti na frekvenciji 50 Hz za različite veličine oklopa

	h=56	h=66	h=76	h=86	h=96
r=32	4,96%	2,10%	0,95%	0,45%	0,23%
r=42	6,83%	3,21%	1,60%	0,83%	0,45%
r=52	8,00%	4,01%	2,13%	1,19%	0,69%
r=62	8,75%	4,55%	2,53%	1,47%	0,89%

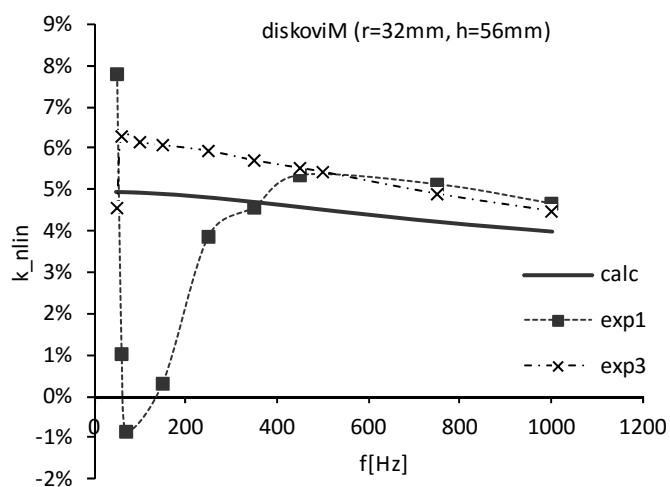
Tabela 6.6. Koeficijent nelinearnosti na frekvenciji 2500 Hz za različite veličine oklopa

	h=56	h=66	h=76	h=86	h=96
r=32	3,20%	1,23%	0,49%	0,20%	0,08%
r=42	4,26%	1,82%	0,81%	0,37%	0,17%
r=52	4,81%	2,19%	1,05%	0,51%	0,25%
r=62	5,07%	2,39%	1,19%	0,61%	0,32%

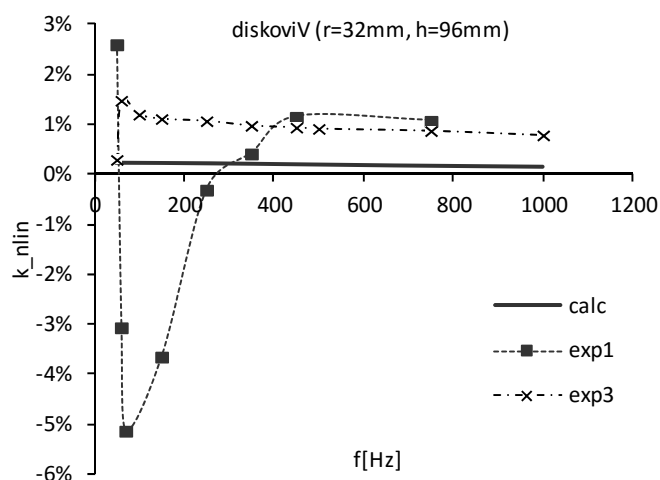
6.1.3.2 EKSPERIMENTALNI REZULTATI ZA DISKOVE

Merenja su izvedena za tri veličine jednoslojnih diskova iz tabele 3.6. Na slikama 6.21, 6.22 i 6.23 prikazani su rezultati merenja za sve tri navedene veličine oklopa za eksperimente exp1 i exp3.

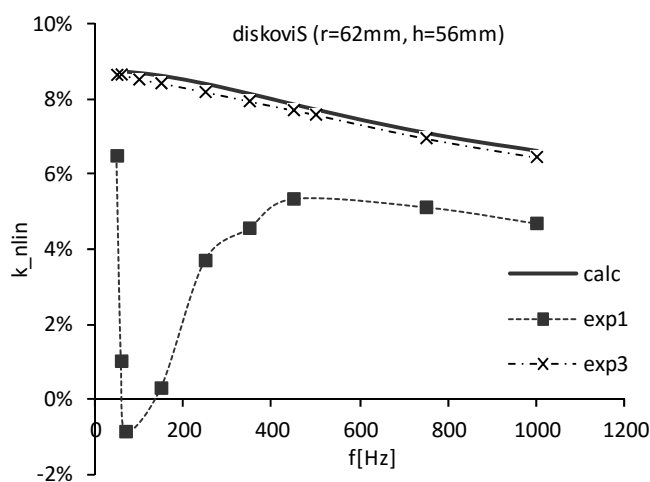
Najveće odstupanje koeficijenta nelinearnosti je prisutno za eksperiment exp1 na frekvenciji oko osnovne frekvencije, $50 \text{ Hz} \pm 10 \text{ Hz}$. Odstupanja izmerenih vrednosti k_{nlin} od izračunatih vrednosti k_{nlin} (puna linija sa oznakom calc) su manja od 1,5% za eksperiment exp3. Može se zaključiti da eksperiment exp3 potvrđuje da su parametarski modeli jednoslojnih diskova uspešno kreirani i da se dobijeni numerički rezultati mogu koristiti u daljoj analizi oklopa.



Slika 6.21 Poređenje koeficijenta nelinearnosti za eksperimente i simulacije kod oklapanja diskovima malog prečnika sa malim rastojanjem, diskoviM.



Slika 6.22 Poređenje koeficijenata nelinearnosti za eksperimente i simulacije kod oklapanja diskovima sa velikim rastojanjem, diskovi V

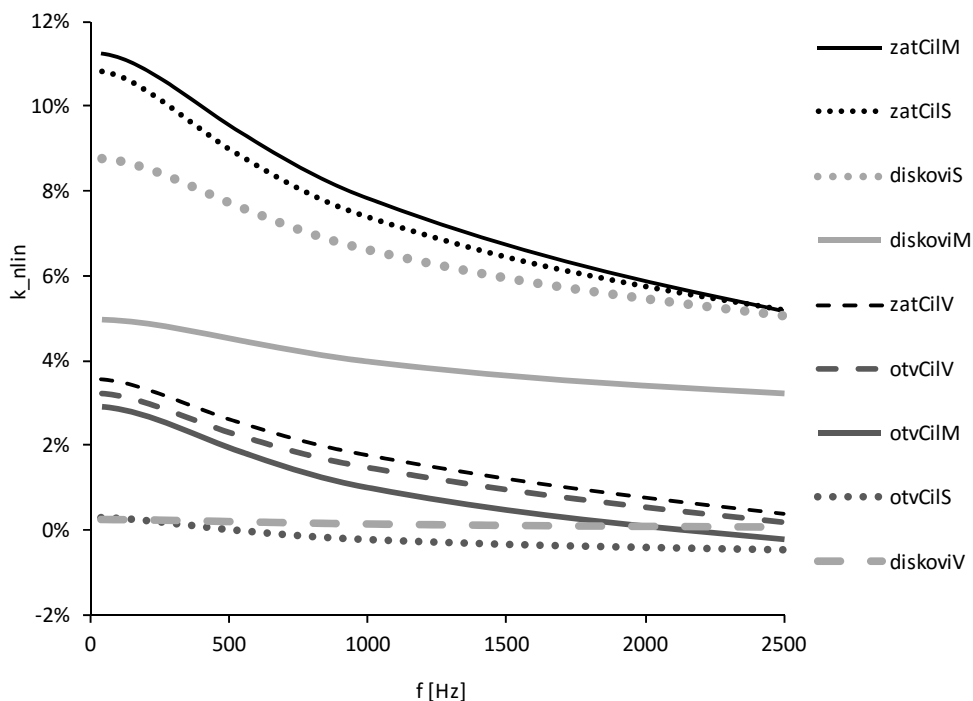


Slika 6.23 Poređenje koeficijenata nelinearnosti za eksperimente i simulacije kod oklapanja diskovima velikog prečnika, diskovi S

Analizom numeričkih i eksperimentalnih rezultata za jednoslojne diskove sa stanovišta LT može se zaključiti:

- Eksperimentalni rezultati exp3 potvrđuju validnost parametarskog modela oklopa.
- Rezultati eksperimenta exp1 potvrđuju da je transformator osetljiv na strana polja, ali se ne može reći kolika je efikasnost oklopa, jer nije poznat intenzitet stranog magnetskog polja.
- Numerički rezultati pokazuju da se bolja LT postiže oklopima kod kojih su diskovi manjeg poluprečnika i koji se nalaze na većoj udaljenosti. Za sve razmatrane slučajeve uticaj oklopa na LT opada sa porastom frekvencije.
- Od razmatranih oklopa, najbolja LT postiže se diskovima poluprečnika 32 mm na rastojanju 96 mm na 50 Hz i 2500 Hz.

Za sva tri tipa cilindričnih oklopa, otvCil, zatCil i diskovi, na slici 6.24 dat je uporedni pregled koeficijenta nelinearnosti, koji su numerički određeni za oklope čije su dimenzije iste kao i za oklope korišćene u ekperimentima iz tabele 3.6. U tabeli 6.7 su date vrednosti koeficijenata nelinearnosti na 50 Hz.



Slika 6.24 Numerički određeni koeficijenti nelinearnosti za oklope tipa otvCil, zatCil i diskovi

Tabela 6.7. Numerički određeni koeficijenti nelinearnosti na 50 Hz u opadajućem redosledu

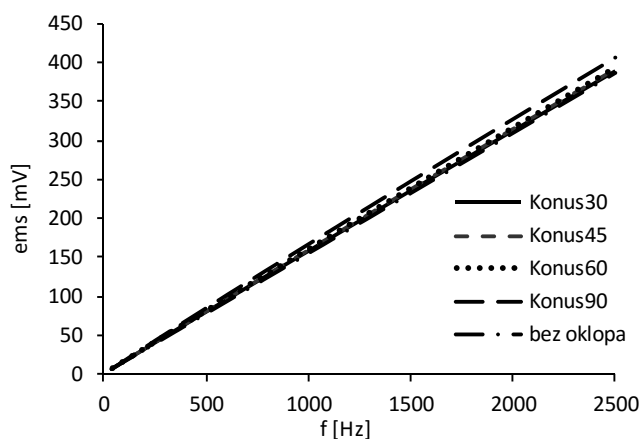
f [Hz]	zatCilM	zatCilS	diskoviS	diskoviM	zatCilV	otvCilV	otvCilM	diskoviV	otvCilS
50	11,25%	10,83%	8,75%	4,96%	3,57%	2,99%	2,66%	0,27%	0,23%

6.1.4 Jednoslojni konusno-cilindrični oklop

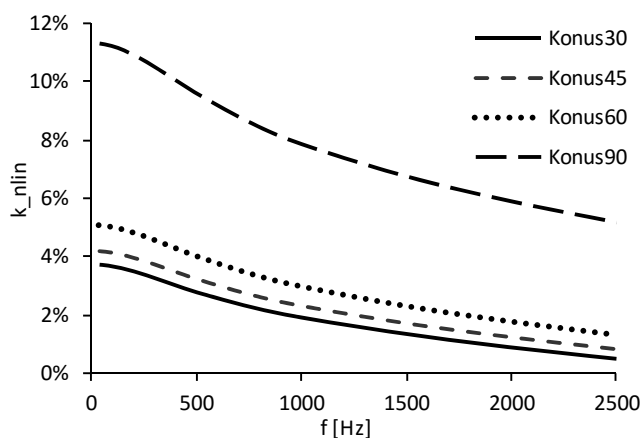
6.1.4.1 NUMERIČKI REZULTATI

Konusno-cilindrični oklopi su razmatrani za četiri veličine ugla pri vrhu konusa: oštar ($\alpha = 30^\circ$), prav ($\alpha = 45^\circ$), tup ($\alpha = 60^\circ$) i opružen ($\alpha = 90^\circ$). Konusno-cilindrični oklop sa opruženim uglom je, zapravo, već posmatrani zatvoren cilindar poluprečnika 32 mm i visine 56 mm (zatCilM iz tabele 3.6). Dimenzije konusa i oznake date su u tabeli 3.7.

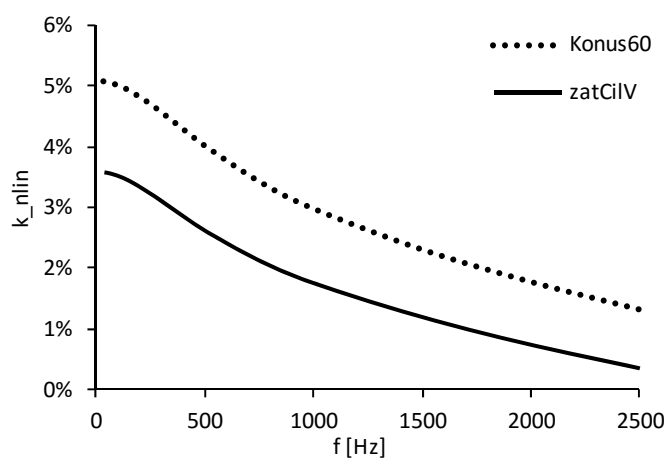
Ems sekundara transformatora je prikazana na slici 6.25. Da bi se posmatrani oklopi mogli uporediti, data je slika 6.26 sa koeficijentom k_{nlin} u funkciji frekvencije. Uzimajući u obzir dozvoljenu visinu oklopa, najmanji koeficijent se postiže oklopom sa tupim uglom. Ovaj oklop je upoređen sa cilindričnim oklopom slične visine 96 mm (zatCilV). Sa slike 6.28 se vidi da zatCilV ima manji koeficijent k_{nlin} nego konusno-cilindrični oklop za $\alpha = 60^\circ$.



Slika 6.25 Ems na krajevima sekundara transformatora oklopljenog konusnim-cilindrom



Slika 6.26 Koeficijent nelinearnosti kod oklapanja konusnim-cilindrom



Slika 6.27 Koeficijent nelinearnosti za konusno-cilindrični oklop za $\alpha = 60^\circ$ i zatCilV

Iz prethodne analize može se izvesti zaključak:

- U slučaju jednoslojnog zatvorenog cilindričnog oklopa sa kupastim završetkom, sa stanovišta linearnosti, bolji rezultati se dobijaju za oklope veće visine, odnosno za kupe sa manjim uglom pri vrhu.
- Pri tome, za sve razmatrane slučajeve uticaj oklopa opada sa porastom frekvencije.

6.1.4.2 UTICAJ OTVORA NA OKLOPU NA NUMERIČKE REZULTATE

Postojanje manjeg otvora na vrhu konusa ne menja rezultate (tabela 6.8), pa se njegov uticaj sa stanovišta linearnosti može zanemariti. Dimenzije otvora date su u delu 3.5.3.2.

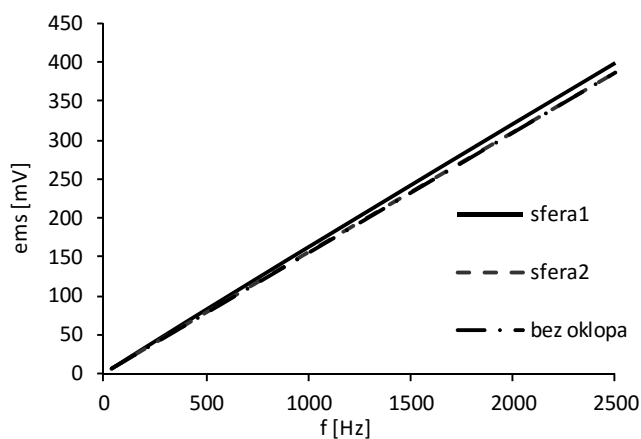
Tabela 6.8. Koefficient nelinearnosti za konusno-cilindrični oklop sa i bez otvora

f [Hz]	Bez otvora		Sa otvorom poluprečnika 2,5 mm	
	$\alpha = 60^\circ$	$\alpha = 90^\circ$	$\alpha = 60^\circ$	$\alpha = 90^\circ$
50	5,08%	11,25%	5,08%	11,24%
60	5,07%	11,24%	5,07%	11,23%
100	5,03%	11,18%	5,03%	11,17%
150	4,95%	11,05%	4,95%	11,04%
250	4,72%	10,69%	4,72%	10,68%
350	4,45%	10,25%	4,45%	10,24%
450	4,17%	9,79%	4,17%	9,78%
750	3,45%	8,59%	3,45%	8,58%
1000	2,99%	7,83%	2,99%	7,83%
1500	2,32%	6,73%	2,32%	6,72%
2000	1,78%	5,88%	1,78%	5,87%
2500	1,33%	5,16%	1,33%	5,15%

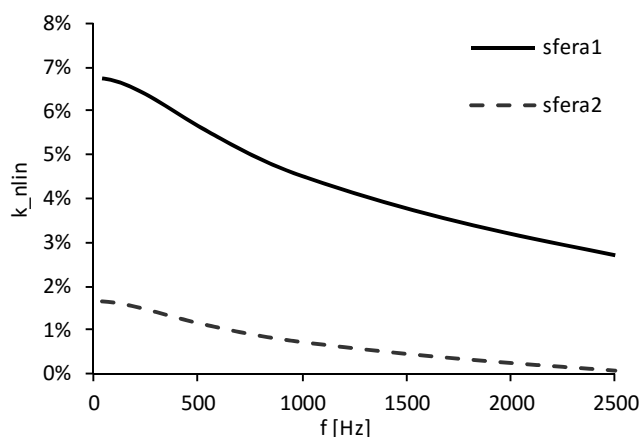
6.1.5 Jednoslojni sferni i elipsoidni oklopi

6.1.5.1 NUMERIČKI REZULTATI ZA SFERNE I ELIPSOIDNE OKLOPE

Na slikama 6.28 i 6.29 prikazani su rezultati za sferne oklope poluprečnika 38 mm i 57 mm iz tabele 3.8.

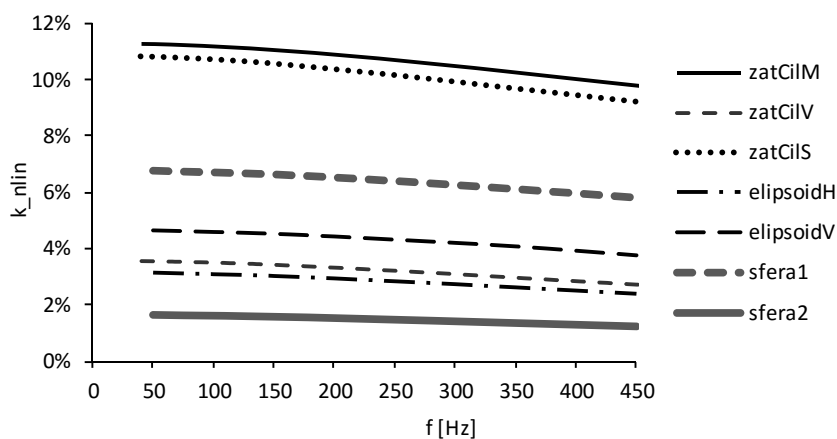


Slika 6.28 Ems na krajevima sekundara transformatora oklopljenog sferom



Slika 6.29 Koeficijent nelinearnosti kod oklapanja sferom

Na slici 6.30 prikazani su rezultati za oklope tipa sfere, zatvorenog cilindra i elipsoida. Dimenzije elipsodnih oklopa date su u tabeli 3.8.



Slika 6.30 Koeficijent nelinearnosti zatvorenih cilindara, sfera i elipsoida

Iz ove analize, sa stanovišta LT, može se izvesti zaključak:

- U slučaju jednoslojnog sfernog oklopa, bolji rezultati se dobijaju za oklope većeg poluprečnika.
- U slučaju jednoslojnog elipsoidnog oklopa, bolji rezultati se dobijaju za horizontalni oklop (veća poluosa i manje visine) nego za vertikalni.
- Pri tome, za sve razmatrane slučajeve, uticaj oklopa opada sa porastom frekvencije.

6.2 Ispitivanje zaštite transformatora od smetnji

U ovom delu prikazani su rezultati ispitivanja uticaja jednoslojnih oklopa na ZT.

Da bi se sagledao uticaj oklopa na ZT, potrebno je da postoji struja smetnje i da ne postoji struja u primaru transformatora. Prsten za generisanje smetnje, iz dela 3.5.2, stvara magnetskog polja takve jačine da odgovara prvom nivoa iz tabele 3.1. U numeričkim simulacijama zadata je prostoperiodična struja smetnje amplitude 1 A i frekvencije iz opsega od 50 Hz do 2500 Hz. Zbog konfiguracije transformatora, *ems* zavisi od promene aksijalne komponente magnetskog polja, pa je razmatrano magnetsko polje smetnje postavljeno u aksijalnom pravcu.

Uticaj oklopa na ZT kvantitativno je iskazan odnosom *ems* neoklopljenog i oklopljenog transformatora u prisustvu smetnje. Ovaj odnos, nazvan efikasnost oklopa *Se*, definisan je izrazom (3.20). Najbolji oklop treba da ima najveću vrednost *Se*.

Numerički rezultati za razmatrane jednoslojne oklope su dati po redosledu kako su navedeni u tabeli 3.4.

6.2.1 Jednoslojni otvoreni cilindrični oklop

Ispitivana je grupa oklopa čiji su dimenzije i vrsta materijala opisani u delu 3.5.3.1. Elektromotorna sila sekundara oklopljenog transformatora data izrazom (3.8) je numerički određena i prikazana za neke odabrane, karakteristične slučajeve.

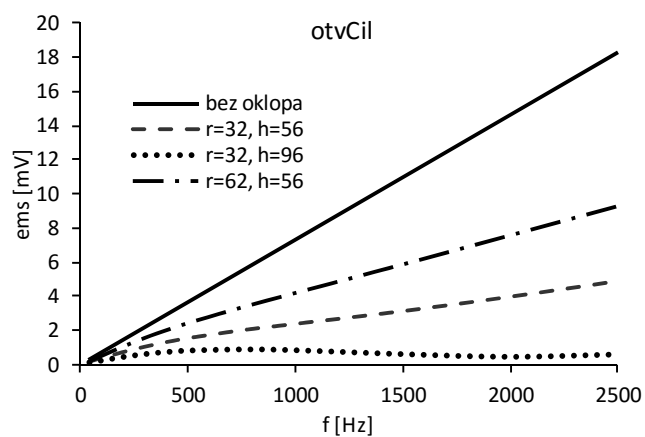
Frekvencijska zavisnost *ems* usled smetnje prikazana je na slici 6.31 za neoklopljen transformator, kao i za neke karakteristične slučajeve oklopljenog transformatora.

Na slici 6.32 prikazana je familija krivih efikasnosti oklopa za različite dimenzije oklopa. Posmatranjem svih krivih zajedno može se za izabranu frekvenciju uočiti opseg vrednosti *Se*. Efikasnost oklopa za ispitivane oklope je u granicama od 1,28 do 2,96 na 50 Hz i od 1,98 do 30,12 na 2,5 kHz. U najboljem slučaju, okloпом poluprečnika 32 mm i visine 96 mm uticaj smetnje se može smanjiti na trećinu na 50 Hz i trideset puta na 2,5 kHz.

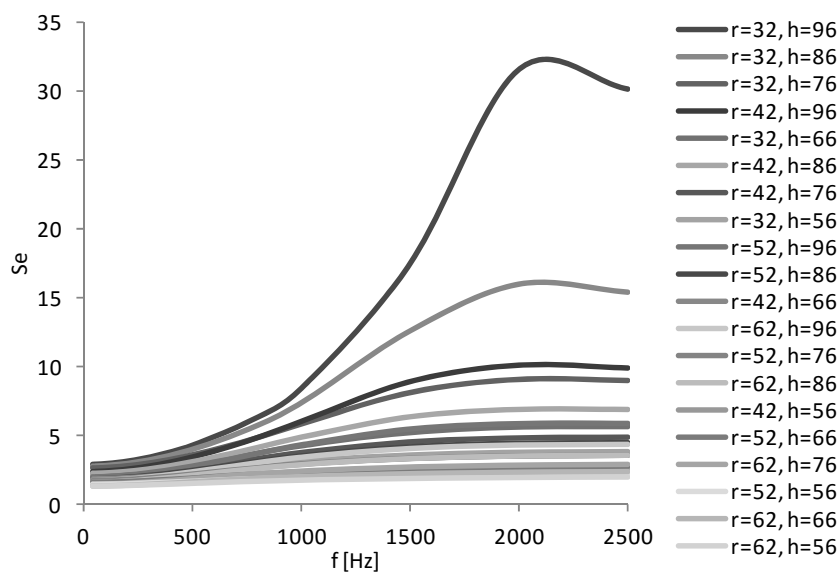
Na slici 6.32 su prikazane frekvencijske zavisnosti efikasnosti oklopa različitih dimenzija. Oklopi su u legendi slike poređani od oklopa sa najvećim *Se*, pa do oklopa sa najmanjim.

Posmatranjem rezultata za prvih šest oklopa navedenih u legendi slike 6.32, uočava se da efikasnost oklopa raste do određene frekvencije, a potom počinje da opada. Mesto promene zavisnosti efikasnosti oklopa od frekvencije određeno je kombinacijom uticaja specifične provodnosti, permeabilnosti i dimenzija oklopa. Promena uslovljena osobinama materijala oklopa nastaje zbog promene *ems*, usled promene raspodele magnetskog polja zbog prisustva oklopa (permeabilnost) i zbog indukovanih struja u oklopu (specifična provodnost).

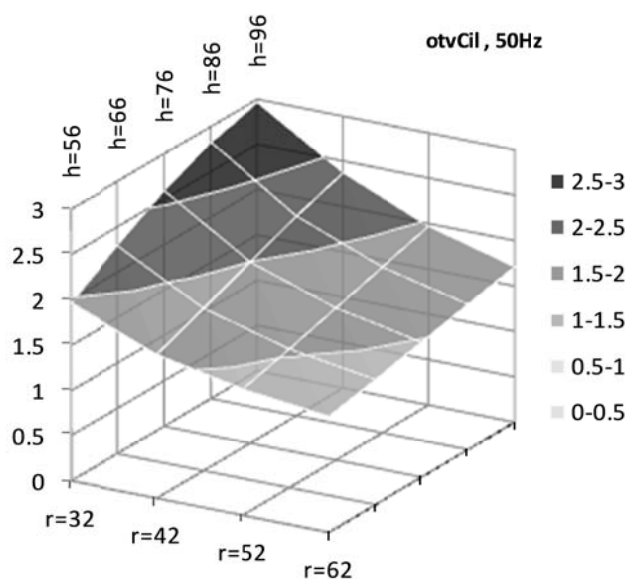
Na slici 6.33 prikazana je efikasnost ispitivanih oklopa pri smetnji na 50 Hz.



Slika 6.31 Ems usled smetnje za neke karakteristične slučajeve oklapanja



Slika 6.32 Efikasnost oklopa za otvorene cilindre



Slika 6.33 Efikasnost oklopa za otvorene cilindre pri smetnji na 50 Hz

Analizom numeričkih rezultata za jednoslojne otvorene cilindrične oklope, sa stanovišta ZT, može se zaključiti:

- Bolja zaštita se postiže oklopima manjeg poluprečnika i veće visine.
- Za sve razmatrane slučajeve efikasnost oklopa raste sa porastom frekvencije ili raste do određene frekvencije (oko 2000 Hz), a potom počinje blago da opada. Mesto promene zavisnosti efikasnost oklopa od frekvencije, određeno je kombinacijom uticaja specifične provodnosti, permeabilnosti i dimenzija oklopa.
- U najboljem slučaju, uticaj smetnje na 50 Hz se može smanjiti na trećinu oklopom poluprečnika 32 mm i visine 96 mm.

6.2.2 Jednoslojni zatvoreni cilindrični oklop

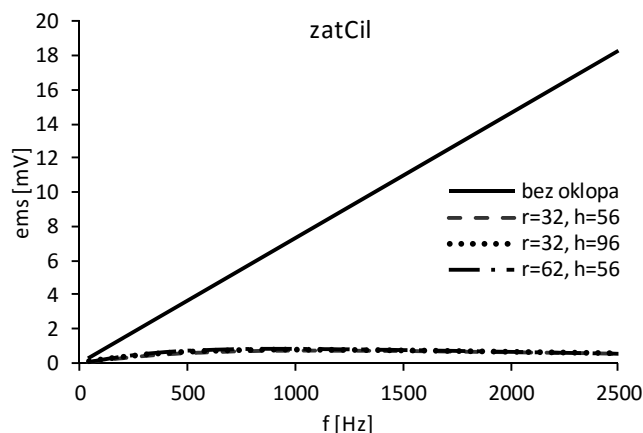
U ovom delu prikazani su rezultati za jednoslojne zatvorene cilindrične oklope čije su dimenzije i vrsta materijala navedene u delu 3.5.3.1. Prikaz rezultata je organizovan na isti način kao u delu 6.2.1.

Radi upoređivanja, na slici 6.34 prikazana je *ems* prouzrokovana smetnjom na neoklopljenom i oklopljenom transformatoru.

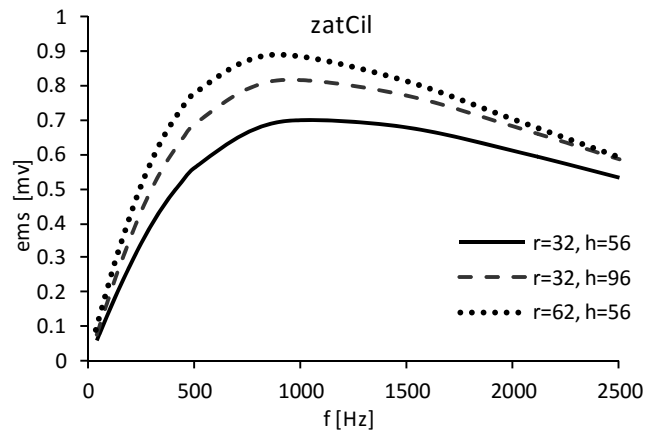
Zbog velike razlike između *ems* oklopljenog i neoklopljenog transformatora data je druga slika 6.35, na kojoj se prikazuju rezultati samo za slučaj sa oklopom. Elektromotorna sila sekundara prvo raste sa porastom frekvencije, a potom opada. Uzrok ovakve promene *ems* sa frekvencijom je već objašnjen u delu 6.2.1.

Na slici 6.36 prikazana je familija krivih efikasnosti oklopa za različite dimenzije oklopa, a u legendi slike oklopi su poređani prema veličini Se u opadajućem redosledu. Posmatranjem svih krivih zajedno, može se za izabranu frekvenciju uočiti opseg vrednosti Se . Efikasnost ispitivanih oklopa je u granicama od 3,14 do 4,91 na 50 Hz i od 30,8 do 34,4 na 2,5 kHz. U najboljem slučaju, oklopom poluprečnika 32 mm i visine 56 mm, uticaj smetnje se može smanjiti na petinu na 50 Hz i 35 puta na 2,5 kHz. Na slici 6.37 je prikazana efikasnost ispitivanih oklopa pri smetnji na 50 Hz.

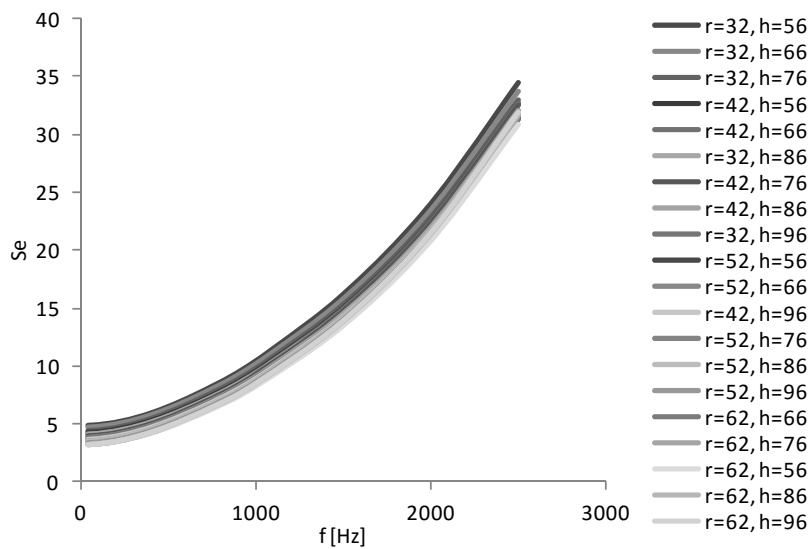
Poređenjem rezultata zaključuje se da se ovim tipom oklopa postiže bolja zaštita nego sa oklopom tipa otvoreni cilindar, što se moglo očekivati.



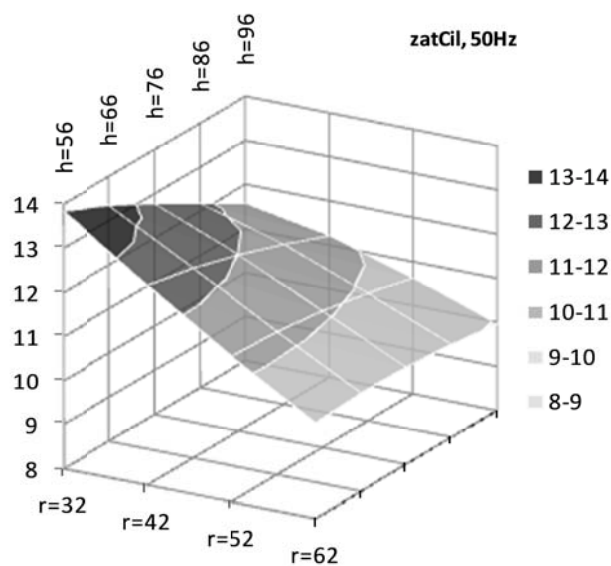
Slika 6.34 Ems sekundara usled smetnje na transformatoru bez i sa oklopom



Slika 6.35 Ems sekundara usled smetnje za neke karakteristične slučajeve



Slika 6.36 Efikasnost oklopa za zatvorene cilindre



Slika 6.37 Efikasnost oklopa za zatvorene cilindre pri smetnji na 50 Hz

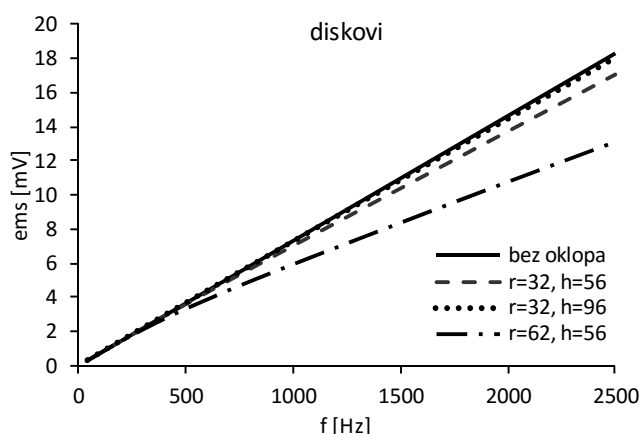
Analizom numeričkih rezultata za jednoslojne zatvorene cilindrične oklope, sa stanovišta ZT, može se zaključiti:

- Bolja zaštita se postiže oklopima manjeg poluprečnika i manje visine.
- Za sve razmatrane slučajeve efikasnost oklopa raste sa porastom frekvencije, iako ems usled smetnje prvo raste, a potom opada sa porastom frekvencije.
- U najboljem slučaju, uticaj smetnje na 50 Hz se može smanjiti na petinu oklopom poluprečnika 32 mm i visine 56 mm.

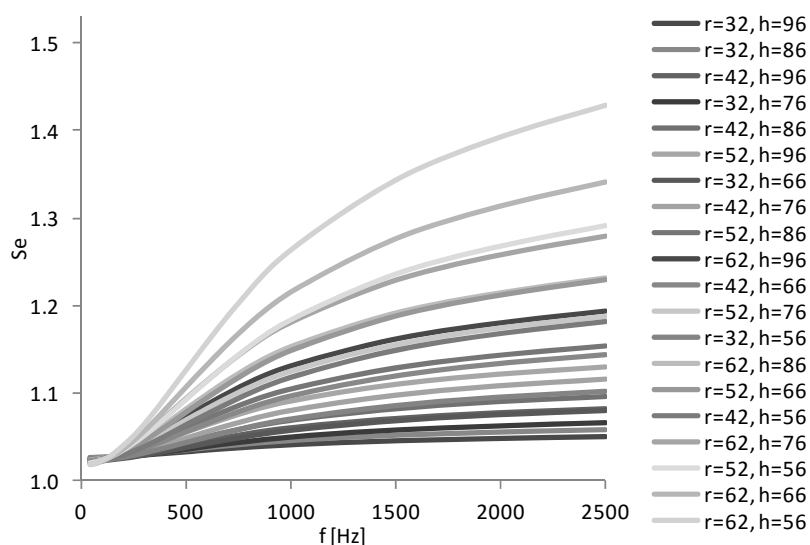
6.2.3 Jednoslojni diskovi

U ovom delu ispituje se uticaj jednoslojnih paralelno postavljenih diskova (baze cilindra) na ZT. Dimenzije oklopa i vrsta materijala opisani su u delu 3.5.3.1.

Rezultati za ems su dati na slici 6.38, a efikasnost oklopa na slici 6.39. Efikasnost oklopa je oko jedan, pa prema tome, ovaj tip oklopa ne štiti transformator od spoljne smetnje.



Slika 6.38 Ems sekundara usled smetnje za neke karakteristične slučajeve



Slika 6.39 Efikasnost oklopa za zatvorene cilindre

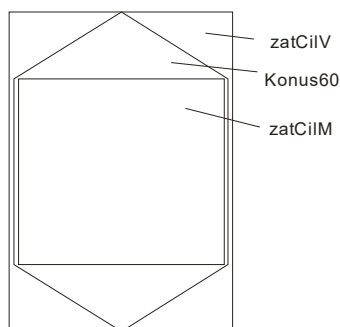
Analizom numeričkih rezultata za jednoslojne diskove, sa stanovišta ZT, može se zaključiti:

- Neznatno bolja zaštita se postiže oklopima sa većim poluprečnikom i manjom visinom.
- Efikasnost oklopa neznatno raste sa porastom frekvencije.
- U pogledu praktične primene ovakvo smanjenje smetnje je nedovoljno.

6.2.4 Jednoslojni konusno-cilindrični oklopi

Konusno-cilindrični oklopi (zatvoreni cilindrični sa konusnim krajevima) su razmatrani za četiri veličine ugla pri vrhu konusa (videti sliku 3.14): oštar ($\alpha = 30^\circ$), prav ($\alpha = 45^\circ$), tup ($\alpha = 60^\circ$) i opružen ($\alpha = 90^\circ$). Konusno-cilindrični oklop sa opruženim uglom je već posmatrani zatvoren cilindar poluprečnika 32 mm i visine 56 mm (zatCilM iz tabele 3.6). Dimenzije konusa i oznake date su u tabeli 3.7.

Posebno su razmotrena tri oklopa: Konus60, zatCilV i zatCilM (slika 6.40). Oklopi zatCilV i Konus60 su slične ukupne visine i istih poluprečnika, a Konus60 i zatCilM imaju istu visinu omotača cilindra i isti poluprečnik.

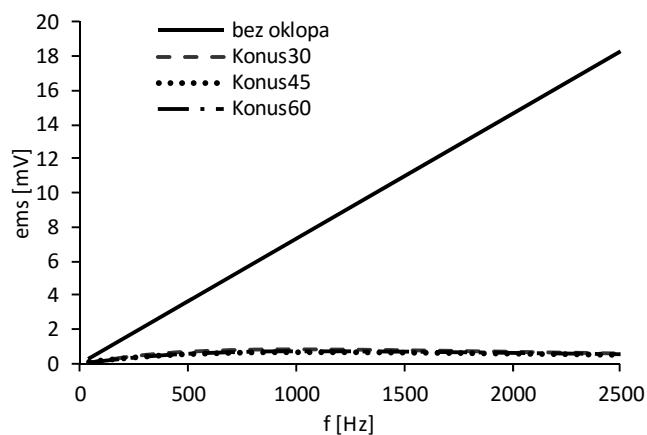


Slika 6.40 Presek oklopa Konus60, zatCilV i zatCilM

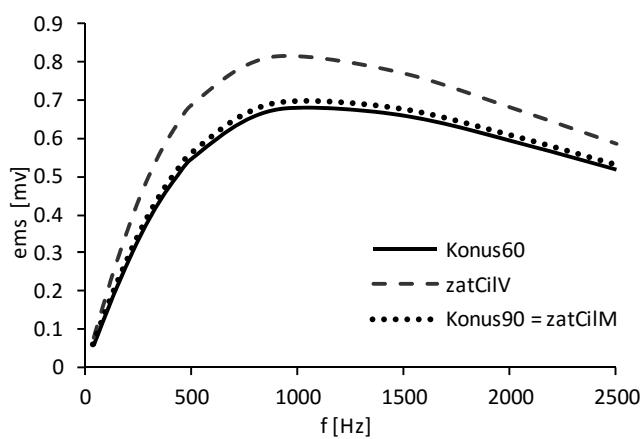
Elektromotorna sila sekundara transformatora usled smetnje prikazana je na slici 6.41 i 6.42. Sa slike 6.41 se uočava da je *ems* smetnje kod transformatora sa oklopom značajno manja od *ems* smetnje kod transformatora bez oklopa, odnosno da prikazani oklopi dobro redukuju smetnju. Slika 6.42 prikazuje *ems* smetnje kod oklapanja Konus60, zatCilV i zatCilM. Od navedenih oklopa, najmanja *ems* se postiže za Konus60.

Efikasnost oklopa raste sa porastom frekvencije (slika 6.43).

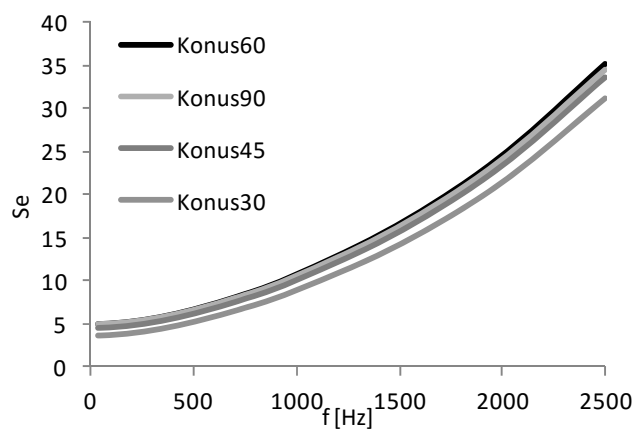
Za oklope sa slike 6.40, prikazana je na slici 6.44 frekvencijska zavisnost efikasnosti oklopa, a u tabeli 6.9 Se na 50 Hz i 2,5 kHz. Konus60 je malo bolji od zatCilV, a tek neznatno bolji od zatCilM.



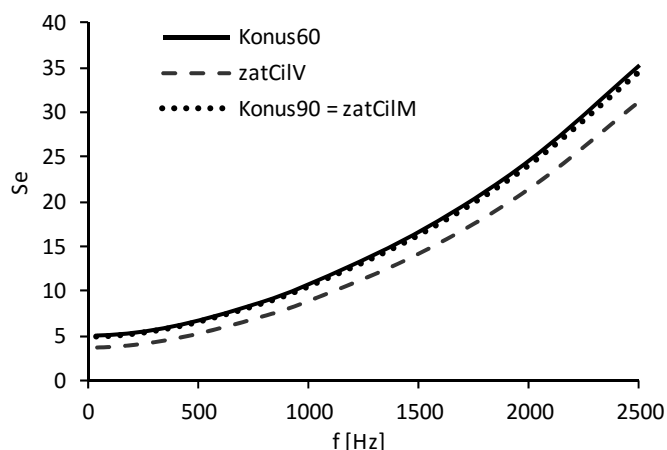
Slika 6.41 Ems sekundara usled smetnje na transformatoru bez i sa oklopom



Slika 6.42 Ems sekundara usled smetnje za neke karakteristične slučajeve



Slika 6.43 Efikasnost konusno-cilindričnih oklopa



Slika 6.44 Efikasnost oklopa Konus60, zatCilV i zatCilM

Tabela 6.9. Efikasnost oklopa na 50 Hz i 2,5 kHz za Konus60, zatCilV i zatCilM

f [Hz]	Konus60	zatCilM	zatCilV
50	5	4,9	3,8
2500	35,2	34,4	31,2

Analizom numeričkih rezultata za jednoslojne konusno-cilindrične oklope, sa stanovišta ZT, može se zaključiti:

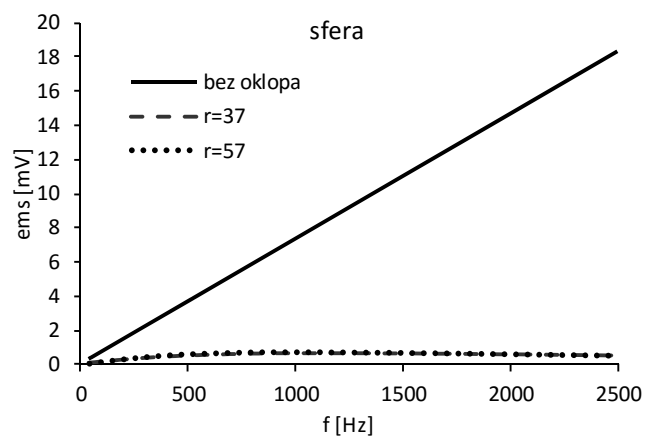
- Bolji rezultati se dobijaju za oklope sa većim uglom pri vrhu, što je u skladu sa rezultatima dobijenim za zatvorene cilindre manjeg poluprečnika i manje visine.
- Konus60 je malo bolji od zatCilV, a tek neznatno bolji od zatCilM.
- Za sve razmatrane slučajeve, efikasnost oklopa raste sa porastom frekvencije.

6.2.5 Jednoslojni sferni i elipsoidni oklopi

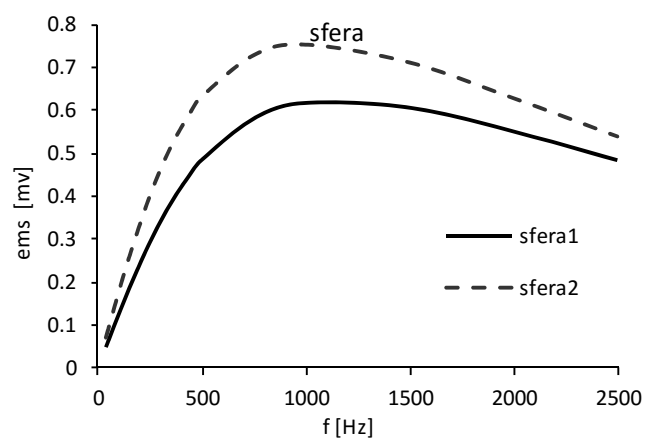
Na slici 6.45 i 6.46 su prikazani rezultati za sfere poluprečnika 38 mm i 57 mm iz tabele 3.8.

Elektromotorna sila smetnje transformatora oklopljenog sferom prikazana je na slikama 6.45 i 6.46, a efikasnost oklopa je data na slikama 6.47 i 6.48. Za sve razmatrane slučajeve efikasnost oklopa raste sa porastom frekvencije. Efikasnost je bolja za manju sferu, a u poređenju sa ostalim tipovima oklopa redosled je sledeći: sfera1, Konus60, zatCilM, sfera2 i zatCilV.

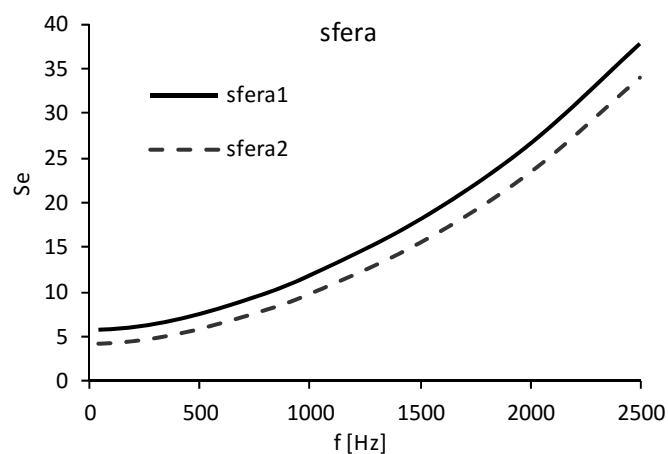
Efikasnost manje sfere je najbolja i iznosi 5,82 na 50 Hz i 37,90 na 2,5 kHz. Efikasnost veće sfere je 4,16 na 50 Hz i 34,06 na 2,5 kHz, a nešto je manje vrednosti od efikasnosti manje sfere.



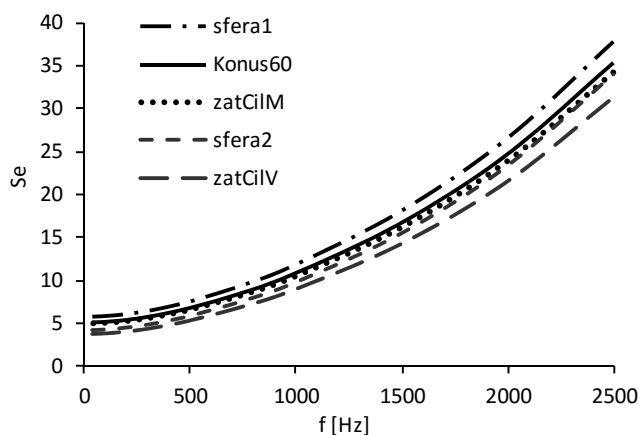
Slika 6.45 Ems sekundara usled smetnje na transformatoru bez i sa sfernim oklopom



Slika 6.46 Ems sekundara zbog smetnje pri oklapanju sferom



Slika 6.47 Efikasnost sfernog oklopa

Slika 6.48 Uporedni pregled Se za neke tipove oklopa

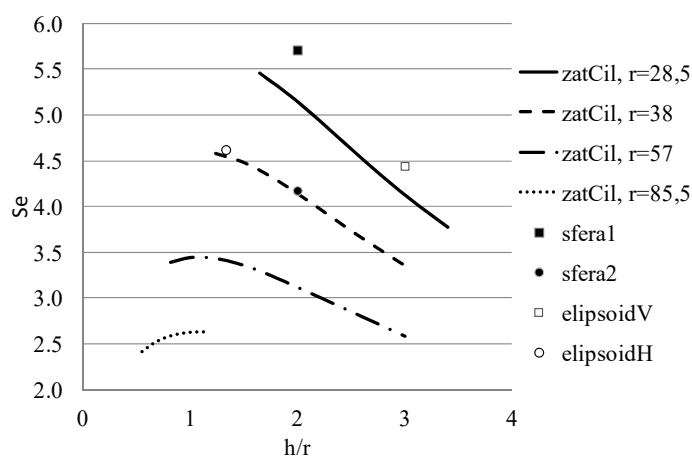
Za male sferne oklope od feromagnetika u homogenom magnetskom polju, efikasnost oklapanja može se odrediti analitički pomoću izraza (3.16). Analitički određena efikasnost oklapanja pri relativnoj permeabilnosti 550 data je u tabeli 6.10, zajedno sa rezultatima numeričkih simulacija [92].

Tabela 6.10. Efikasnosti sfernog oklopa određene analitički i numerički

debljina $d[\text{mm}]$	Poluprečnik $r[\text{mm}]$	Analitički Se	Numeričke simulacije Se
0,5	38	5,8	5,82
0,5	57	4,2	4,16

Poređenjem efikasnosti oklopa dobijenih numeričkim simulacijama i analitičkim izrazom, potvrđuje se validnost korišćenog parametarskog modela oklopljenog transformatora.

Na slici 6.49 je prikazana Se za cilindre, sfere i elipsoide na 50 Hz, u funkciji odnosa visine i poluprečnika oklopa.



Slika 6.49 Efikasnost oklopa u funkciji odnosa visine i poluprečnika oklopa

Analizom numeričkih rezultata za jednoslojne sferne oklope, sa stanovišta ZT, može se zaključiti:

- Bolji rezultati se dobijaju za sferu manjeg poluprečnika. U poređenju sa nekim drugim tipovima oklopa, redosled je sledeći: sfera1, Konus60, zatCilM, sfera2 i zatCilV.
- Analitički određena efikasnost sfere i poređenje sa rezultatima numeričkih simulacija potvrđuju validnost korišćenog modela.
- Za sve razmatrane slučajeve efikasnost oklopa raste sa porastom frekvencije.

6.3 Ispitivanje višeslojnih oklopa

U ovom delu prikazani su rezultati ispitivanja uticaja višeslojnih oklopa na LT i ZT. Efikasnost jednoslojnog zatvorenog cilindričnog oklopa poluprečnika 32 mm i visine 56 mm je bila među najboljima, pa se ovde razmatra višeslojni oklop istog tipa i dimenzija. Ispituju se uticaj debljine, broja slojeva kao i kombinacije slojeva načinjenih od dve vrste materijala. Feromagnetski materijal je isti kao kod jednoslojnih oklopa, a drugi materijal je nemagnetski provodan materijal (Cu) relativne permeabilnosti 1 i specifične provodnosti $5,96 \cdot 10^7$ S/m. Oznake višeslojnih oklopa počinju sa unutrašnjim slojem, a završavaju sa spoljašnjim slojem.

Dimenzije prostora unutar oklopa su fiksne, $r = 32$ mm i $h = 56$ mm.

6.3.1 Višeslojni cilindrični oklopi – uticaj na linearnost transformatora

U ovom delu prikazani su rezultati ispitivanja uticaja višeslojnih oklopa na LT. Frekvencijska zavisnost koeficijenta nelinearnosti prikazana je na slikama 6.50 do 6.53.

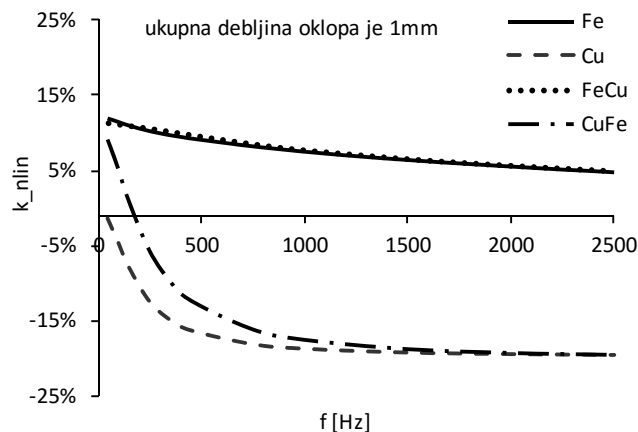
Na slici 6.50 su upoređeni dvoslojni oklopi ukupne debljine 1 mm sa jednoslojnim oklopima iste debljine. Koeficijent nelinearnosti je oko 12% na 50 Hz i 4,8% na 2,5 kHz za oklope kod kojih je unutrašnji sloj feromagnetski (Fe i FeCu), a oko 9% i -1,4% na 50 Hz i -19,4% na 2,5 kHz za oklope kod kojih je unutrašnji sloj provodan.

Na slici 6.51 upoređen je četvoroslojni oklop ukupne debljine 2 mm sa jednoslojnim oklopima iste debljine. I ovde se dolazi do sličnog zaključka kao u prethodnom pasusu.

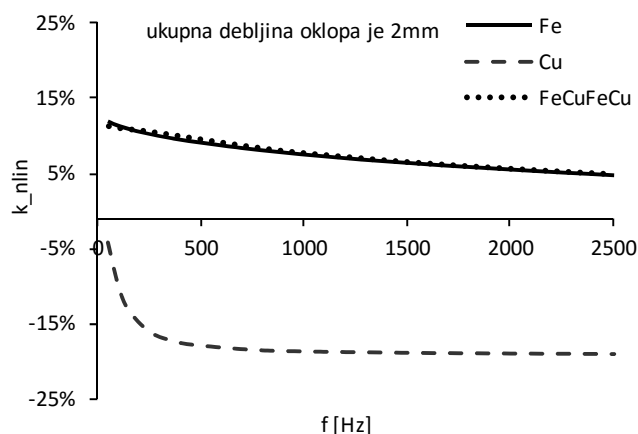
Zatim su upoređeni dvoslojni i četvoroslojni oklopi čije su debljine pojedinačnih slojeva iste (slika 6.52). Slojevi koji počinju sa Fe imaju sličnu frekvencijsku zavisnost koeficijenta nelinearnosti u ispitivanom opsegu frekvencija, nezavisno od broja slojeva i ukupne debljine.

Na slici 6.53 su upoređeni koeficijenti nelinearnosti za jednoslojne oklope Fe i Cu različitih debljina. Za Fe oklope frekvencijska zavisnost k_{lin} je skoro ista, jedino je za oklop od 0,5 mm na 50 Hz vrednost k_{lin} nešto manja. Ista frekvencijska zavisnost se postiže oklopima čija je debljina veća od dubine prodiranja, koja za Fe iznosi oko 0,95 mm na 50 Hz i oko 0,135 mm na 2,5 kHz (tabela 3.3).

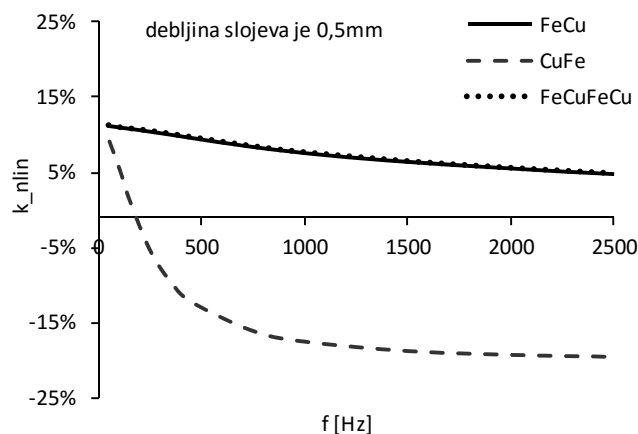
U slučaju oklopa sa Cu slojem, razlike frekvencijske zavisnosti k_{nlin} su veće zbog toga što je debljina sloja manja od dubine prodiranja, koja za Cu iznosi oko 9,2 mm na 50 Hz i oko 1,3 mm na 2,5 kHz (tabela 3.3). Uporedni pregled modula vrednosti koeficijenta nelinearnosti prikazan je u funkciji frekvencije i za razmatrane oklope na slici 6.54.



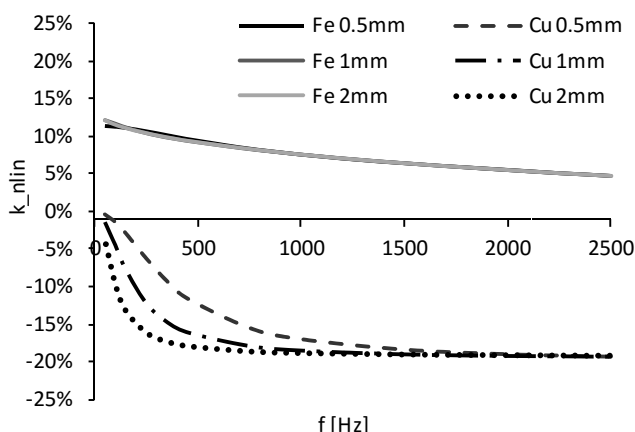
Slika 6.50 Koeficijent nelinearnosti kod oklopa ukupne debljine 1 mm i jednakim debljinama slojeva



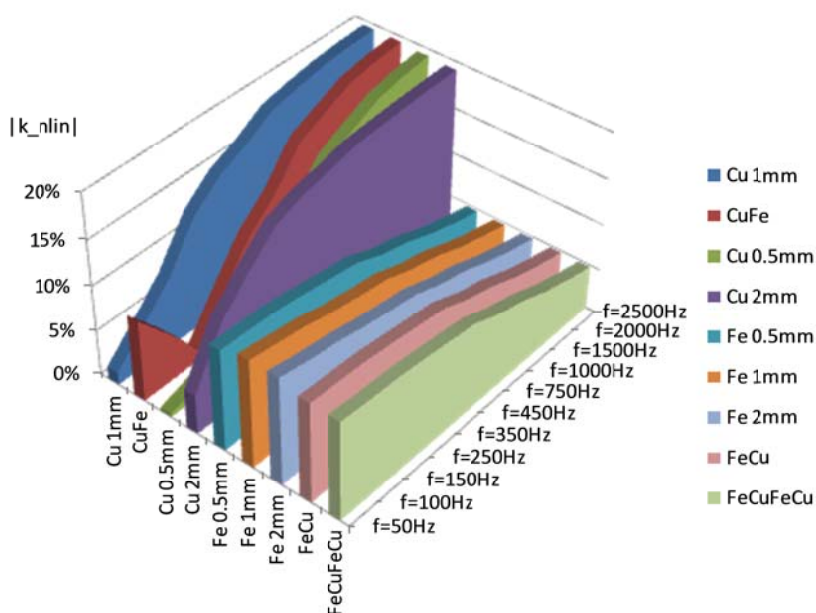
Slika 6.51 Koeficijent nelinearnosti kod oklopa ukupne debljine 2 mm i jednakim debljinama slojeva



Slika 6.52 Koeficijent nelinearnosti za različite kombinacije materijala slojeva istih debljina



Slika 6.53 Koeficijent nelinearnosti kod oklopa sa jednim slojem različite debljine



Slika 6.54 Moduo vrednosti koeficijenta nelinearnosti za razmatrane oklope u funkciji frekvencije

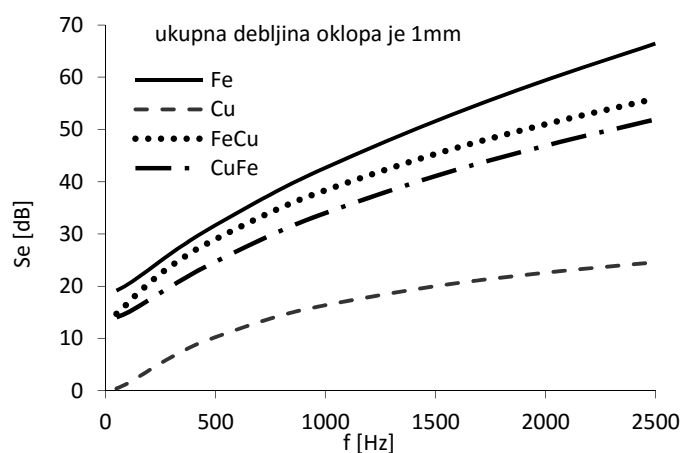
Analizom numeričkih rezultata za višeslojne oklope, sa stanovišta LT, može se zaključiti:

- Bolji rezultati na 50 Hz se dobijaju za oklope sa nemagnetskim provodnim unutrašnjim slojem, a na 2,5 kHz za oklope sa feromagnetskim unutrašnjim slojem.
- LT je praktično ista za oklope kod kojih je unutrašnji sloj feromagnetski i debljine veće od dubine prodiranja.
- Za sve razmatrane slučajeve k_{nlin} opada sa porastom frekvencije.
- Moduo vrednosti k_{nlin} za oklope sa feromagnetskim unutrašnjim slojem opada sa porastom frekvencije, dok za oklope sa nemagnetskim provodnim unutrašnjim slojem ova vrednost prvo opada, a potom raste.

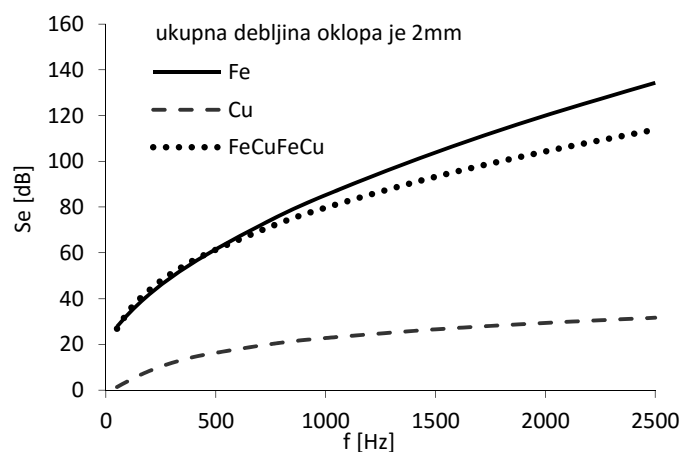
6.3.2 Višeslojni cilindrični oklopi – efikasnost oklapanja

U ovom delu prikazani su rezultati ispitivanja uticaja višeslojnih oklopa na ZT. Frekvencijska zavisnost efikasnosti oklopa prikazana je na slikama 6.55 do 6.59.

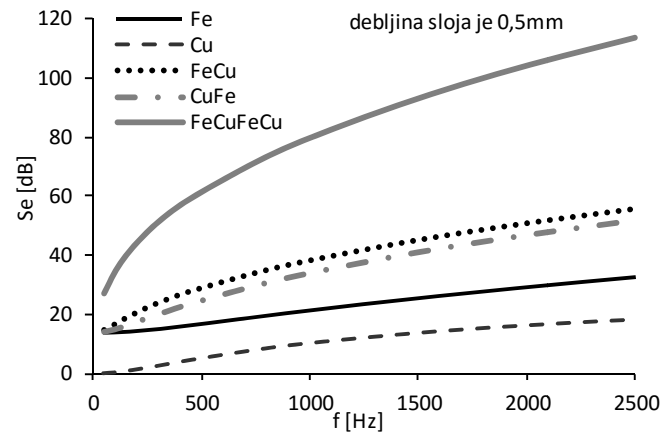
Upoređivanjem rezultata efikasnosti ispitivanih oklopa, oklopi su poređani od boljeg ka lošijem: Fe debljine 2 mm, FeCuFeCu sa slojevima 0,5 mm, Fe 1 mm, FeCu sa slojevima 0,5 mm, CuFe sa slojevima 0,5 mm, Fe debljine 0,5 mm, Cu debljine 2 mm, Cu debljine 1 mm i Cu debljine 0,5 mm.



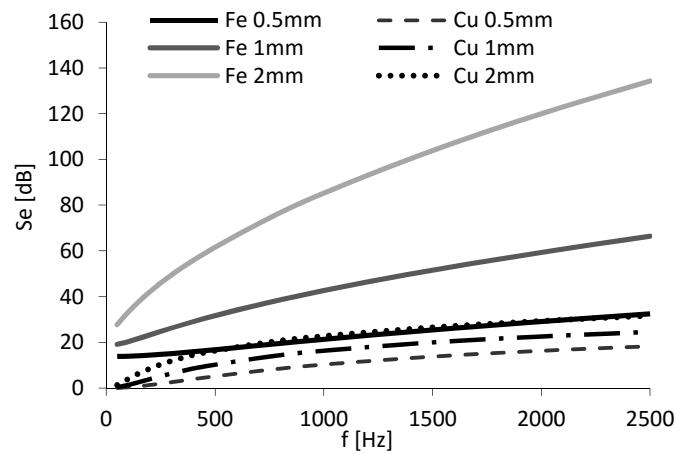
Slika 6.55 Efikasnost oklopa ukupne debljine 1 mm sa jednakim debljinama slojeva



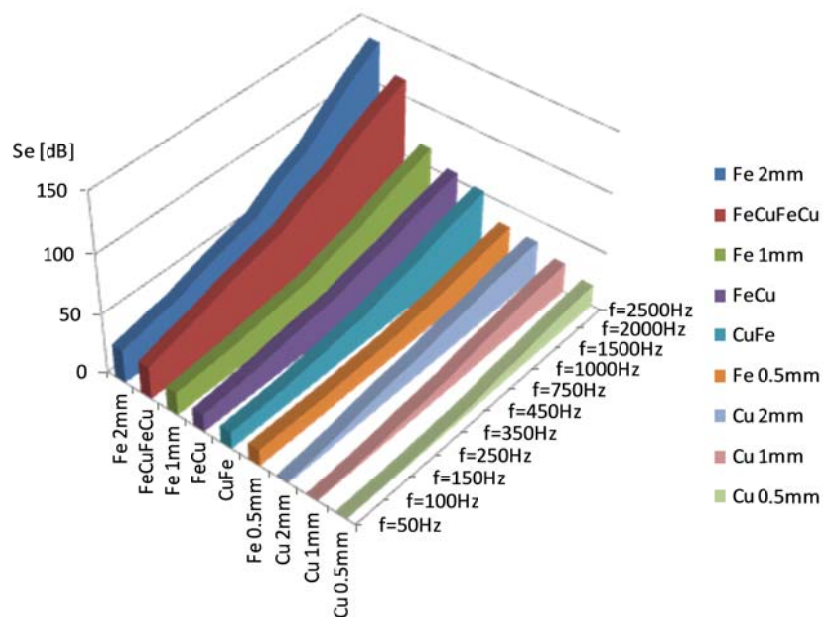
Slika 6.56 Efikasnost oklopa ukupne debljine 2 mm sa jednakim debljinama slojeva



Slika 6.57 Efikasnost oklopa za različite kombinacije materijala slojeva istih debljina

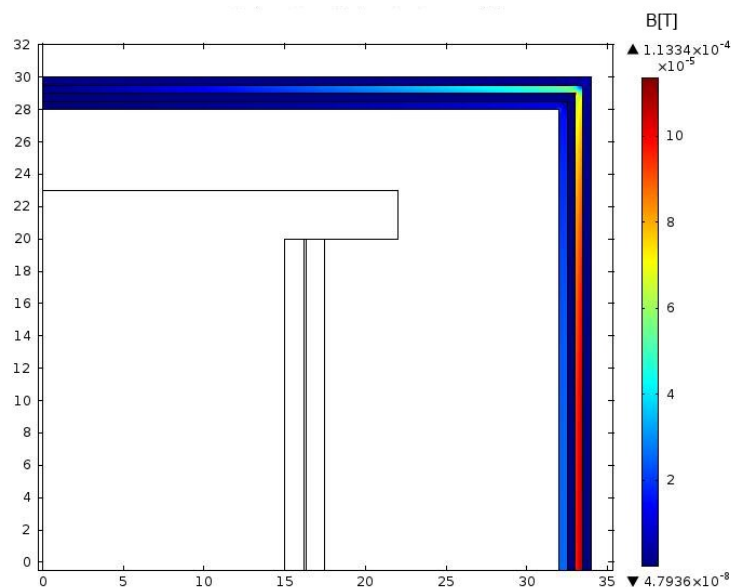


Slika 6.58 Efikasnost oklopa sa jednim slojem različite debljine

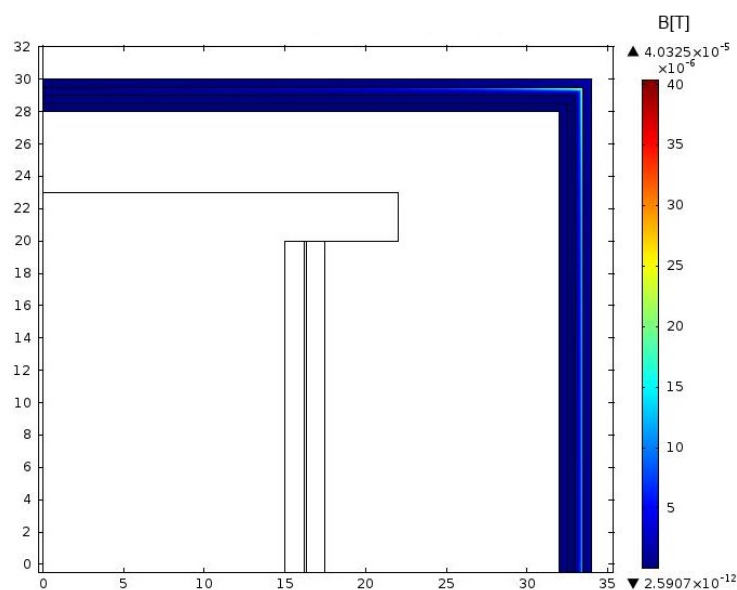


Slika 6.59 Efikasnost oklapanja za razmatrane oklope u funkciji frekvencije

Intenzitet vektora magnetske indukcije unutar višeslojnog oklopa može se prikazati bojama na poprečnom preseku oklopa. Kao primer izabran je četvoroslojni oklop CuFeCuFe. Na slikama 6.60 i 6.61 prikazan je intenzitet vektora magnetske indukcije unutar slojeva oklopa, pri magnetskoj smetnji koju stvara struja jačine 1 A i frekvencije 50 Hz i 2500 Hz.



Slika 6.60 Magnetska indukcija u četvoroslojnom oklopu (CuFeCuFe) pri smetnji na 50 Hz



Slika 6.61 Magnetska indukcija u četvoroslojnom oklopu (CuFeCuFe) pri smetnji na 2500 Hz

Analizom numeričkih rezultata za višeslojne oklope sa stanovišta ZT može se zaključiti:

- Kod oklopa iste debljine, najbolji rezultati se dobijaju za oklope od feromagnetskog materijala, potom za oklope sa unutrašnjim feromagnetskim slojem, pa za oklope sa unutrašnjim provodnim slojem i poslednji su oklopi od provodnog materijala. Povećavanjem debljine feromagnetskog sloja iznad dubine prodiranja (tabela 3.3) ne povećava se efikasnost oklopa.
- Za sve razmatrane slučajeve Se raste sa porastom frekvencije.

7 Analiza rezultata

Ems na krajevima sekundara mernog transformatora zavisi od dve ulazne veličine, jačine struje u primaru transformatora i EM smetnje. U prethodnoj glavi su prikazani rezultati numeričkih simulacija i merenja, kada su navedene ulazne veličine razmatrane zasebno. Izvršena je analiza rezultata i navedeni su zaključci vezani za izbor odgovarajućeg oklopa u pogledu LT i ZT.

Da bi se izveli konačni zaključci o kvalitetu oklapanja transformatora, treba uzeti u obzir da struja primara i EM smetnja postoje istovremeno. Ukupna ems na krajevima sekundara tada zavisi od: ulaznih veličina jačine struje primara i struje smetnje (struje koja generiše EM smetnju), geometrije oklopa i parametara oklopa (permeabilnosti μ i specifične provodnosti σ) i geometrije transformatora (dimenzija i broja zavojaka). Budući da su jačina struje primara i jačina struje smetnje nezavisne veličine, nije jednostavno predložiti univerzalni kriterijum za ocenu kvaliteta oklapanja. Kriterijum je definisan u delu 3.6.3. Prema predloženom kriterijumu (3.23), razmatra se zbir koeficijenata k_{nlin} i $k_{smetnje}$. Ovi koeficijenti nelinearnosti i smetnje su dobijeni normiranjem odgovarajućih ems sekundara u odnosu na ems_0 , koja u odsustvu smetnje na krajevima sekundara postoji zbog struje primara. Definicije ovih koeficijenata date su izrazima (3.20) i (3.21).

Koeficijent nelinearnosti, k_{nlin} , zavisi prvenstveno od geometrije i parametara oklopa, geometrije transformatora i frekvencije struje primara, a ne zavisi od jačine struje primara sve dok je ona mala i ne prouzrokuje zasićenje materijala oklopa. Izraz kojim se definiše ovaj koeficijent je dat u glavi 3, dok su numeričke i eksperimentalne vrednosti ovog koeficijenta date u glavi 6.

Koeficijent smetnje, $k_{smetnje}$, zavisi od geometrije transformatora, geometrije i parametara oklopa i odnosa jačina struja primara i smetnje, sve dok pri tim strujama materijal oklopa ne odlazi u zasićenje. Ovaj koeficijent se može odrediti polazeći od efikasnosti oklopa Se , datog izrazom (3.22).

U odeljku 7.1 se analizira uticaj oblika jednoslojnih oklopa na LT i ZT, u odeljku 7.2 se analizira uticaj višeslojnih oklopa na LT i ZT, a u odeljku 7.3 date su završne napomene.

7.1 Oblik oklopa

U daljem razmatranju pretpostavlja se da je struja smetnje prostoperiodična frekvencije 50 Hz, a jačina struje zavisi od odabranog nivoa smetnje iz tabele 3.1. Jačina struje primara je prostoperiodična funkcija frekvencije, u opsegu od 50 Hz do 2500 Hz. Rezultati su prikazani za neke karakteristične frekvencije 50 Hz, 150 Hz, 250 Hz i 2500 Hz.

Procentualne vrednosti koeficijenata nelinearnosti, u zavisnosti od frekvencije struje primara, za različite tipove oklopa prikazane su u tabeli 7.1.

Tabela 7.1. Koeficijent nelinearnosti k_{lin} [%]

f[Hz]	zatCilM	zatCilV	zatCilS	otvCilM	otvCilV	otvCilS	diskoviM	diskoviV	diskoviS	Konus 60	Konus 45	sfera 1	sfera 2
50	11,25	3,56	10,83	2,92	3,23	0,27	4,95	0,22	8,74	5,07	4,19	6,74	1,65
150	11,05	3,44	10,59	2,80	3,11	0,24	4,91	0,22	8,62	4,95	4,08	6,61	1,58
250	10,69	3,23	10,18	2,60	2,90	0,18	4,83	0,22	8,41	4,73	3,87	6,38	1,47
2500	5,16	0,36	5,20	-0,23	0,17	-0,46	3,20	0,08	5,07	1,33	0,80	2,71	0,06

Analizom vrednosti koeficijenata nelinearnosti iz tabele 7.1 može se zaključiti da najmanju nelinearnost na 50 Hz unose diskoviV i otvCilS, a zatim slede sfera2, otvCilM, otvCilV, zatCilV i dr, a najveću nelinearnost unosi najmanji zatvoreni cilindar.

Koeficijent smetnje $k_{smetnje}$ [%], prikazan u tabeli 7.2, je određen za nekoliko nivoa smetnje i pri amplitudi jačine struje primara $I_p = 1$ mA. Prvi nivo smetnje za $H = 1$ A/m se postiže ako je amplituda jačine struje prstena za generisanje smetnje $I_{SM} = 1$ A. Da bi se generisala smetnja nekog drugog nivoa iz tabele 3.1, neophodno je da jačina struje bude 3 puta veća za drugi nivo, 10 puta veća za treći nivo, 30 puta veća za četvrti i 100 puta veća za peti nivo smetnji.

Tabela 7.2. Koeficijent smetnje $k_{smetnje}$ [%] za $I_p = 1$ mA i $f = 50$ Hz

Nivo smetnje	I_{SM} [A]	Bez oklopa	zatCilM	zatCilV	zatCilS	otvCilM	otvCilV	otvCilS	diskoviM	diskoviV	diskoviS	Konus 60	Konus 45	sfera 1	sfera 2
1.	1	4,73	0,96	1,25	1,47	2,40	1,59	3,69	4,77	4,75	4,78	0,94	1,03	0,81	1,14
2.	3	14,2	2,89	3,75	4,41	7,21	4,78	11,06	14,31	14,24	14,35	2,83	3,10	2,43	3,41
3.	10	47,35	9,63	12,50	14,68	24,04	15,95	36,86	47,69	47,46	47,85	9,42	10,32	8,12	11,35
4.	30	142,1	28,88	37,51	44,05	72,12	47,85	110,59	143,07	142,37	143,54	28,26	30,97	24,35	34,06
5.	100	473,5	107,51	128,59	157,66	243,30	162,71	368,92	481,86	474,80	487,19	99,26	107,42	87,90	115,20

Analizom vrednosti koeficijenata smetnje iz tabele 7.2 može se zaključiti da se neki oklopi (npr. tipa diskovi) mogu izostaviti iz daljeg razmatranja, jer je nivo zaštite od smetnji za ove oklope nizak. Radi postizanja odgovarajućeg stepena zaštite transformatora uzimaju se u obzir oni oklopi kod kojih je koeficijent smetnje $k_{smetnje}$ dovoljno mali. Najmanje vrednosti koeficijenta smetnje, odnosno najbolja zaštita postiže se oklopima: sfera1, konus60 i zatCiIM.

Opseg u kojem se nalazi vrednost $k_{smetnje}$ zavisi od odnosa I_P / I_{SM} . Pri projektovanju oklopljenog transformatora mora se voditi računa o tome. Ovaj odnos se može korigovati promenom jačine struje primara, ukoliko dizajn oklopljenog transformatora to dozvoljava. Ako se mereni napon dovodi na predtopnik u primarnom kolu transformatora, jačina struje se može promeniti izborom odgovarajućeg predtopnika.

Tabela 7.3. Koeficijent ocene k_{OC} [%] za jačinu struje $I_P = 1$ mA

Nivo smetnje	f[Hz]	bez oklopa	zatCiIM	zatCiV	zatCiS	otvCiIM	otvCiV	otvCiS	diskoviM	diskoviV	diskoviS	konus 60	konus 45	sfera 1	sfera 2
1.	50	4,73	12,21	4,81	12,29	5,32	4,82	3,96	9,72	4,97	13,52	6,01	5,23	7,55	2,79
2.	50	14,21	14,14	7,31	15,23	10,13	8,01	11,33	19,26	14,46	23,09	7,90	7,29	9,17	5,06
3.	50	47,35	20,88	16,06	25,51	26,95	19,17	37,14	52,65	47,68	56,58	14,49	14,52	14,85	13,01
4.	50	142,1	40,13	41,07	54,88	75,03	51,07	110,9	148,0	142,6	152,3	33,33	35,16	31,08	35,72
5.	50	473,5	107,5	128,6	157,7	243,3	162,7	368,9	481,9	474,8	487,2	99,3	107,4	87,9	115,2

U tabeli 7.3 date su vrednosti koeficijenta ocene k_{OC} po nivoima smetnje za različite oblike oklopa na frekvenciji 50 Hz. Oklapanje je uspešnije ako je koeficijent k_{OC} , koji je jednak zbiru k_{nlin} i $k_{smetnje}$, manji. U skladu sa definicijom (3.23), vrednosti koeficijenata k_{OC} na 50 Hz dobijene su sabiranjem odgovarajućih vrednosti iz tabela 7.1 i 7.2, dok je na ostalim frekvencijama koeficijent k_{OC} jednak koeficijentu k_{nlin} .

Za neoklopljeni transformator sa strujom primara jačine 1 mA i frekvencije 50 Hz, ems sekundara odstupa 4,735% pri 1. nivou smetnji, a 473,5% pri 5. nivou smetnje. Prema tome, oklapanjem se moraju značajnije smanjiti ove promene ems sekundara.

S obzirom da je zadatak disertacije da se razvije postupak za analizu uticaja oklopa na LT i ZT i da se definiše kriterijum za ocenu kvaliteta oklapanja, određivanje najboljeg oklopa je moguće i vezano je za konkretnu primenu i za unapred definisane vrednosti maksimalne jačine stranog magnetskog polja kojem transformator može biti izložen, maksimalne jačine struje primara, kao i maksimalno dozvoljeno odstupanje ems sekundara od referentne ems (za vazdušni transformator bez oklopa i u odsustvu smetnje, poglavlje 2.6).

Na osnovu koeficijenta ocene iz tabele 7.3 može se zaključiti:

- Pri smetnji prvog nivoa, date vrednosti k_{OC} su za većinu oklopa veće nego bez oklopa. U ovom slučaju praktično je bolje ne oklapati transformator, jer se oklapanjem unosi veća nelinearnost nego zaštita.
- Pri smetnji drugog nivoa najbolje oklapanje se postiže oklopom tipa sfera 2, a neznatno lošije ali praktičnije rešenje bi bilo oklapanje oklopom tipa konus45, zatCilV, konus60 ili otvCilV. Istovremeno je uticaj ovih oklopa na nelinearnost transformatora na višim frekvencijama nešto manji kod otvCilV i zatCilV, u odnosu na konus45 i konus60.
- Pri smetnji petog nivoa nije moguće značajnije redukovati uticaj smetnji postavljanjem oklopa. Sličan zaključak se može izvesti i za smetnje 3. i 4. nivoa.

Da bi se oklapanjem postigla adekvatna zaštita transformatora od uticaja smetnji, može se promeniti odnos I_p / I_{SM} , korigovanjem jačine struje primara. Povećavanjem jačine struje I_p deset puta dobijaju se vrednosti koeficijenta $k_{smetnje}$ date u tabeli 7.4, a u tabeli 7.5 su dati odgovarajući koeficijenti ocene. Koeficijenti k_{OC} pri ovom odnosu jačina struja su značajno manji. Pri petom nivou moguće je izabrati oklope tipa sfera1, sfera2, konus45, konus60 ili zatCilV. Tada promena ems iznosi oko 15%.

Tabela 7.4. Koeficijent smetnje $k_{smetnje}$ [%] za $I_p = 10$ mA i $f = 50$ Hz

Nivo smetnji	zatCilM	zatCilV	zatCilS	otvCilM	otvCilV	otvCilS	diskoviM	diskoviV	diskoviS	konus 60	konus 45	sfera 1	sfera 2
1.	0,10	0,13	0,15	0,24	0,16	0,37	0,48	0,47	0,48	0,09	0,10	0,08	0,11
2.	0,29	0,38	0,44	0,72	0,48	1,11	1,43	1,42	1,44	0,28	0,31	0,24	0,34
3.	0,96	1,25	1,47	2,40	1,59	3,69	4,77	4,75	4,78	0,94	1,03	0,81	1,14
4.	2,89	3,75	4,41	7,21	4,78	11,06	14,31	14,24	14,35	2,83	3,10	2,43	3,41
5.	9,63	12,50	14,68	24,04	15,95	36,86	47,69	47,46	47,85	9,42	10,32	8,12	11,35

Tabela 7.5. Koeficijent ocene k_{OC} [%] za jačinu struje $I_p = 10$ mA

Nivo smetnje	f [Hz]	bez oklopa	zatCilM	zatCilV	zatCilS	otvCilM	otvCilV	otvCilS	diskoviM	diskoviV	diskoviS	konus60	konus 45	sfera 1	sfera 2
1.	50	4,73	11,35	3,69	10,97	3,16	3,39	0,64	5,43	0,69	9,21	5,17	4,30	6,82	1,77
2.	50	14,21	11,54	3,94	11,27	3,64	3,70	1,38	6,39	1,64	10,17	5,35	4,50	6,98	1,99
3.	50	47,35	12,21	4,81	12,29	5,32	4,82	3,96	9,72	4,97	13,52	6,01	5,23	7,55	2,79
4.	50	142,1	14,14	7,31	15,23	10,13	8,01	11,33	19,26	14,46	23,09	7,90	7,29	9,17	5,06
5.	50	473,5	20,9	16,1	25,5	27,0	19,2	37,1	52,6	47,7	56,6	14,5	14,5	14,9	13,0

7.2 Višeslojni oklopi

U literaturi je poznato da višeslojni oklopi mogu da budu efikasniji od jednoslojnih, a uz to i jeftiniji, zbog manjeg utroška feromagnetskog materijala [142].

Zbog ograničenog prostora koji je na raspolaganju za smeštaj oklopljenog transformatora, ovaj princip nije mogao da bude ispitan u potpunosti. Stoga su analizirane samo dve praktične mogućnosti:

- da se umesto feromagnetskog oklopa debljine 1mm koristi dvoslojni oklop sastavljen od feromagnetika debljine 0,5 mm i bakra iste debljine i
- da se umesto feromagnetskog oklopa debljine 2 mm koristi četvoroslojni oklop sačinjen od dva feromagnetska sloja i dva nemagnetska provodna sloja (u ovom slučaju bakra).

Rezultati proračuna koeficijenta k_{nlin} i $k_{smetnje}$ dati su u tabelama 7.6 i 7.7 respektivno.

U tabeli 7.8 data je ocena oklopa preko koeficijenta k_{OC} , koji treba da bude što manji.

Tabela 7.6. Koeficijent nelinearnosti k_{nlin} [%]

f[Hz]	Fe 0,5mm	Fe 1mm	Fe 2mm	Cu 0,5mm	Cu 1mm	Cu 2mm	FeCu	CuFe	FeCuFeCu
50	11,24	12,02	12,01	-0,37	-1,36	-4,33	11,18	9,04	11,14
150	10,99	11,09	10,99	-2,84	-7,67	-13,29	10,82	1,11	10,74
250	10,57	10,33	10,32	-6,20	-12,27	-16,13	10,44	-5,51	10,41
2500	4,78	4,77	4,77	-19,26	-19,45	-19,12	4,77	-19,43	4,77

Tabela 7.7. Koeficijent smetnje $k_{smetnje}$ [%] za $I_p = 1$ mA i $f = 50$ Hz

Nivo smetnji	Fe 0,5mm	Fe 1mm	Fe 2mm	Cu 0,5mm	Cu 1mm	Cu 2mm	FeCu	CuFe	FeCuFeCu
1.	0,96	1,25	1,47	2,40	1,59	3,69	4,77	4,75	4,78
2.	2,89	3,75	4,41	7,21	4,78	11,06	14,31	14,24	14,35
3.	9,63	12,50	14,68	24,04	15,95	36,86	47,69	47,46	47,85
4.	28,88	37,51	44,05	72,12	47,85	110,59	143,07	142,37	143,54
5.	96,13	52,22	19,40	467,87	453,08	405,00	87,09	94,07	21,51

Tabela 7.8. Koeficijent ocene k_{OC} [%] za jačinu struje $I_p = 1$ mA

Nivo smetnje	f[Hz]	bez oklopa	Fe 0,5mm	Fe 1mm	Fe 2mm	Cu 0,5mm	Cu 1mm	Cu 2mm	FeCu	CuFe	FeCuFeCu
1.	50	4,73	12,20	12,54	12,20	4,31	3,17	-0,28	12,05	9,98	11,35
2.	50	14,21	14,13	13,58	12,59	13,67	12,23	7,82	13,79	11,87	11,78
3.	50	47,35	20,86	17,24	13,95	46,42	43,94	36,17	19,89	18,45	13,29
4.	50	142,1	40,08	27,68	17,83	140,0	134,7	117,2	37,31	37,27	17,59
5.	50	473,5	107,4	64,24	31,40	467,5	451,7	400,7	98,3	103,1	32,6

Peti nivo smetnji je najnepovoljniji, jer takva smetnja najviše menja ems sekundara. Na osnovu vrednosti koeficijenta k_{OC} iz tabele 7.8 izvedeni su zaključci o uticaju oklopa u pogledu LT i ZT:

- Pri smetnji prvog nivoa, date vrednosti k_{OC} su za većinu oklopa veće nego bez oklopa, osim za bakarni oklop debljine 2 mm, ali on na višim frekvencijama doprinosi povećanju nelinearnost transformatora. Za ovaj nivo smetnji, praktično je bolje ne oklapati transformator, jer se oklapanjem unosi veća nelinearnost nego zaštita.
- Pri smetnji drugog nivoa, najbolje oklapanje se postiže bakarnim okloпом debljine 2 mm i okloпом CuFe. Na višim frekvencijama nešto manju nelinearnost unosi oklop CuFe.
- Pri smetnji trećeg i četvrtog nivoa, najbolje oklapanje se postiže četvoroslojnim okloпом FeCuFeCu i jednoslojnim feromagnetskim okloпом debljine 2 mm (Fe 2 mm).
- Pri smetnji petog nivoa, za feromagnetski oklop debljine 2 mm dobija se najmanji koeficijent $k_{OC} = 31,4\%$. Ovakav rezultat se mogao i očekivati s obzirom na to da debljina oklopa odgovara dvostrukoj dubini prodiranja. Interesantno je da se za oklop FeCuFeCu od dva feromagnetska sloja debljine od po 0,5 mm koji su razdvojeni nemagnetskim provodnim materijalom iste debljine dobija vrlo sličan rezultat, $k_{OC} = 32,6\%$. Uticaj u pogledu LT i ZT ispitivanih bakarnih oklopa, pri frekvenciji 50 Hz, je veoma nepovoljan. Ovakav rezultat je posledica nedovoljne debljine oklopa, jer je dubina prodiranja kod bakra (tabela 3.3) veća od ispitivane debljine oklopa.

Kao i kod jednoslojnih oklopa iz dela 7.1, ovaj koeficijent se može promeniti promenom odnosa I_p / I_{SM} . Oklope sa više slojeva feromagnetika, istih ili različitih magnetskih karakteristika, bi svakako trebalo u budućnosti detaljno ispitati, ostavljajući u dizajnu mernog uređaja dovoljno mesta za smeštaj ovako oklopljene merne sonde.

7.3 Završne napomene

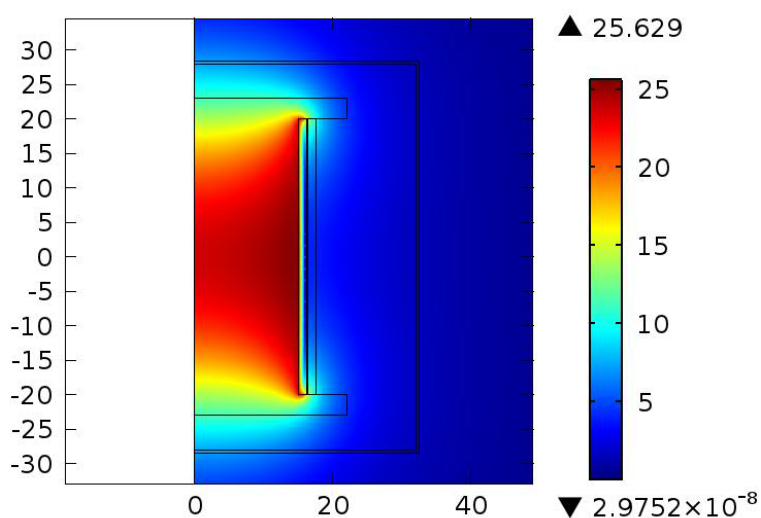
Za ispitivanje uticaja oklopa na LT i ZT neophodno je poznavanje magnetskih osobina feromagnetskih materijala korišćenih za izradu oklopa. Kao što je već opisano u glavi 4 i glavi 5, nepoznate karakteristike feromagnetskih materijala potrebno je izmeriti, a zatim ih numerički obraditi da bi se dobijene vrednosti krive magnetisanja ili permeabilnosti mogle ugraditi u model oklopa. U tu svrhu razvijen je novi model histerezisa, zasnovan na modifikaciji Takačevog modela [113], kojim su uspešno i sa zadovoljavajućom tačnošću modelovane eksperimentalne histerezisne krive.

Razmatranjem rezultata merenja iz odeljka 4.6, mogu se izdvojiti sledeći zaključci: sa porastom frekvencije histerezisne petlje se proširuju (slike 4.17 i 4.18), pa je na višim frekvencijama, μ_r nešto manje nego na osnovnoj frekvenciji; sa porastom jačine

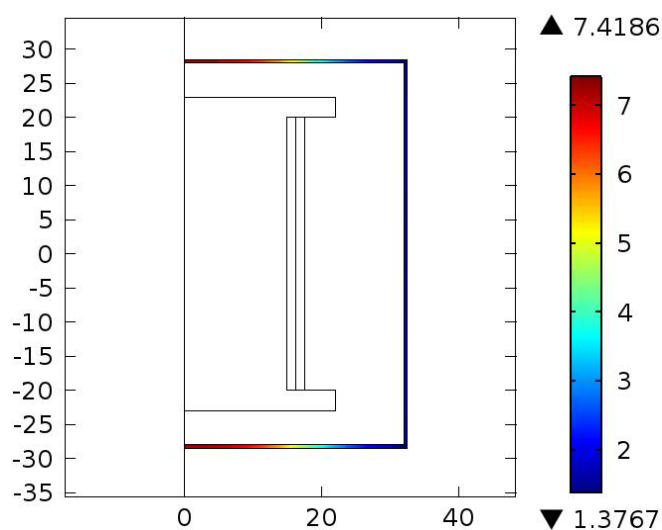
magnetskog polja H , μ_r se smanjuje (slika 4.24). Za razmatrani merni transformator, porastu H doprinose kako jačina struje primara, tako i spoljašnja smetnja.

Pri projektovanju oklopa mora se voditi računa da feromagnetski materijal za čitav merni opseg sonde, kao i očekivane smetnje, ne ulazi u zasićenje.

Jačina magnetskog polja, koju stvara neoklopljen transformator sa prostoperiodičnom strujom primara jačine 1 mA i frekvencije 50 Hz, prikazana je na slici 7.1. Na slici 7.2 prikazan je detalj sa slike 7.1, sa izdvojenim mestom na kojem se postavlja oklop, da bi se uočio opseg promene jačine magnetskog polja u tom prostoru. Maksimalna jačina magnetskog polja u prostoru gde se postavlja oklop iznosi 7,42 A/m.

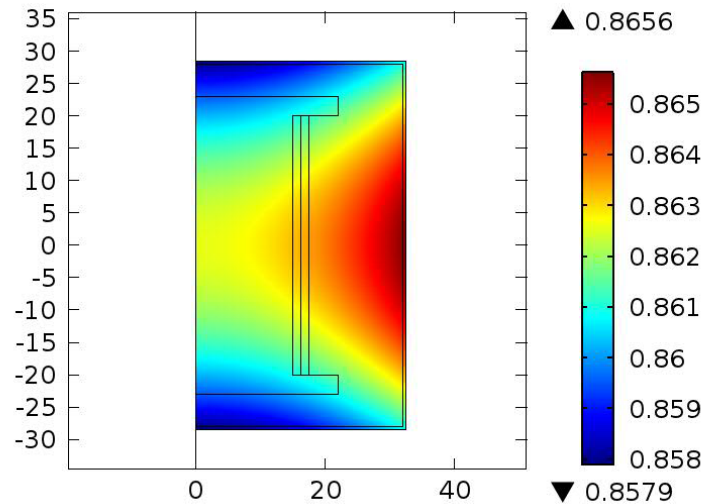


Slika 7.1 Jačina magnetskog polja (A/m) neoklopljenog transformatora pri struji primara jačine $I_p = 1$ mA



Slika 7.2 Za neoklopljni transformator pri $I_p = 1$ mA, jačina magnetskog polja (A/m) u prostoru u kojem će se naći oklop

Jačina magnetskog polja, koju stvara neoklopljen transformator pri prostoperiodičnoj struji smetnje jačine 1 A i frekvencije 50 Hz, prikazana je na slici 7.3. Sa slike se vidi homogenost magnetskog polja i njegova jačina.



Slika 7.3 Jačina magnetskog polja (A/m) neoklopljenog transformatora pri struji smetnje jačine $I_{SM} = 1$ A

U ovom radu su ispitivani oklopi u obliku sfera, elipsoida i cilindara sa ravnim ili konusnim završetkom, oklopi u vidu ovorenog omotača cilindra i ravnih diskova. Od navedenih oblika, najlakši za realizaciju su cilindrični tipovi oklopa, koji mogu relativno lako da se iseku iz feromagnetskih ploča ili folija.

Cilindrični oklopi sa konusnim završetkom se ne čine suviše komplikovanim za izvedbu, u slučaju kada se mogu relativno jednostavno izraditi od feromagnetskih ploča ili folija. Delovi oklopa se zatim mogu preklopiti i spojiti stezanjem, bez bušenja ekrana. Bušenje i drugi mehanički uticaji na materijal mogu dovesti do smanjenja njegove permeabilnosti i degradacije efekta oklapanja.

Od mernog instrumenta do transformatora u unutrašnjosti oklopa je neophodno sprovesti više žičanih provodnika, koji predstavljaju kontakte. U ovom radu je pokazano da mali otvori pri vrhu cilindričnih oklopa sa konusnim i ravnim završetkom praktično nemaju nikakav uticaj na očitavanje sonde, odnosno ems sekundara transformatora. Kroz takve otvore mogu da se izvedu priključci transformatora.

8 Zaključak

U okviru ove disertacije izučavani su merni transformatori bez jezgra sa feromagnetskim oklopom. Ispitivane su karakteristike feromagnetskih materijala koji se koriste za oklapanje, realizovana su merenja na uzorcima i obrađeni su podaci dobijeni merenjem. Zatim je razvijen i primenjen jedan novi metod za modelovanje histerezisa. Dobijene krive su korišćene za određivanje vrednosti permeabilnosti materijala, koje su neophodne pri analizi oklopa.

Kreiran je model neoklopljenog mernog transformatora bez jezgra, izvršene su simulacije i merenja i prikazani su rezultati. Mereni rezultati jasno potvrđuju neophodnost zaštite ovakvih transformatora od uticaja stranih elektromagnetskih polja, odnosno njihovo oklapanje.

Ispitivani su oklopljeni merni transformatori bez jezgra, pri čemu su se oklopi razlikovali po tipu, veličini, vrsti materijala i broju slojeva. Za potrebe ispitivanja realizovani su novi parametarski modeli ovakvih transformatora i izvedene su numeričke simulacije. Napravljeni su prototipovi oklopa i mernog transformatora koji su korišćeni u merenjima.

Postavljeni su numerički kriterijumi koji se mogu upotrebiti za ocenu uticaja oklopa na merenu veličinu i kvalitet oklapanja, odnosno zaštite od stranih nepoznatih magnetskih polja. Dati kriterijumi proističu iz dva suprotstavljena zahteva: oklopom uneti što manje nelinearnosti u postupak merenja i istovremeno što bolje zaštititi transformator od uticaja spoljašnjih magnetskih polja.

Značajan doprinos u određivanju magnetskih karakteristika feromagnetskih materijala, neohodnih za modelovanje oklopa, dat je uvođenjem novog modela histerezisnih petlji [113]. Novi model histerezisa baziran na Padé aproksimacijama Takačevog modela. Formiranjem modela histerezisa, omogućava se da se mereni podaci lakše memorišu u bazi podataka materijala i kasnije koriste u proračunima i analizi problema sa feromagnetskim materijalima.

Doprinos ove disertacije u modelovanju oklopljenog transformatora je u tome što je definisan postupak koji objedinjava teorijske, numeričke i praktične aspekte i jasno definiše sve korake, počev od izbora i ispitivanja feromagnetskih materijala, preko razvoja modela za određivanje magnetskih karakteristika materijala, kreiranja modela mernog transformatora i modela oklopa različitih geometrija i materijala, sve do numeričke obrade dobijenih eksperimentalnih i teorijskih rezultata i analize rezultata. Time je razvijen jasan, nedvosmislen i precizan metod za ocenu kvaliteta oklapanja mernog transformatora bez jezgra.

Literatura

1. V. Bego, *Mjerenja u elektrotehnici*, 5. dopunjeno izdanje, Tehnička knjiga, Zagreb, 1981.
2. SRPS EN 50160-2012, Karakteristike napona isporučene električne energije iz javnih električnih mreža, Službeni glasnik 61/12, 2012.
3. A. Mager, "Magnetic shielding efficiencies of cylindrical shells with axis parallel to the field". *J. Appl. Phys.*, 39, p.1914, 1968.
4. T. J. Sumner, J. M. Pendlebury, K. F. Smith, "Convictional magnetic shielding", *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 20, no. 9, 1987, pp. 1095-1101.
5. C. Greifinger, P.S. Greifinger, L.W. Hart, "Shielding of ELF Magnetic-Dipole Fields by Ferromagnetic Cylindrical Shells", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-23, no. 1, pp. 2-12, 1981.
6. J. F. Hoburg, "Principles of quasistatic magnetic shielding with cylindrical and spherical shields", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 37, no. 4, pp. 574-579, 1995.
7. A. E. Emanuel, J. A. Orr, "Current Harmonics Measurement by Means of Current Transformers", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 22, pp. 1318-1325, July 2007.
8. V. Vujičić, "Generalized Low Frequency Stochastic True RMS Instrument", *IEEE Trans. Instrum. Meas*, Vol. 50, No 5, pp. 1089-1092, 2001.
9. D. Čomić, S. Milovančev, V. Vujičić, "A new approach to voltage measurements in power system", *Electrical Power Quality and Utilisation - 9th International Conference EPQU2007*, pp. 1-4, 2007.
10. V. Pjevalica, V. Vujičić, "Further Generalization of the Low-Frequency True-RMS instrument", *IMTC 2005 – Instrumentation and Measurement Technology Conference Ottawa, Canada*, 2005.
11. B. Vujičić, D. Herceg, I. Župunski, "Merenje zašumljenih signala stohastičkom metodom", *51. Konferencija ETRAN-a*, Herceg Novi – Igalo, 2007.
12. S. Tumanski, *Handbook of Magnetic Measurements*, CRC Press, Boca Raton, 2011.
13. Rücker, A. W., "On the magnetic shielding of concentric spherical shells", *Phil. Mag.*, 37, pp. 95-130, 1894.

14. A. P. Wills, "The magnetic shielding effect of trilamellar spherical and cylindrical shells", *Phys. Rev.*, vol. 9, pp. 193-213, 1899.
15. L.V. King, "Electromagnetic shielding at radio frequencies", *Phil. Mag. J. Sci.*, VII, vol. 15, pp. 201-223, 1933.
16. W. G. Gustafson, "Magnetic shielding of transformers at audio frequencies", *Bell System Tech. J.*, 17, pp. 416-437, 1938.
17. T.E. Sterne, "Multi-Lamellar Cylindrical Magnetic Shields", *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 6, no. 10, 1935.
18. L. R. Walker, "Multi-Lamellar Cylindrical Magnetic Shields Note on the Solution of the Difference Equations Involved", *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 6, no. 12, p. 416, 1935.
19. W. G. Wadey, "Magnetic Shielding with Multiple Cylindrical Shells", *Rev. Sci. Instrum.*, 27, pp. 910-916, 1956.
20. A. M. Cravath, "Magnetic Shielding with Multiple Cylindrical Shells", *Rev. Sci. Instrum.*, 28, p. 659, 1957.
21. F. Schweizer, "Magnetic Shielding Factors of a System of Concentric Spherical Shells", *J. Appl. Phys.*, vol. 33, p. 1001, 1962.
22. D. Dubbers, "Simple formula for multiple mu-metal shields", *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*, vol. 243, no. 2-3, pp. 511-517, 1986.
23. W. Esmarch, "Shielding of galvanometers for magnetic disturbances", *Ann. Phys.*, 39, pp. 1540-1552, 1912.
24. S. A. Schelkunoff, "The Electromagnetic Theory of Coaxial Transmission Lines and Cylindrical Shields", *Bell System Technical Journal*, vol. 13, no. 4, pp. 532-579, 1934.
25. W. Albach, G.A. Voss, "Disclose increasing the magnetic shielding of dynamo sheet metal by pre-excitation with alternating magnetic fields", *Z. Angew. Phys.*, vol. 9, p. 112, 1957.
26. A. Mager, "Magnetic shields", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 6, no. 1, pp. 67-75, 1979.
27. D. U. Gubser, S. A. Wolf, J. E. Cox, "Shielding of longitudinal magnetic fields with thin, closely spaced, concentric cylinders of high permeability material", *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 50, p. 751, 1979.
28. Y. Du, J. Burnett, "Magnetic Shielding Principles of Linear Cylindrical Shield at Power-Frequency", *Symposium Record. IEEE 1996 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 488-493, 1996.
29. F.A.M. Rizk, "Low-Frequency Shielding Effectiveness of a Double Cylinder Enclosure", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-19, no. 1, pp. 14-21, 1977.

30. E. E. Kriezis, C. S. Antonopoulos, "Low-Frequency Electromagnetic Shielding in a System of Two Coaxial Cylindrical Shells", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.: EMC-26, no. 4, pp. 193-201, 1984.
31. J. F. Hoburg, "A computational methodology and results for quasistatic multilayered magnetic shielding", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 38, no. 1, pp. 92-103, 1996.
32. J. F. Hoburg, D.W. Fugate, B.A. Clairmont, R.J. Lordan, "Comparisons of measured and calculated power frequency magnetic shielding by multilayered cylinders", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 4, pp. 1704-1710, 1997.
33. R.W. Pryor, C. Zeller, W. Chen, "An accurate method of calculating multilayer, multimaterial cylindrical magnetic shields", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 17, no. 6, pp. 2586-2588, 1981.
34. O. Losito, V. Dimiccoli, D. Barletta, "Low frequency shielding improvement by multilayer design", EMC Europe 2011 York, UK, pp. 640-643, 2011.
35. R. B. Schulz, V. C. Plantz, D. R. Brush, "Shielding theory and practice", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 30, no. 3, pp. 187-201, 1988.
36. Liu X., Hui S. Y. R., "An Analysis of a Double-layer Electromagnetic Shield for a Universal Contactless Battery Charging Platform", Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2005, pp. 1767-1772, DOI: 10.1109/PESC.2005.1581870
37. A. Massarini, U. Reggiani, L. Sandrolini, "Optimization of magnetic multilayered shields", EMC 2001 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 1, pp. 161-166, 2001.
38. M. H. Oktem, B. Saka, "Design of multilayered cylindrical shields using a genetic algorithm, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, no. 2, pp. 170-176, 2001.
39. B. A. Clairmont, R. J. Lordan, "3-D modeling of thin conductive sheets for magnetic field shielding: calculations and measurements", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 4, pp. 1382-1393, 1999.
40. P. Sergeant, L. Dupre, "Circuit Method for Conductive and Nonlinear Ferromagnetic Materials", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 6, pp. 1326-1329, 2008.
41. T. L. Simpson, "Effect of a conducting shield on the inductance of an air-core solenoid", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, no. 1, pp. 508-515, 1999.
42. L. Hasselgren, J. Luomi, "Geometrical aspects of magnetic shielding at extremely low frequencies", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 37, no. 3, pp. 409-420, 1995.

43. D. Bavastro, A. Canova, L. Giaccone, M. Manca, "Numerical and experimental development of multilayer magnetic shields", *Electric Power Systems Research*, vol. 116, pp. 374–380, 2014.
44. G. Crevecoeur, P. Sergeant, L. Dupre, R. Van de Walle: "Optimization of an Octangular Double-Layered Shield Using Multiple Forward Models", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 3, pp. 1586-1589, 2009.
45. B. Scholwin, Study of Magnetic Field Based Propulsion, https://m.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-083015-225228/unrestricted/Study_of_Magnetic_Field_Based_Propulsion_4.pdf (preuzeto 12.3.2015).
46. P.P. Biringer, P. Burke, R. Segsworth, "Inductance of magnetically shielded air-core coils of circular cross section", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 5, no. 1, pp. 56-60, 1969.
47. C. Fernández, R. Prieto, O. García, J. A. Cobos, "Coreless Magnetic Transformer Design Procedure", *Power Electronics Specialists Conference PESC '05 - IEEE 36th*, pp. 1548-1554, 2005.
48. R. Prieto, R. Asensi, C. Fernández, J. Á. Oliver, J. A. Cobos, "Bridging the Gap between FEA Field Solution and the Magnetic Component Model", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 2, no. 3, pp. 943-950, 2007.
49. P. P. Silvester, A. Konrad, *Analysis of transformer leakage phenomena by high order finite elements*, IEEE PES, 1973.
50. J. F. Charpentier, Y. Lefevre, M. Lajoie-Mazenc, "A 2D Finite Element Formulation for the study of the high frequency behaviour of wound components", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 32, No. 3, pp. 1098-1101, 1996.
51. A. Lindblom, J. Isberg, H. Bernhoff, "Calculating the coupling factor in a multilayer coaxial transformer with air core", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 5, pp. 3244 - 3248, 2004.
52. A. Imielski, S. Wasowicz, "Mutual Inductance Coefficient of Air-Core Transformers", *Archiv fur Elektrotechnik*, 71, pp. 69-75, 1988.
53. M. R. Aghaebrahimi, R. W. Menzies, A classical approach in modelling the air-core transformer, *WESCANEX 97: Communications, Power and Computing. Conference Proceedings*, pp. 344-349, 1997.
54. J. Crangle, *The Magnetic Properties of Solids*, Edward Arnold, 1977.
55. H. Zijlstra, *Experimental Methods in Magnetism*, 2 vols, North-Holland, 1967.
56. T. R. McGuire, P. J. Flanders, *Direct Current Magnetic Measurements*, in: *Magnetism and Metallurgy*, ed. by A. Berkowitz and E. Kneller, Academic Press, New York, pp. 123-188, 1969.
57. IEEE Std 393-1991 Standard for Test Procedures for Magnetic Cores, 1991, Reaffirmed 2007.

58. IEC Standard Publication 60404-2. "Methods of measurement of the magnetic properties of electrical steel sheet and strip by means of an Epstein frame", International Electrotechnical Commission, 2012.
59. A. A. E. Abdallah, "An Inverse Problem Based Methodology with Uncertainty Analysis for the Identification of Magnetic Material Characteristics of Electromagnetic Devices", PhD thesis, Ghent University, 2012.
60. L. Vandebossche, "Magnetic hysteretic characterization of ferromagnetic materials with objectives towards non-destructive evaluation of material degradation", PhD thesis, Ghent University, Belgium, 2009.
61. A. Pulnikov, "Modification of magnetic properties of non oriented electrical steels by the production of electromagnetic devices", PhD thesis, Ghent University, Belgium, 2004.
62. V. Permiakov, "1D and 2D Magnetization in Electrical Steels under Uniaxial Stress", PhD thesis, Ghent University, Belgium, 2005.
63. D. C. Jiles, *Introduction to Magnetism and Magnetic Materials*, Chapman & Hall, New York, 1991.
64. R. M. Bozorth, *Ferromagnetism*, D. Van Nostrand Company, 1951, reissued by IEEE Press, New York, 1993.
65. P. Wilson, J. Ross Wilson, "Definition and Application of Magnetic Material Metrics in Modeling and Optimization", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, no. 5, pp. 3774-3780, 2001.
66. B. D. Cullity, C. D. Graham, *Introduction to Magnetic Materials*, Wiley-IEEE Press, 2008.
67. Electrical steels : Overview of soft ferromagnetic materials, <http://www.dierkraabe.com/electrical-steels-fe-3-si>, (preuzeto 27.6.2015).
68. ThyssenKrupp Electrical Steel, http://www.thyssenkrupp-electrical-steel.com/web2010/tkeswebcms.nsf/www/en_index.html (preuzeto 10.8.2015).
69. P. R. Wilson, "Modeling and simulation of magnetic components in electric circuits", PhD thesis, University of Southampton, England, 2001.
70. Z. Pólik, M. Kuczmann, "Measuring and control the hysteresis loop by using analog and digital integrators", *Journal of optoelectronics and advanced materials*, Vol. 10, No. 7, p. 1861-1865, 2008.
71. G. Korzunin, V. Chistyakov, and F. Rimshev, "Developing techniques for testing magnetic properties of electric steels. I. Epstein's apparatus", *Russian Journal of Nondestructive Testing*, vol. 36, no. 11, pp. 782-799, 2000.
72. J. P. Schlegel, N. J. Batistela, N. Sadowski, P. Kuo-Peng, J. P. A Bastos, M. Rigoni, A. A. de Espíndola, L. V. Dokonal, "Testing strategies to evaluate non-oriented electrical steels losses", *J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol.11, no.2, 2012.

73. M. Fukuhara, T. Yonamine, F.P. Missell, "Reference material for magnetic measurements in Epstein frame", XVIII IMEKO *World Congress Metrology for a Sustainable Development*, Rio de Janeiro, Brazil, 2006.
74. M. Čundevo-Blajer, Lj. Arsov, "FEM-3D for metrologically improved magnetic measurements", *Journal of ELECTRICAL ENGINEERING*, vol. 61, no 7/s, pp. 42-45, 2010.
75. T. L. Mthombeni, P. Pillay, R. M. W. Strnat, "New Epstein Frame for Lamination Core Loss Measurements Under High Frequencies and High Flux Densities", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 614-620, 2007.
76. E. Della Torre, *Magnetic Hysteresis*, IEEE Press, New York, 1999.
77. A. Iványi, *Hysteresis Models in Electromagnetic Computations*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 1997.
78. J. Takács, *Mathematics of hysteretic phenomena*, Wiley-VCH, Weinheim, 2003.
79. J. Takács, "A phenomenological mathematical model of hysteresis", *COMPEL: Int. J. Comp. Math. E. E.*, vol. 20, no. 4, pp. 1002-1014, 2001.
80. Z. Wlodarski, J. Wlodarska, A. Brykalski, "Application of different saturation curves in a mathematical model of hysteresis", *COMPEL 24*, pp. 1367-1380, 2005.
81. K. Chwastek, "A dynamic extension to the Takács model", *Physica B*, vol. 405, pp. 3800-3802, 2010.
82. K. Chwastek, "Modelling hysteresis loops in thick steel sheet with the dynamic Takács model", *Physica B*, vol. 407, pp. 3632-3634, 2012.
83. N. A. Windarko and J. Choi, "SOC Estimation Based on OCV for NiMH Batteries Using an Improved Takács Model", *Journal of Power Electronics*, vol. 10, no. 2, pp. 181-186, 2010.
84. A. Cohen, "A Padé approximant to the inverse Langevin function", *Rheologica Acta*, 30(3): 270-273, 1991.
85. A. N. Nguessong, T. Beda, F. Peyraut, "A new based error approach to approximate the inverse langevin function", *Rheol Acta*, 53, pp. 585-591, 2014.
86. D. C. Jiles, J. B. Thoelke and M. K. Devine, "Numerical determination of hysteresis parameters for the modeling of magnetic properties using the theory of ferromagnetic hysteresis", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, pp.27-35, 1992.
87. A.P.S. Baghel, S.V. Kulkarni, "Parameter identification of the Jiles–Atherton hysteresis model using a hybrid technique", *IET Electr. Power Appl.*, 6(9), pp. 689-695, 2012.
88. K. Chwastek, J. Szczyglowski, "Identification of a hysteresis model parameters with genetic algorithms", *J. Math. Comput. Simul.*, vol. 71, pp. 206-211, 2006.

89. K. Chwastek, J. Szczygłowski, W. Wilczyński, "Mathematical Modelling Of Ferromagnetic Hysteresis In Soft Magnetic Materials", *The Sixth International Conference on Mathematical Modeling and Computer Simulation of Material Technologies MMT-2010*, Israel, 2010.
90. D. Herceg, B. Vujičić, M. Prša, "Determination of EM field and induced EMF of Voltage Measuring Transformer", *8th International Conference on Applied Electromagnetics PES 2007*, Niš, Serbia, pp. 129-130, 2007.
91. D. Herceg, M. Prša, "Linearity of measuring transformer with ferromagnetic shield", *Proceedings of 4th International Conference on Engineering Technologies ICET 2009*, Novi Sad, Serbia, Topic 9, pp. 353-358, 2009.
92. D. Herceg, N. Pekarić-Nadž, A. Juhas, "Shield shape influence on a coreless probe inductance", *Proceedings of International PhD Seminar on Computational electromagnetics and optimization in electrical engineering – CEMOEE 2010*, Sofia, Bulgaria, pp. 18-21, 2010.
93. D. Herceg, "Parametric Model of an Air-core Measuring Transformer", *COMSOL conference 2010*, Versailles, France, 2010.
94. M. Prša, D. Herceg D., B. Vujičić, "Naponski merni transformator sa feromagnetskim oklopom", Tehničko rešenje, 2010.
95. M. Prša, D. Herceg D., B. Vujičić, "Strujni merni transformator sa feromagnetskim oklopom", Tehničko rešenje, 2010.
96. D. Herceg, M. Prša, "Air-core Transformer with Multilayer Cylindrical Shields", *The 5th PSU-UNS International Conference on Engineering and Technology ICET 2011*, Phuket, Thailand, 2011.
97. N. Burány, D. Herceg, N. Pekarić-Nadž, "Influence of a Thin Copper Shield on a BLDC Motor Parameters", *16th International Symposium on Power Electronics – Ee2011*, Novi Sad, Serbia, 2011.
98. D. Herceg, N. Burany, N. Pekarić-Nadž, "External inductors for loss reduction in a BLDC motor", *In Proceedings on CD of 6th International PhD Seminar on Computational Electromagnetics and Bioeffects of Electromagnetic Fields – CEMBEF 2012*, Novi Sad, Serbia, pp. 71-73, 2012.
99. N. Burány, D. Herceg, N. Pekarić-Nadž: "Influence of a Thin Copper Shield on a BLDC Motor Parameters", *ELECTRONICS journal*, Vol. 16, No. 1, pp. 37-41, 2012.
100. D. Herceg, N. Pekarić-Nadž, "Examination of a multilayer magnetic shield for an air cored current probe", *7th International PhD Seminar on Computational electromagnetics and bioeffects of electromagnetic fields – CEMBEF 2013*, Niš, Serbia, pp. 67-70, 2013.
101. D. Herceg, N. Pekarić-Nadž, "Evaluation of a hybrid shielding composed of soft and hard ferromagnetic material", *17th International symposium on power electronics – Ee 2013*, Novi Sad, Serbia, Paper No. T.4.12, pp. 1-3, 2013.

102. S. Milovančev, D. Čomić, D. Pejić, D. Herceg, "Transformator bez jezgra za merenje kvaliteta električne energije na srednjem naponu", *Kongres metrologa 2013*, Bor, Srbija, 2013.
103. D. Herceg, K. Kasaš-Lažetić, N. Đurić, D. Kljajić, M. Prša, "Linearity of Shielded Measuring Transformer", *49th International Universities' Engineering Conference*, Cluj-Napoca, Paper No 335. pp. 1-4, 2014.
104. D. Herceg, K. Kasaš-Lažetić, M. Prša, N. Mučalica, "Određivanje magnetskih karakteristika nekih feromagnetskih struktura", *XI međunarodni naučno-stručni Simpozijum Infoteh-Jahorina 2012*, Jahorina, Republika Srpska BiH, 2012.
105. D. Herceg, M. Prša, K. Kasaš-Lažetić, R.T. Oglejan, "Magnetic characteristics of ferromagnetic shielding material", *XVII-th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA 2012*, Bourgas, Bulgaria, Proceedings Vol. 1, pp.139-146, 2012.
106. K. Kasaš-Lažetić, M. Prša, D. Herceg, N. Đurić, "Determination of magnetic parameters of ACSR steel core", *XVII-th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA 2012*, Bourgas, Bulgaria, Proceedings Vol. 1, pp. 171-178, 2012.
107. K. Kasaš-Lažetić, M. Prša, D. Herceg, N. Đurić, "Određivanje električnih i magnetskih karakteristika Alučel užadi", *Osmo savetovanje o elektrodistributivnim mrežama Srbije sa regionalnim učešćem CIRED*, Vrnjačka Banja, Stručna komisija 1, R-1.03, 2012.
108. D. Herceg, K. Kasaš-Lažetić, V. Bajović, M. Prša, "Epstein frame for magnetic characteristics determination", *11th International Conference on Applied Electromagnetics - IIEC 2013*, Niš, Serbia, Session P1-7, pp. 1-4, 2011.
109. K. Kasaš-Lažetić, D. Herceg, N. Đurić, M. Prša, "Measuring frequency dependent magnetic anisotropy of ferromagnetic material", *17th International symposium on power electronics – Ee 2013*, Novi Sad, Srbija, Paper, No. T.4.4, pp. 1-4, 2013.
110. D. Herceg, K. Kasaš-Lažetić, D. Kljajić, N. Mučalica, M. Prša, "Frekvencijski zavisne permeabilnosti pocinkovanog gvođenog lima", *XIV međunarodni naučno-stručni Simpozijum Infoteh-Jahorina 2014*, Jahorina, Republika Srpska BiH, Jahorina, 2014.
111. K. Kasaš-Lažetić, D. Herceg, N. Đurić, N. Mučalica, M. Prša, "Frekvencijski zavisne radne karakteristike Al-Če i Al-AIO provodnika", *XIV međunarodni naučno-stručni Simpozijum Infoteh-Jahorina 2014*, Jahorina, Republika Srpska BiH, Jahorina, 2014.
112. K. Kasaš-Lažetić, D. Herceg, N. Đurić, D. Antić, M. Prša, "Determination of Frequency Dependant Permeability of Nonlinear ACSR Core", *49th International Universities' Engineering Conference*, Cluj-Napoca, Paper No 329. pp.1-5, 2014.

113. D. Herceg, Đ. Herceg, M. Prša, "Using Padé Approximation in Takács Hysteresis Model", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 7, 2015.
114. B. D. Popović, *Osnovi elektrotehnike 2*, drugo izdanje, Beograd: Građevinska knjiga, 1981.
115. Michael E. Brumbach, *Industrial Electricity*, 8th Edition, Cengage Learning, 2011.
116. B. D. Popović, *Elektromagnetika*, drugo izdanje, Beograd: Građevinska knjiga, 1986.
117. T. Fawzi, H. Tharwat, P. E. Burke, "The Accurate Computation of Self and Mutual Inductances of Circular Coils", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-97, no. 2, pp. 464-468, 1978.
118. J. K. Maxwell, "A Treatise on Electricity and Magnetism", Dover Publications Inc., New York, (reprint from 1873), 1954.
119. E. Rosa, L. Cohen, *Formulae and tables for the calculation of mutual and self-inductance*, Government Printing Office, Washington, 1908.
120. COMSOL MULTIPHYSICS Documentation, <http://www.comsol.com> (preuzeto 27.6.2015).
121. R. E. Maeder, "The Mathematica Programmer: Abstract Data Types", *The Mathematica Journal*, vol. 2, no. 3, 1992.
122. SRPS EN 61000-4-8, Elektromagnetska kompatibilnost (EMC) — Deo 4-8: Tehnike ispitivanja i merenja — Ispitivanje imunosti na magnetsko polje mrežne frekvencije, Službeni glasnik 106/12, 2012.
123. Physics demonstrations: Faraday disk, <http://skullsinthestars.com/2014/08/27/physics-demonstrations-faraday-disk> (preuzeto 27.6.2015).
124. R. W. Clough, "Early history of the finite element method from the view point of a pioneer", *Int. J. Numer. Meth. Engng*, vol. 60, pp. 283-287, 2004.
125. A. Winslow, "Numerical solution of the quasilinear poisson equation in a nonuniform triangle mesh", *J. Comput. Phys. 1*, vol. 1, no. 2, pp. 149-172, 1966.
126. P. P. Silvester, R. L. Ferrari, *Finite Elements for Electrical Engineers*, Cambridge University Press, 1983.
127. P. P. Silvester, D. A. Lowther, *Computer-Aided Design in Magnetics*, Springer-Verlag, Berlin, 1986.
128. S. R. H. Hoole, P. R. P Hoole, "Finite Element Programs for Teaching Electromagnetics", *IEEE Transactions on Education*, vol. E-29, no. 1, pp. 21-26, 1986.
129. K. J. Binns, P. J. Lawrenson and C. W. Trowbridge, *The analytical and numerical solution of electric and magnetic fields*, Wiley, New York, 1992.

130. M. Křížek, P. Neittaanmäki, "Mathematical and Numerical Modelling in Electrical Engineering Theory and Applications", Kluwer Academic Publishers, 1996.
131. Peter Monk, *Finite Element Methods for Maxwell's Equations*, A Clarendon Press Publication, Oxford, 2003.
132. D. Herceg, A. Juhas, M. Milutinov, "A Design of a Four Square Coil System for a Biomagnetic Experiment", *FACTA UNIVERSITATIS NIŠ Series: Electronics and Energetics*, p. 22, 2009.
133. A. Juhas, M. Milutinov, D. Herceg, M. Prša, N. Pekarić-Nadž, "Uređaj za generisanje homogenog magnetskog polja kontrolisanog intenziteta za potrebe biomagnetskih eksperimenata", Tehničko rešenje, 2010.
134. D. Herceg, A. Juhas, M. Milutinov, "A design of a four square coil system for a biomagnetic experiment", *9th International Conference on Applied Electromagnetics PES*, Niš, 2009.
135. S. Celozzi, R. Araneo, G. Lovat, *Electromagnetic Shielding*, Wiley-IEEE Press, 2008.
136. H. Kaden, *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*, Springer, Berlin, pp. 78-91, 1959.
137. M. J. Carr, R.B. Gavert, R.L. Moore, "Critical surveys of data sources: electrical and magnetic properties of metals", U.S. Dept. of Commerce, *National Bureau of Standards A340*, pp. 83, 1976.
138. F. Fiorillo, *Characterization and Measurement of Magnetic Materials*, 1st Edition, Academic Press, Amsterdam, 2004.
139. L. Petrescu, E. Cazacu, C. Petrescu, "Sigmoid Functions Used in Hysteresis Phenomenon Modeling", *The 9th International Symposium On Advanced Topics In Electrical Engineering*, Bucharest, Romania, 2015.
140. J. Anderson, R. Blotzer, *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*, CRC Press, Florida, pp. 49-57, 1999.
141. A. A. Adedoyin, "Analysis of aftereffect phenomena and noise spectral properties of magnetic hysteretic systems using phenomenological models of hysteresis", PhD thesis, Florida State University, 2009.
142. V. V. Yashchuk, S.-K. Lee, E. Paperno, "Magnetic shielding", a chapter in a book: D. Budker, D. F. Jackson Kimball, *Optical magnetometry*, Cambridge University Press, 2013.

Prilozi

Prilog 1. Obrada merenih histerezisnih petlji

Za obradu merenih eksperimentalnih podataka razvijen je softver u programskom paketu *Mathematica*, koji obezbeđuje sve faze određivanja parametara krive modela histerezisa:

- Učitavanje i smeštanje eksperimentalnih i obrađenih podataka
- Korekcija i detektovanje periode u eksperimentalnim podacima
- Numeričko određivanje parametara histerezisa
- Ocena kvaliteta numeričkih rezultata
- Prikaz dobijenih rezultata

Stuktura podataka

Eksperimentalni podaci dobijeni merenjem se čuvaju u tekstualnim fajlovima u CSV formatu. Na primer, fajl "5_25mACH1000.csv" sadrži eksperimentalne podatke za peti eksperiment sa strujom intenziteta 25mA, sa prvog kanala mernog uređaja.

Tekstualni fajl je formatiran kao tabela sa pet kolona. U prve tri kolone se nalaze parametri merenja. Prva kolona sadrži nazive parametara, njihove vrednosti su u drugoj, a jedinice u trećoj koloni. Četvrta kolona sadrži vreme, a peta merene vrednosti.

```
"Record Length",25000,"Points", -0.115992, 0.012
"Sample Interval",7.99999998e-006,s, -0.115984, 0.016
"Trigger Point",14499,"Samples", -0.115976, 0.008000001
"Trigger Time",7.00484951e-006,s, -0.115968, 0.02
",,, -0.11596, 0.012
"Horizontal Offset", -0.116,s, -0.115952, 0.012
,,, -0.115944, 0.016
,,, -0.115936, 0.012
,,, -0.115928, 0.008001
,,, -0.11592, 0.016
,,, -0.115912, 0.012
,,, -0.115904, 0.012
,,, -0.115896, 0.02
,,, -0.115888, 0.012
,,, -0.11588, 0.012
,,, -0.115872, 0.016
,,, -0.115864, 0.012
. . .
```

Listing P1.1 Primer CSV fajla sa eksperimentalnim podacima

Za smeštanje podataka je razvijena struktura podataka **Merenje**, koja je funkcionalno ekvivalentna apstraktnom tipu podataka Dictionary [121], jer omogućava smeštanje podataka pod imenovanim obeležjima (atributima). Ova struktura sadrži polazne

podatke, dobijene iz merenja, a u toku postupka određivanja parametara modela histerezisne krive, ona se ažurira dobijenim rezultatima.

Tabela P1.1. Spisak obeležja strukture Merenje

Slučaj	redni broj eksperimenta	HC, HCExp	vrednosti H_C^* i H_c
Frequency	frekvencija ulaznog signala	BR, BRExp	vrednosti M_r^* i M_r
Current	intenzitet struje ulaznog signala	B2, B2Exp	vrednosti $M_{1/2}^*$ i $M_{1/2}$
FileDate	datum učitavanja i obrade podataka iz CSV fajla	M2Minus B2MinusExp	vrednosti $M_{-1/2}^*$ i $M_{-1/2}$
Data	niz merenih vrednosti kao lista parova (H, B) ili (H, M)	BM, BMExp	vrednosti M_m^* i M_m
FData	filtrirani podaci iz Data	HCErr	procentualna greška za H_C
DeltaH, DeltaB	korekcije po H-osi i B-osi za funkciju PomeriFiltriraj	BRErr	procentualna greška za M_R
Gore, Dole	izdvojene vrednosti iz Data sa gornje i donje krivu	B2Err	procentualna greška za $M_{1/2}$
Filter	jačina Gausovog filtera iz opsega [0,100]	B2MinusErr	procentualna greška za $M_{-1/2}$
FGore, FDole	filtrirani podaci iz Gore i Dole	BMErr	procentualna greška za M_m
Window	veličina prozora koji se koristi za detekciju periode	X0	početni vektor za iterativni postupak
SamplingFrequency	čita se iz CSV fajla	IterNiz	niz aproksimacija generisan u iterativnom postupku
Period	dužina periode u Data	XN	vektor rešenja dobijen iterativnim postupkom
HMin, HMax	najmanja i najveća vrednost H	Vrhovi	par tačaka (vrhd, vrhg) koje predstavljaju vrhove modelirane krive
Func	naziv funkcije modela histerezisa	FitFn	fitovana funkcija modela

Vrednosti obeležja se čitaju i upisuju operacijama **GetVal** i **SetVal**. Na primer, naredbom

$$m1 = \text{SetVal}[m1, \text{Window}, 30]$$

se objektu Merenje, smeštenom u promenljivu **m1**, dodeljuje vrednost 30 za obeležje **Window**, dok se naredbom

$$w = \text{GetVal}[m1, \text{Window}]$$

čita vrednost obeležja **Window** i smešta se u promenljivu **w**.

Učitavanje eksperimentalnih podataka

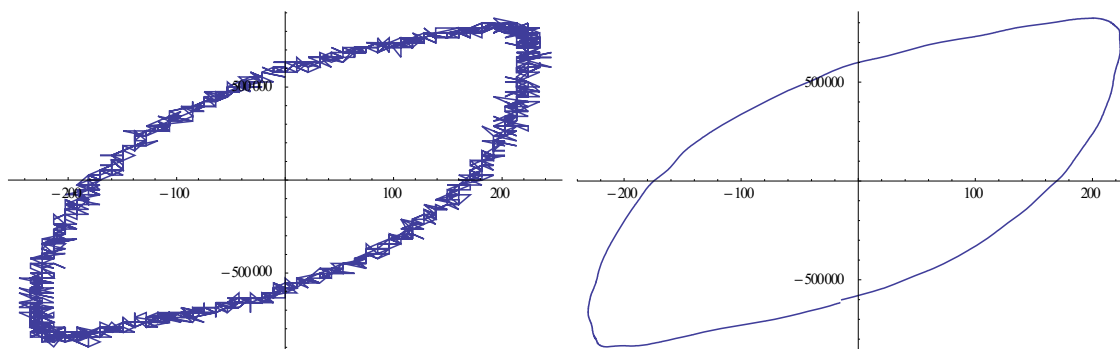
Podaci za jedno merenje se učitavaju funkcijom **Učitaj[slučaj, freqHz, struja]**. Ta funkcija kreira i vraća kao rezulta strukturu **Merenje**, u kojoj su inicijalizovana obeležja `FileDate`, `Slučaj`, `Frequency`, `Current`, `SamplingFrequency`, `Period`, `Data`, `Window`, `Filter`, `DeltaH` i `DeltaB`.

Konverzija domena

Eksperimentalni podaci mogu da se konvertuju iz domena (H, B) u (H, M) koristeći relaciju $\mu_0 M = B - \mu_0 H$, gde je $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ F/m [66]. Odgovarajuća obeležja u strukturi **Merenje**, poput `BR`, `B2`, `BM`, dakle, mogu da sadrže vrednosti za `B` ili vrednosti za `M`.

Filtriranje

U slučajevima kada postoji uticaj visokofrekvencijskih smetnji u procesu merenja, eksperimentalni podaci sadrže neželjeni šum, kao i artefakte nastale usled kvantizacije na samom mernom instrumentu. Šum se otklanja Gausovim filterom, koji deluje kao niskopropusni filter (slika P1.1), a implementiran je funkcijom **GaussianFilter**. Jačina filtera se podešava parametrima koji utiču na jezgro konvolucije.



Slika P1.1 Snimljena histerezisna petlja pre i nakon filtriranja

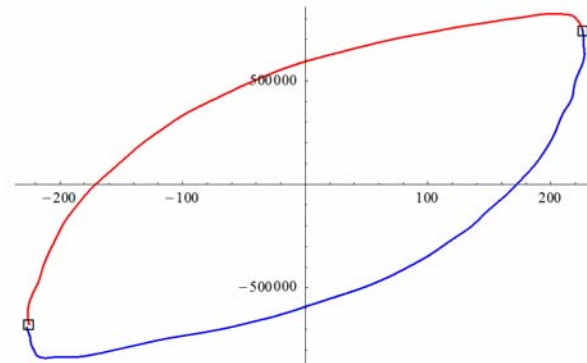
Podaci dobijeni filtriranjem smeštaju se u strukturu **Merenje** pod obeležjem `FDData`.

Detekcija gornje i donje krive

Podaci dobijeni merenjem obično sadrže više od jedne periode, što zavisi od intervala snimanja. Iz podataka o merenju može se izdvojiti podatak o dužini jedne periode, koristeći relaciju $N_s = \lfloor f_s / f \rfloor$ gde je N_s broj uzoraka u jednoj periodi, f_s frekvencija uzorkovanja i f frekvencija ulaznog signala.

Algoritmom za pretragu, zasnovanom na metodu klizećeg prozora, identifikuju se podskupovi tačaka koje pripadaju gornjoj, odnosno donjoj polovini histerezisne krive (slika P1.2). Oni se dodeljuju obeležjima **FGore** i **FDole**.

Ukoliko postoji potreba, histerezisna kriva se centrira u odnosu na koordinatni početak podešavanjem parametara **DeltaH** i **DeltaB** i funkcijom **Pomeri**.

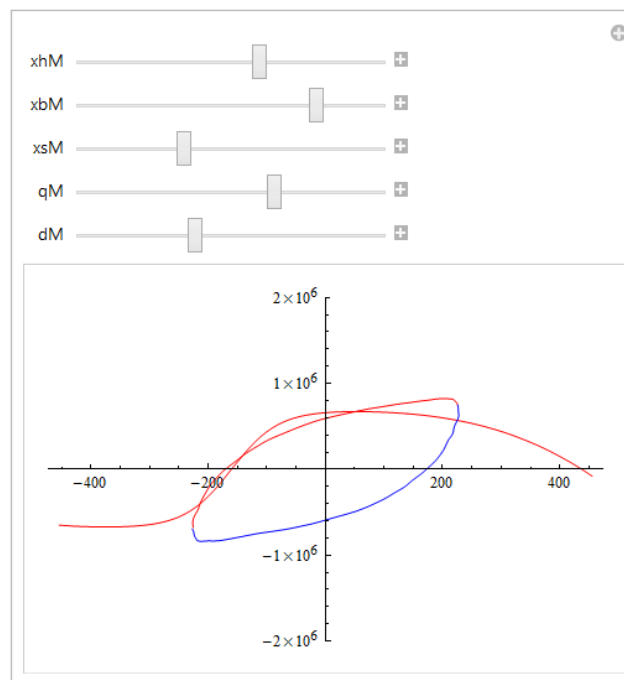


Slika P1.2 Izdvojena gornja i donja polovina histerezisne petlje

Izbor funkcije modela i određivanje početnog vektora

Funkcija modela se bira atributom **Func** u strukturi **Merenje**. Moguće vrednosti su: **F22** – Takačev model, **P53** – modifikovani model $f_{5,3}$, **P53p** – modifikovani model $f_{5,p}$, **P75** – modifikovani model $f_{7,5}$ i **P75p** – modifikovani model $f_{7,p}$.

Određivanje parametara Takačevog modela nije trivijalan zadatak, a isto važi i za određivanje početnog vektora za optimizacioni postupak. Približne vrednosti nekih parametara se mogu odrediti na osnovu grafika histerezisne petlje. Na primer, parametar H odgovara tački preseka krive sa H -osom, dok M_s odgovara tački preseka krive sa M -osom.



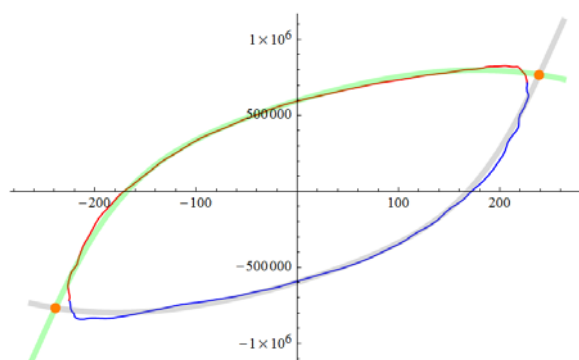
Slika P1.3 Određivanje početnih parametara grafičkim putem

Za fino podešavanje početnog vektora se koristi interaktivni grafik (slika P1.3) generisan funkcijom **Manipulate**, koji prikazuje krivu modela zajedno sa merenom krivom. Cilj je da se ručnim podešavanjem vrednosti parametara oblik krive modela prilagodi obliku merene krive. Kada se postigne zadovoljavajuće poklapanje, dobijene

vrednosti parametara se uzimaju za početni vektor optimizacionog postupka, koji se dodeljuje obeležju **X0**.

Optimizacija

Optimizacija parametara se izvodi funkcijom **NonlinearModelFit**, sa odabranom funkcijom modela i početnim vektorom određenim u prethodnom koraku. Ukoliko se postigne konvergencija, kao rezultat se dobija fitovani model, predstavljen strukturom **FittedModel**. Vektor rešenja se čuva u obeležju **XN** strukture **Merenje**.



Slika P1.4 Kriva modela nakon optimizacije parametara

Uz vektor rešenja, kao rezultat optimizacije dobija se i tabela parametara, na osnovu kojih se može proceniti uspešnost postupka.

`FitM["ParameterTable"]`

	Estimate	Standard Error	t-Statistic	P-Value
c	259.287	7.82403	33.1398	8.15936×10^{-171}
a	87.0256	4.06318	21.4181	3.02871×10^{-86}
ms	1.0712×10^6	120363.	8.89973	2.06184×10^{-18}
q	2235.02	46.3573	48.213	2.7796×10^{-281}
d	-456143.	117702.	-3.87542	0.000112295

Slika P1.5 Informacije o parametrima fitovanog modela

Jedan od parametara za procenu uspešnosti postupka je koeficijent determinacije.

`fitM["RSquared"]`

0.998262

Slika P1.6 Prikaz koeficijenta determinacije R^2 iz fitovanog modela

Obrada i čuvanje rešenja

Kada se rezultujući vektor iz optimizacionog postupka uvrsti u krivu modela, dobija se aproksimacija merene histerezisne krive. Vrhovi krive se dobijaju u tačkama preseka gornje i donje krive (slika P1.4) i čuvaju se pod obeležjem **Vrhovi**.

Funkcijom **TabelaParametara** računaju se parametri H_c , B_r , B_m , $B_{1/2}$ i $B_{-1/2}$, odnosno H_c , M_r , M_m , $M_{1/2}$ i $M_{-1/2}$, koji predstavljaju značajne tačke na krivoj i čije

vrednosti se mogu upotrebiti za poređenje sa teorijskim parametrima, radi verifikacije modela krive. Dobijeni rezultati snimaju se funkcijom **SnimiResenje**.

```

m1 = NadiExpParametre[m1];
m1 = NadiFParametre[m1];
TabelaParametara[m1]

```

	exp	fn	err
H_C	172.247	168.568	2.13553
B_r	593 360.	596 825.	0.583962
B_M	713 237.	778 452.	9.14351
$B_{1/2}$	748 422.	767 878.	2.59966
$-B_{1/2}$	275 866.	286 501.	3.85502

```

SnimiResenje[m1];

```

Slika P1.7 Prikaz parametara H_c , M_r , M_m , $M_{1/2}$ i $M_{-1/2}$ i snimanje rešenja

Prilog 2. Formiranje modela u COMSOL-u

Postupak formiranja modela oklopljenog transformatora obuhvata sledeće faze:

- definisanje konstanti i parametara modela,
- crtanje geometrije oklopa, transformatora i prstena za generisanje smetnje,
- izbor materijala iz biblioteke materijala ili definisanje sopstvenih materijala,
- formiranje domena na osnovu geometrije modela,
- izbor jednačina i uslova koji definišu problem koji se rešava.

Nakon što je model kreiran, formira se mreža konačnih elemenata i zadate jednačine se rešavaju primenom MKE. Dobijeni rezultati se obrađuju i prikazuju grafički ili tabelarno.

U ovom prilogu prikazano je definisanje nelinearnih magnetskih materijala, formiranje parametrizovane geometrije oklopa, zadavanje jednačina i definisanje nekih graničnih uslova za probleme koji su razmatrani u ovom radu.

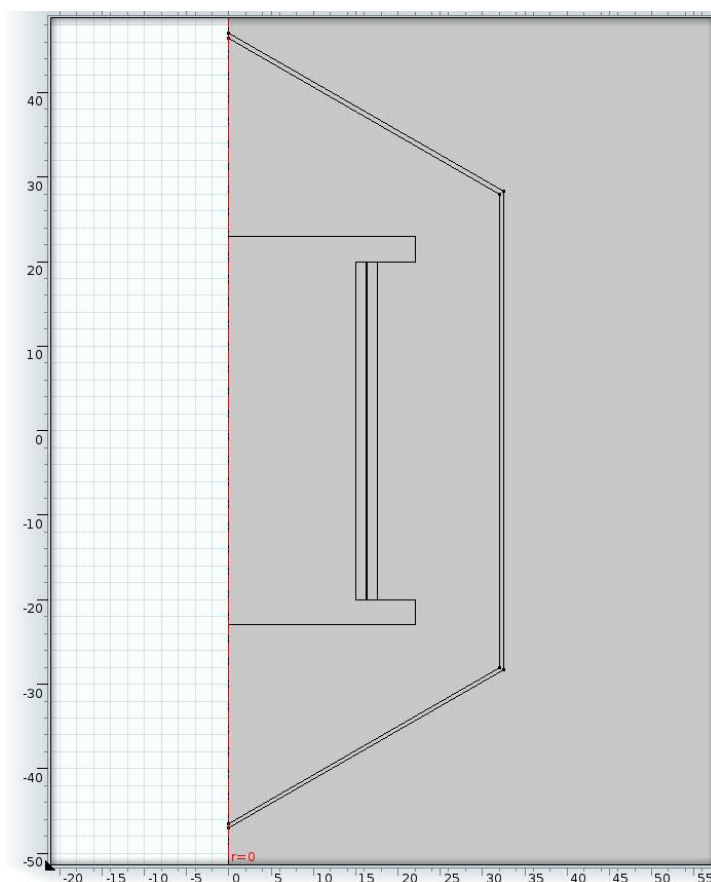
Formiranje geometrije oklopa

Geometrija oklopa zadata je pomoću poligonalne linije sa tačkama čije su koordinate navedene u tabeli P2.1. Koriste se sledeći parametri: r_{sh} – unutrašnji poluprečnik oklopa, h_{sh} – unutrašnja visina oklopa, d_{sh} – debljina oklopa, r_{otvora} – poluprečnik otvora na gornjoj površi oklopa (ako ne postoji otvor, onda je r_{otvora} jednako nuli) i α – ugao pri vrhu konusa. Promenom vrednosti parametara mogu se menjati veličina i oblik geometrije oklopa.

Tabela P2.1. Koordinate tačaka koje formiraju krivu poligonalnu liniju

Tačka	r	z
1	r_{sh}	$h_{sh}/2$
2	r_{sh}	$-h_{sh}/2$
3	0	$-h_{sh}/2 - r_{sh} \cdot \cot(\alpha)$
4	0	$-h_{sh}/2 - r_{sh} \cdot \cot(\alpha) - d_{sh} / \sin(\alpha)$
5	$r_{sh} + d_{sh}$	$-h_{sh}/2 - d_{sh} \cdot \tan(\alpha/2)$
6	$r_{sh} + d_{sh}$	$h_{sh}/2 + d_{sh} \cdot \tan(\alpha/2)$
7	r_{otvora}	$h_{sh}/2 + r_{sh} \cdot \cot(\alpha) - r_{otvora} \cdot \cot(\alpha) + d_{sh} / \sin(\alpha)$
8	r_{otvora}	$h_{sh}/2 + r_{sh} \cdot \cot(\alpha) - r_{otvora} \cdot \cot(\alpha)$

Geometrija oklopa prikazana je na slici P2.1. Parametrizacijom geometrije oklopa i korišćenjem opcije *Parametric Sweep Study*, omogućeno je izvođenje numeričkih simulacija za čitav niz vrednosti parametara.

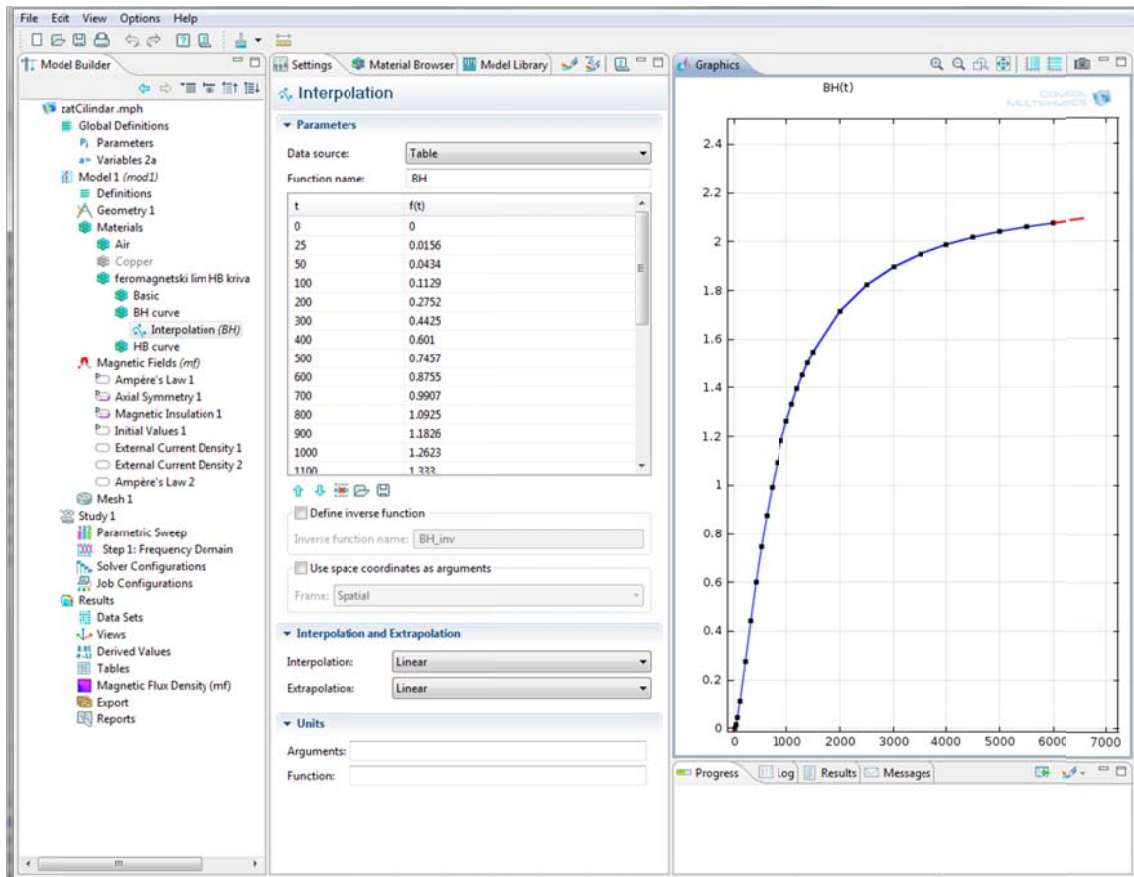


Slika P2.1 Geometrija konusno cilindričnog oklopa i transformatora u COMSOL-u

Definisanje nelinearnih magnetskih materijala

Biblioteka magnetskih materijala u programskom paketu COMSOL Multiphysics sadrži definicije više od 160 materijala raznih vrsta. Pored toga, moguće je i definisanje sopstvenih magnetskih materijala, koji se mogu ravnopravno koristiti u modelima.

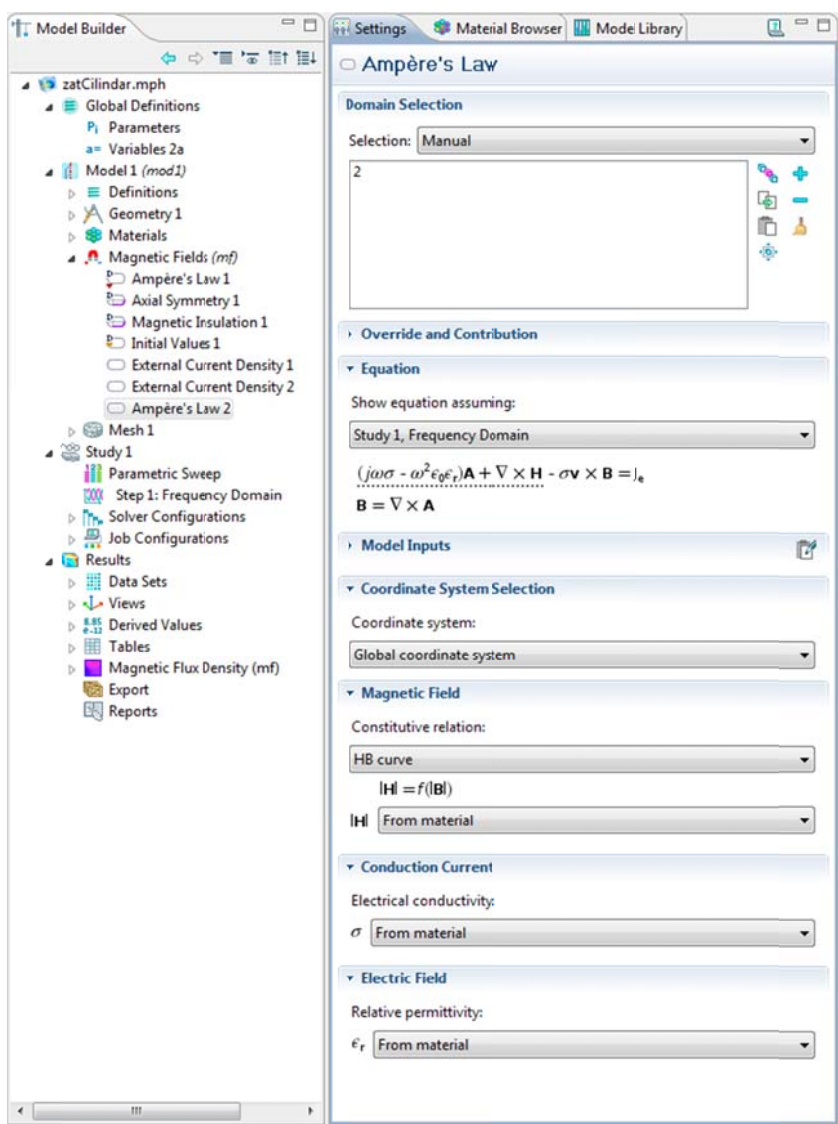
Novi feromagnetski materijal se može definisati učitavanjem podataka $B-H$ krive i zadavanjem nekih dodatnih karakteristika [120] (slika P2.2).

Slika P2.2 Tabela i grafički prikaz $B-H$ krive novog materijala

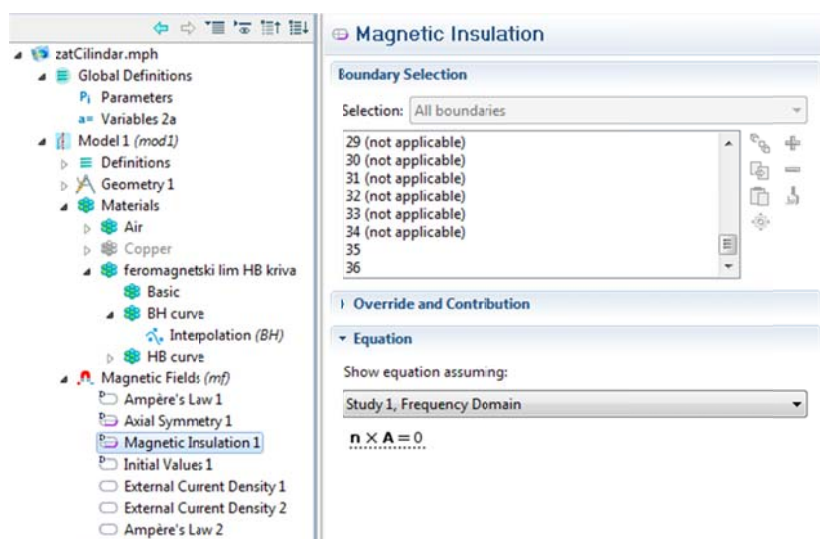
Definisanje jednačina i graničnih uslova

U modelu je za svaki domen potrebno odabrati odgovarajuću jednačinu iz skupa koji sadrži COMSOL Multiphysics, ili definisati sopstvenu, a zatim definisati parametre koji figurišu u njoj. U posmatranom problemu korišćena je jednačina *Ampere's Law* (slika 2.3). Za domene kojima je pridružen nelinearni feromagnetski materijal, potrebno je iskazati stavku *Magnetic field* koristeći konstitutivnu relaciju $B = f(H)$.

Kao deo definicije problema javljaju se granični uslovi. COMSOL Multiphysics automatski postavlja potrebne uslove na granicama između domena, kao i na rubu celokupne posmatrane oblasti. Jedan granični uslov, zadat na rubu posmatrane oblasti koji nije osa simetrije, prikazan je pod stavkom *Magnetic Insulation* na slici P2.4.



Slika P2.3 Izbor jednačine i konstitutivne relacije



Slika P2.4 Izbor graničnog uslova

Prilog 3. Međusobna induktivnost namotaja

Međusobna induktivnost namotaja primara i sekundara neoklopljenog transformatora računa se na osnovu (2.9) i (2.10), pomoću programa realizovanog u programskom paketu *Mathematica*.

```
m[a_, c_, r_, d_] :=  
4. π a (Log[ $\frac{8 a}{r}$ ] (1 +  $\frac{c}{2 a} + \frac{c^2 + 3 d^2}{16 a^2} - \frac{c^3 + 3 c d^2}{32 a^3}$ ) - (2 +  $\frac{c}{2 a} - \frac{3 c^2 - d^2}{16 a^2} + \frac{c^3 - 6 c d^2}{48 a^3}$ ))  
  
m2[a_, c_, r_, d_] :=  
4. π a (Log[ $\frac{8 a}{r}$ ] (1 +  $\frac{c}{2 a} + \frac{c^2 + 3 d^2}{16 a^2} - \frac{c^3 + 3 c d^2}{32 a^3}$ )] - (2 +  $\frac{c}{2 a} - \frac{3 c^2 - d^2}{16 a^2} + \frac{c^3 - 6 c d^2}{48 a^3}$ ))  
  
a[kh1_, kv1_] := 15 + 0.2 kh1  
aa[kh2_, kv2_] := 16.3 + 0.2 kh2  
d[kv1_, kv2_] := 0.2 Abs[kv1 - kv2]  
c[kv1_, kh1_, kv2_, kh2_] := aa[kh2, kv2] - a[kh1, kv1]  
  
r[kv1_, kh1_, kv2_, kh2_] :=  $\sqrt{c[kv1, kh1, kv2, kh2]^2 + d[kv1, kv2]^2}$   
  
Sum[m[a[kh1, kv1], c[kv1, kh1, kv2, kh2], r[kv1, kh1, kv2, kh2],  
d[kv1, kv2]],  
{kv1, 1, 200}, {kv2, 1, 200}, {kh1, 1, 6}, {kh2, 1, 6}] // Timing
```

Listing P3.1 Program za računanje međusobne induktivnosti kalemova