



UNIVERZITET U NOVOM SADU  
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA  
U NOVOM SADU



---

mr Miodrag Milutinov

Modelovanje, simulacija i merenje snage  
gubitaka u feritnim jezgrima u  
frekvencijskom opsegu  
do 1 GHz

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor: dr Ljiljana Živanov

Novi Sad, 2016.



Редни број, <b>РБР:</b>	
Идентификациони број, <b>ИБР:</b>	
Тип документације, <b>ТД:</b>	Монографска публикација
Тип записа, <b>ТЗ:</b>	Текстуални штампани материјал
Врста рада, <b>ВР:</b>	Докторска дисертација
Аутор, <b>АУ:</b>	мр Миодраг Милутинов
Ментор, <b>МН:</b>	проф. др Љиљана Живанов
Наслов рада, <b>НР:</b>	Моделовање, симулација и мерење снаге губитака у феритним језгрима у фреквенцијском опсегу до 1 GHz
Језик публикације, <b>ЈП:</b>	Српски (Латиница)
Језик извода, <b>ЈИ:</b>	Српски (Латиница)
Земља публиковања, <b>ЗП:</b>	Република Србија
Уже географско подручје, <b>УГП:</b>	Аутономна Покрајина Војводина
Година, <b>ГО:</b>	2016
Издавач, <b>ИЗ:</b>	Ауторски репринт
Место и адреса, <b>МА:</b>	ФТН, Трг Доситеја Обрадовића 6, 21000 Нови Сад
Физички опис рада, <b>ФО:</b> (поглавља/страна/)	7 глава, 148 страна, 117 цитата, 21 табела, 103 слике, 3 прилога
Научна област, <b>НО:</b>	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, <b>НД:</b>	Теоријска електротехника
Предметна одредница/Кључне речи, <b>ПО:</b>	Снага губитака у језгру, Феритна Mn-Zn језгра, млевење, просејавање
<b>УДК</b>	
Чува се, <b>ЧУ:</b>	У библиотеци Факултета техничких наука
Важна напомена, <b>ВН:</b>	
Извод, <b>ИЗ:</b>	У раду је предложена модификована ватметарска метода за мерење снаге губитака у тороидним феритним језгрима која је прилагођена осцилоскопима мале улазне импедансе. Метода је верификована на комерцијалним узорцима од Mn-Zn и Ni-Zn феритних материјала. Метода је употребљена за мерење комплексне пермеабилности и густине снаге губитака додатно обрађених комерцијалних Mn-Zn феритних прахова. Утврђено је да се додатним технолошким процесима (млевењем и просејавањем) почетног комерцијалног праха могу направити феритна језгра мање густине снаге губитака и веће пермеабилности.
Датум прихватања теме, <b>ДП:</b>	21.01.2013. године
Датум одбране, <b>ДО:</b>	
Чланови комисије, <b>КО:</b>	Председник: Др Неда Пекарић-Нађ, ФТН, Нови Сад
	Члан: Др Марија Весна Николић, IMSI, Beograd
	Члан: Др Обрад Алексић, IMSI, Beograd
	Члан: Др Анамарија Јухас, ФТН, Нови Сад
	Члан, Др Љиљана Живанов, ФТН, Нови Сад
	Потпис ментора



Accession number, <b>ANO</b> :												
Identification number, <b>INO</b> :												
Document type, <b>DT</b> :	Monographic publication											
Type of record, <b>TR</b> :	Textual printed material											
Contents code, <b>CC</b> :	Ph.D. thesis											
Author, <b>AU</b> :	Miodrag Milutinov, M.Sc.											
Mentor, <b>MN</b> :	prof. Ljiljana Živanov, Ph.D.											
Title, <b>TI</b> :	Modeling, simulation and measurement of ferrite core loss in frequency range up to 1GHz											
Language of text, <b>LT</b> :	Serbian (Latin)											
Language of abstract, <b>LA</b> :	Serbian (Latin)											
Country of publication, <b>CP</b> :	Republic of Serbia											
Locality of publication, <b>LP</b> :	Autonomous Province of Vojvodina											
Publication year, <b>PY</b> :	2016											
Publisher, <b>PB</b> :	Author's reprint											
Publication place, <b>PP</b> :	Trg Dositeja Obradovića 6, 21000 Novi Sad											
Physical description, <b>PD</b> : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendix	7 chapters, 148 pages, 177 references, 21 tables, 103 figures, 3 appendixes											
Scientific field, <b>SF</b> :	Electrical and computer engineering											
Scientific discipline, <b>SD</b> :	Theoretical electromagnetics											
Subject/Key words, <b>S/KW</b> :	Core loss measurement, Ferrite Mn-Zn cores, milling and sieving.											
<b>UC</b>												
Holding data, <b>HD</b> :	Library of Faculty of technical sciences											
Note, <b>N</b> :												
Abstract, <b>AB</b> :	The thesis proposes a modified Watt-meter method for measuring core loss of ferrite cores, which is adjusted to oscilloscopes with the small input impedance. The method is verified on comercial Mn-Zn and Ni-Zn ring cores. The method is used to measure the influence of starting powder sieving and milling on the core loss density and permeability of Mn-Zn ferrite. The experimental results and calculations show the significance of the additional milling and sieving process on magnetic properties of Mn-Zn ferrite in the frequency range from 0.1MHz to 10MHz. These processes increase the relative permeability about 3 times and decrease the core loss 4 times by milling of the starting powder.											
Accepted by the Scientific Board on, <b>ASB</b> :	2013/01/21											
Defended on, <b>DE</b> :												
Defended Board, <b>DB</b> :	<table border="1"> <tr> <td>President:</td> <td>Neda Pekarić-Nadž, Ph.D., FTN, Novi Sad</td> <td rowspan="5">Menthor's sign</td> </tr> <tr> <td>Member:</td> <td>Maria Vesna Nikolić, Ph.D., IMSI, Beograd</td> </tr> <tr> <td>Member:</td> <td>Obrad Aleksić, Ph.D., IMSI, Beograd</td> </tr> <tr> <td>Member:</td> <td>Anamarija Juhas, Ph.D., Novi Sad</td> </tr> <tr> <td>Member,</td> <td>Ljiljana Živanov, Ph.D., Novi Sad</td> </tr> </table>	President:	Neda Pekarić-Nadž, Ph.D., FTN, Novi Sad	Menthor's sign	Member:	Maria Vesna Nikolić, Ph.D., IMSI, Beograd	Member:	Obrad Aleksić, Ph.D., IMSI, Beograd	Member:	Anamarija Juhas, Ph.D., Novi Sad	Member,	Ljiljana Živanov, Ph.D., Novi Sad
President:	Neda Pekarić-Nadž, Ph.D., FTN, Novi Sad	Menthor's sign										
Member:	Maria Vesna Nikolić, Ph.D., IMSI, Beograd											
Member:	Obrad Aleksić, Ph.D., IMSI, Beograd											
Member:	Anamarija Juhas, Ph.D., Novi Sad											
Member,	Ljiljana Živanov, Ph.D., Novi Sad											



## *Zahvalnice*

*Želim da se zahvalim svom mentoru, prof. Živanov dr Ljiljani, na pomoći i savetima prilikom istraživanja i pisanja rada.*

*Zahvaljujem se kolegama Aleksić dr Obradu, Luković dr Miloljubu, Nikolić dr Maria Vesni sa Instituta za multidisciplinarna istraživanja Univerziteta u Beogradu, koji su mi pomogli u pripremi uzoraka, strukturnoj analizi uzoraka i veoma korisnim savetima prilikom istraživanja.*

*Zahvaljujem se Blaž dr Nelu iz Laboratorije za mikroelektroniku, elektrotehničke materijale i CAD, Centra za integrisane mikrosisteme i komponente, Fakulteta tehničkih nauka na pomoći oko merenja i upotrebe instrumenata za merenje permeabilnosti i permitivnosti. Posebno se zahvaljujem na korišćenju programa kojim je u velikoj meri olakšano merenje i prikupljanje mernih podataka sa mernih instrumenata.*

*Zahvaljujem se Juhas dr Anamariji na literaturi i savetima prilikom analize greške metode za merenje gubitaka snage.*

*Zahvaljujem se kolegama sa Katedre za teorijsku elektrotehniku Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu na podršci i razumevanju prilikom istraživanja i pisanja rada.*

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





# Sadržaj

1	Uvod.....	1
1.1	Problem, predmet i cilj istraživanja.....	5
1.2	Pregled ostvarenih rezultata.....	6
1.3	Pregled sadržaja disertacije .....	6
2	Stanje u oblasti istraživanja.....	8
2.1	Merenje magnetskih osobina feritnih Mn-Zn materijala.....	8
2.2	Modelovanje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima.....	9
2.2.1	Modelovanje gustine snage gubitaka u režimu malih signala.....	10
2.2.2	Modelovanje gustine snage gubitaka u režimu velikih signala.....	11
2.3	Problemi prilikom merenja magnetskih osobina feritnih materijala .....	12
3	Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima.....	17
3.1	Opis merne metode.....	18
3.2	Struja magnetizacije .....	23
3.3	Greška merenja snage gubitaka .....	25
3.4	Merni opseg metode .....	30
3.5	Merna oprema i procedura merenja.....	32
3.6	Obrada podataka.....	34
3.7	Verifikacija metode za merenje magnetskih karakteristika.....	37
3.7.1	Verifikacija metode za merenje gustine snage gubitaka .....	38
3.7.2	Verifikacija metode za merenje histerezisne petlje.....	39
3.7.3	Verifikacija metode za merenje kompleksne magnetske permeabilnosti .....	41
4	Modelovanje i simulacija gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima.....	46
4.1	Gustine snage gubitaka u režimu malih signala .....	47
4.1.1	Razlika u modelovanju serijske i paralelne kompleksne magnetske permeabilnosti.....	47
4.1.2	Modelovanje gustine snage gubitaka pomoću kompleksne magnetske permeabilnosti.....	50
4.1.3	Modelovanje gustine snage gubitaka korišćenjem ekvivalentne električne šeme jezgra.....	52
4.1.4	Modelovanje gustine snage gubitaka metodom konačnih elemenata .....	55

4.2	Gustine snage gubitaka u režimu velikih signala.....	62
4.2.1	Modelovaje gustine snage gubitaka korišćenjem empirijske jednačine .....	62
4.2.2	Modelovanje gustine snage gubitaka pomoću histerezisne petlje .....	63
5	Uticao tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala .....	70
5.1	Izrada uzoraka za ispitivanje.....	71
5.2	Strukturalna analiza ispitivanih uzoraka .....	73
5.3	Uticao mlevenja na električne osobine materijala .....	79
5.4	Uticao mlevenja na kompleksnu permeabilnost .....	86
5.5	Uticao mlevenja i prosejavanja na kompleksnu permeabilnost.....	90
5.6	Uticao mlevenja i prosejavanja na gustinu snage gubitaka .....	94
6	Diskusija .....	106
7	Zaključak .....	111
	Literatura.....	114
	Prilog 1 – Fabrički podaci ispitivanih komercijalnih jezgara.....	122
	Prilog 2 – Program za obradu izmerenih podata vatmetarskom metodom.....	123
	Prilog 3 – Program za proračun snage gubitaka primenom MKE.....	134

## Lista slika

1.1 Doprinos tri mehanizma ukupnoj energiji gubitaka u toku jedne periode. Preuzeto iz [5].	2
1.2 B-H histerezisna petlja tipičnog feritnog materijala na različitim frekvencijama. Preuzeto iz [12].	3
2.1 Greška kompenzovanog i nekompenzovanog merenja impedanse u funkciji frekvencije. Preuzeto iz [91].	12
2.2 Električna šema kola za merenje snage gubitaka u jezgru primenom vatmetarske metode. Preuzeto iz [94].	13
2.3 Dodavanje kondenzatora u paralelu sa testiranim kalemom. Preuzeto iz [17].	14
2.4 Dodavanje kondenzatora na red sa testiranim kalemom. Preuzeto iz [64].	14
2.5 Dodavanje vazdušnog transformatora sa negativnom povratnom spregom. Preuzeto iz [68].	15
2.6 (a) Lokalizovano postavljen i (b) uniformno raspoređen namotaj. Preuzeto iz [91].	15
2.7 Torusno jezgro sa bifilarnim namotajima.	16
3.1 Vatmetarska metoda sa osciloskopom sa visokoomskim ulazima i ekvivalentna električna šema.	19
3.2 Fazorski dijagram napona i struja primenom klasične vatmetarske metode.	20
3.3 Relativna greška snage gubitaka u funkciji greške merenja fazne razlike.	20
3.4 Električna šema merne postavke modifikovane vatmetarske metode.	21
3.5 Ekvivalentna električna šema predložene modifikovane vatmetarske metode.	22
3.6 Fazorski dijagram napona i struja predložene modifikovane vatmetarske metode.	22
3.7 Odnos efektivnih vrednosti struje magnetizacije i struje primarnog namotaja u funkciji otpornosti otpornika $R_3$ za uzorke 1, 2, i 3.	24
3.8 Fazorski dijagram modifikovane metode pod pretpostavkom da je $X_{ls} \ll R_3$ .	27
3.9 Greška merenja napona u zavisnosti od amplitude napona upotrebljenog DSO.	29
3.10 Tri donje i jedna gornja granica mernog opsega metode u zavisnosti od napona $v_2$ . Granice su izračunate za jezgro površine poprečnog preseka $10\text{mm}^2$ sa 10 namotaja sekundara. Otpornost otpornika $R_3$ je $1000\Omega$ .	31
3.11 Tri donje i jedna gornja granica mernog opsega metode u zavisnosti od napona $v_2$ . Granice su izračunate za jezgro površine poprečnog preseka $10\text{mm}^2$ sa 10 namotaja sekundara. Otpornost otpornika $R_3$ je $5000\Omega$ .	31
3.12 Merna oprema za merenje GSG. Digitalni osciloskop (DSO), signal generator, i PCB.	32
3.13 (a) Štampana ploča sa ispitivanim jezgrom i BNC konektorima. (b) Izgled štampe sa SMD otpornicima.	33
3.14 Ilustracija pravilnog povezivanja primarnog i sekundarnog namotaja ispitivanog jezgra.	33
3.15 Ekvivalentna električna šema merne postavke i ispitivanog jezgra.	34
3.16 Maska programa za obradu izmerenih podataka.	36
3.17 Merenje temperature jezgra termokamerom.	37
3.18 Temperatura jezgra 3F3 na: (a) $f=200\text{ kHz}$ , $B_m=50\text{ mT}$ i (b) $f=200\text{ kHz}$ , $B_m=200\text{ mT}$ .	38
3.19 GSG u funkciji temperature za materijal 3F3 za četiri para vrednosti $(f, B_m)$ . Linije predstavljaju podatke od proizvođača, markeri označavaju izmerene vrednosti.	39
3.20 Histerezisna petlja jezgra broj 1 (3F3) na frekvenciji $10\text{ kHz}$ .	40
3.21 Histerezisna petlja jezgra broj 2 (3E5) na frekvenciji $10\text{ kHz}$ .	40
3.22 Histerezisna petlja jezgra broj 3 (52) na frekvenciji $10\text{ kHz}$ .	41
3.23 Relativna KMP jezgra broj 1 (3F3) merena pri $H_m 0.5\text{ A/m}$ . Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), podaci od proizvođača (linije). $\mu'_s$ realni deo i $\mu''_s$ imaginarni deo KMP.	42

3.24 Relativna KMP jezgra 3F3 merena pri $H_m$ 1.5A/m. Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), podaci od proizvođača (linije), izmerene vrednosti pomoću HP4194A (zvezdice). $\mu'_s$ realni deo i $\mu''_s$ imaginarni deo KMP. ....	42
3.25 Relativna KMP jezgra broj 2 (3E5) merena pri $H_m$ 0.25A/m. Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), podaci od proizvođača (linije). $\mu'_s$ realni deo i $\mu''_s$ imaginarni deo KMP. ....	43
3.26 Relativna KMP jezgra 3E5 merena pri $H_m$ 2A/m. Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), podaci od proizvođača (linije), izmerene vrednosti pomoću HP4194A (zvezdice). $\mu'_s$ realni deo i $\mu''_s$ imaginarni deo KMP. ....	43
3.27 Relativna KMP jezgra broj 3 (52) merena pri $H_m$ 0.1A/m. Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), podaci od proizvođača (puna linija). ....	44
3.28 Relativna KMP jezgra broj 3 (52) merena pri $H_m$ 0.1A/m. Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), izmerene vrednosti pomoću HP4194A (linije). ....	45
4.1 Modelovanje jezgra u režimu malih signala. (a) Redna i (b) paralelna predstava. Preuzeto iz [91]. ....	48
4.2 Primer frekvencijske zavisnosti realnog i imaginarnog dela SKMP tipičnog Mn-Zn feritnog materijala. ....	49
4.3 Frekvencijska zavisnost realnog i imaginarnog dela PKMP dobijena od realnog i imaginarnog dela SKMP prikazanih na slici 4.2 primenom izraza (44). ....	50
4.4 Izračunati realni i imaginarni deo PKMP komercijalnog jezgra 3F3 pomoću modela (46). ....	51
4.5 Izračunata i izmerena GSG komercijalnog jezgra 3F3 pri $B_m=1$ mT. ....	52
4.6 Električna šema za modelovanje jezgra pri visokim frekvencijama i malim signalima. ....	52
4.7 (a) Uzdužni i poprečni presek jezgra. (b) Fotografija torusnog jezgra 3F3 kome je nanešena srebrna pasta za potrebe merenja električnih osobina kapacitivnom metodom. ....	53
4.8 Izmerena i izračunata SKMP komercijalnog jezgra 3F3 pomoću elemenata ekvivalentne električne šeme. ....	54
4.9 Izmerena i izračunata GSG komercijalnog jezgra 3F3 pri $B_m=1$ mT. ....	54
4.10 Poprečni presek torusnog jezgra i koordinatni sistem. Preuzeto iz [75]. ....	57
4.11 Poprečni presek jezgra u $rz$ -ravni. ....	58
4.12 Izmerena i izračunata GSG jezgra 3F3 pri $B_m=1$ mT korišćenjem parametara iz tabele 4.2. ....	60
4.13 Izmerena i izračunata SKMP jezgra 3F3 pri $B_m=1$ mT korišćenjem parametara iz tabele 4.2. ....	61
4.14 Izračunata i izmerena GSG jezgra 3F3 pri $B_m=1$ mT, korišćenjem konstantnih sopstvenih vrednosti. ....	62
4.15 Izmerena i modelovana GSG komercijalnog MnZn jezgra 3F3. ....	63
4.16 Tipična histerezisna petlja. ....	63
4.17 Klasifikacija modela histerezisne petlje. Preuzeto iz [103]. ....	64
4.18 Normalizovane histerezisne petlje i funkcije Takačevog modela. Preuzeto iz [104]. ....	65
4.19 Histerezisne petlje različite amplitude vektora jačine magnetskog polja (puna linija) i normalana kriva magnetisanja (isprekidana linija). ....	66
4.20 Izračunate histerezisne petlje br. 1 do 3 na 10kHz i normalna kriva magnetisanja. ....	67
4.21 Izračunate histerezisne petlje br. 4 do 8 na 25kHz i normalna kriva magnetisanja. ....	68
4.22 Izmerena (kružići) i izračunata (puna linija) histerezisna petlja br. 7. (a) Model sa konvolucijom, (b) model bez konvolucije opisan izrazom (84). ....	69
5.1 Izgled torusnog uzorka sa namotajima i uzorka u obliku diska sa metalizovanim površinama. ....	71

5.2 (a) XRD dijagram i (b) SEM mikrograf početnog M30A praha. ....	74
5.3 (a) SEM mikrograf i (b) XRD dijagram M30A praha mlevenog 60 minuta. ....	74
5.4 Promena gustine uzoraka u obliku diska u funkciji promene temperature sinterovanja. ....	75
5.5 SEM mikrografi Mn–Zn uzoraka: (a) M30A-1000-0-0, (b) M30A-1000-0-30, (c) M30A-1000-0-120.....	76
5.6 SEM mikrografi Mn–Zn uzoraka: (a) M30A-1100-0-0, (b) M30A-1100-0-120. ....	76
5.7 SEM mikrografi Mn–Zn uzoraka: (a) M30A-1150-0-0, (b) M30A-1150-0-30, (c) M30A-1150-0-120.....	77
5.8 SEM mikrografi Mn–Zn uzoraka: (a) M30A-1200-0-0, (b) M30A-1200-0-30, (b) M30A-1200-0-120. ....	77
5.9 SEM mikrograf uzoraka M30C-1200-325-60 i M30C-1200-400-24h.....	78
5.10 Fotografija i dimenzije uzorka u obliku diska sa metalizovanim površinam. ....	79
5.11 Ekvivalentna šema za merenje kompleksne permitivnosti.....	79
5.12 Merenje kompleksne permitivnosti uzoraka pomoću instrumenta HP4194A (100Hz to 40MHz).....	80
5.13 Merenje kompleksne permitivnosti uzoraka pomoću instrumenta HP4191A (1MHz to 1GHz).....	81
5.14 (a) DC specifična otpornost u funkciji temperature sinterovanja. (b) Frekvencijska zavisnost AC specifične otpornosti uzoraka sinterovanih na 1100 i 1300 °C.....	81
5.15 Frekvencijska zavisnost realnog dela kompleksne permitivnosti za dva vremena mlevenja i četiri temperature sinterovanja u (a) opsegu 100 Hz – 10 kHz i (b) 1 – 100 MHz.....	82
5.16 Realni deo KEP uzoraka napravljenih od početnog praha i prahova mlevenih 30, 60 120 i 240 minuta u funkciji temperature sinterovanja na frekvencijama 1, 10 i 100MHz.....	82
5.17 Frekvencijska zavisnost električne provodnosti uzoraka napravljenih od praha mlevenog 60 minuta sinterovanih na temperaturama 1000, 1100, 1150, 1200, 1250 i 1300°C.....	83
5.18 Kompleksna impedansa uzoraka sinterovanih na 6 različitih temperatura sinterovanja. ....	84
5.19 Ekvivalentno električno kolo sa diskretnim elementima za modelovanje električnih osobina. ....	85
5.20 Frekvencijske karakteristike realnog i imaginarnog dela impedanse. Početni prah i prah mleven 60 min. ....	86
5.21 Uzorak pripremljeni za merenje magnetskih osobina ispitivanog materijala.....	86
5.22 Analizator HP4191A i uveća deo dodatne pločice pomoću koje je omogućeno merenje induktivnosti pripremljenih uzoraka.....	87
5.23 Ekvivalentna šema za merenje permeabilnosti. ....	87
5.24 Frekvencijska karakteristika KMP materijala M30A u zavisnosti od vremena mlevenja i temperature sinterovanja: (a) 1100°C, (b) 1150°C, (c) 1200°C, (d) 1250°C i (e) 1300°C. ....	89
5.25 Realni deo KMP u zavisnosti od (a) temperature sinterovanja, (b) vremena mlevenja na frekvenciji 2MHz .	90
5.26 Frekvencijska zavisnost realnog i imaginarnog dela KMP za uzorke M30B sinterovane na 1200°C.....	90
5.27 KMP prosejanih uzoraka sinterovanih na 1200°C u zavisnosti od vremena mlevenja. ....	91
5.28 Realni i imaginarni deo KMP uzoraka napravljenih od početnog praha M30C.....	92
5.29 Izračunate i izmerene vrednosti KMP uzoraka M30C-1200-0-0 i M30C-1200-0-60. ....	93
5.30 Izračunata i izmerena GSG za uzorke M30C-1200-0-0 i M30C-1200-0-0, pri $B_m=0.1\text{mT}$ i temperaturi jezgra od $T=27^\circ\text{C}$ .....	93
5.31 GSG u funkciji $B_m$ za uzorke M30B-1200- (a) 0-0, (b) 325-30, (c) 325-60, (d) 325-120 i (e) 325-240 .....	95
5.32 GSG uzoraka napravljenih od praha M30B u zavisnosti od vremena mlevenja pri $B_m=2\text{mT}$ i $B_m=8\text{mT}$ .....	95
5.33 Vremenski oblici struje magnetizacije i indukovano napona na krajevima sekundara prilikom merenja GSG jezgra M30B-1200-325-0 primenom modifikovane vatmetarske metode opisane u delu 3. ....	96

5.34 Parametri Štajnmeceve jednačine za proračun GSG uzoraka M30B u funkciji vremena mlevenja. ....	97
5.35 Izmerena i izračunata GSG jezgra M30B-1200-0-0. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti. ....	97
5.36 Izmerena i izračunata GSG jezgra M30B-1200-325-30. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti. ....	97
5.37 Izmerena i izračunata GSG jezgra M30B-1200-325-60. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti. ....	98
5.38 Izmerena i izračunata GSG jezgra M30B-1200-325-120. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti. ...	98
5.39 Izmerena i izračunata GSG jezgra M30B-1200-325-240. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti. ...	98
5.40 GSG uzorka napravljenih od početnog materijala M30C u funkciji magnetske indukcije na tri različite frekvencije. ....	99
5.41 Izmerena i izračunata GSG uzoraka navedenih u tabeli 5.3. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti. ....	101
5.42 Histerezisne petlje uzoraka (a) M30C-1200-0-0, (b) M30C-1200-0-60, (c) M30C-1200-325-0, (d) M30C-1200-325-60 i (e) M30C-1200-400-24h na frekvenciji 10kHz. ....	102
5.43 Izmerena i modelovana histerezisna petlja broj 2 i broj 5 jezgra M30C-1200-325-0. ....	103
5.44 Izmerena i modelovana histerezisna petlja broj 2 i broj 5 jezgra M30C-1200-325-60. ....	104

## Lista tabela

3.1 Dimenzije jezgara (OD/ID/H) i parametri modela jezgra korišćeni za proračun otpornosti otpornika $R_3$ . OD – spoljašnji prečnik, ID – unutrašnji prečnik i H – visina jezgra u (mm).....	24
3.2 Upporedne vrednosti relativne greške merenja snage gubitaka klasične i modifikovane vatmetarske metode izračunate na donjoj i gornjoj frekvenciji za svako jezgro. ....	26
3.3 Dimenzije jezgara korišćenih za verifikaciju vatmetarske metode. ....	37
3.4 GSG i temperature jezgra broj 1 (3F3) za nekoliko vrednosti magnetske indukcije. ....	38
3.5 Parametri histerezisne petlje ispitivanih jezgara. ....	40
4.1 Načini modelovanje GSG koji su prikazani u okviru ove teze. ....	46
4.2 Parametri modela jezgra 3F3 zasnovanog na metodi konačnih elemenata pri $B_m=1\text{mT}$ . ....	60
4.3 Izmerene vrednosti i parametri modela histerezisnih petlji komercijalnog jezgra 3F3. ....	67
4.4 Poređenje izmerene i izračunate gustine snage gubitaka za jezgro M30-1200-325-60. ....	69
5.1 Primer oznaka pripremljenih uzoraka i tumačenje oznaka. ....	72
5.2 Parametri jedinične ćelije u (Å), veličina kristalita u (nm) i proširenje mikroistezanja početnog i mlevenih Mn-Zn prahova. ....	75
5.3 Parametri impedanse izračunati za model prikazan na slici 5.18. ....	85
5.4 Karakteristike uzoraka koji su iskorišćeni za poređenje uticaja mlevenja i prosejavanja na KMP. ....	91
5.5 Parametri modela paralelne kompleksne magnetske permeabilnosti. ....	92
5.6 Parametri Štajnmecove empirijske jednačine (1) za proračun GSG jezgara napravljenih od prahova M30B. Vrednost parametara odgovara vrednostima GSG $P_v$ izražene u [W/m <sup>3</sup> ], frekvencije $f$ u [Hz], i magnetske indukcije $B_m$ u [T]. ....	96
5.7 Temperatura uzoraka izmerena pri $B_m=10\text{mT}$ i $B_m=20\text{mT}$ na 3 različite frekvencije. Napomena: za uzorak M30-1200-0-0 GSG i temperatura nisu mereni na MHz i 20mT. ....	100
5.8 Parametri Štajnmetcovog modela i ocena kvaliteta. Vrednost parametara odgovara vrednostima GSG $P_v$ izražene u [W/m <sup>3</sup> ], frekvencije $f$ u [Hz], i magnetske indukcije $B_m$ u [T]. ....	100
5.9 Izmerene vrednosti i parametri modela histerezisnih petlji za jezgro M30C-1200-325-0. ....	103
5.10 Poređenje izmerene i izračunate gustine snage gubitaka za jezgro M30C-1200-325-0. ....	104
5.11 Izmerene vrednosti i parametri modela za histerezisnih petlji za jezgro M30C-1200-325-60. ....	104
5.12 Poređenje izmerene i izračunate gustine snage gubitaka za jezgro M30-1200-325-60. ....	105

## Skraćenice i oznake

KMP	Kompleksna magnetska permeabilnost
SKMP	Serijska KMP
PKMP	Paralelna KMP
KEP	Kompleksna električna permitivnost
GSG	Gustina snage gubitaka
DSO	Digitalni osciloskop sa memorijom DSO 90604A
IA	Analizator impedanse ( <i>Impedance Analyzer</i> , eng.)



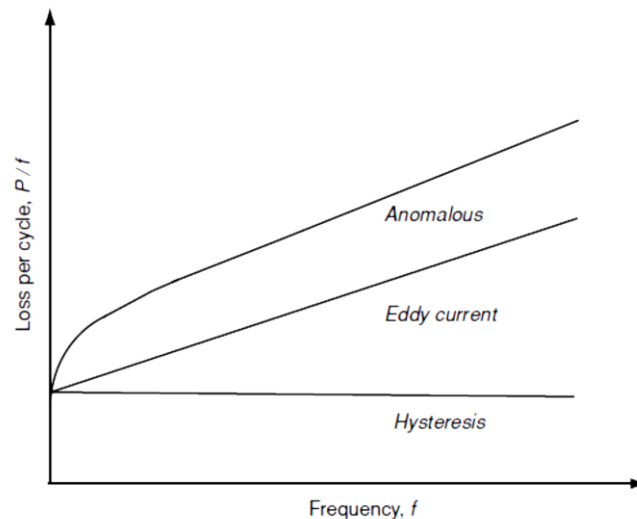
# 1 Uvod

Izučavanje magnetskih osobina materijala koji se koriste u elektrotehnici traje više od 100 godina. Cilj je uvek bio naći jezgro koje bi svojim osobinama bilo najbolje rešenje za dati uređaj ili oblast primene. Kao najkorisniji, izdvojili su se materijali velike permeabilnosti, nazvani feromagnetski materijali shodno činjenici da su bili na bazi gvožđa. Zahvaljujući velikoj permeabilnosti takvi materijali su našli veliku primenu u elektrotehnici za potrebe transformatora, elektromotora, elektromagneta i kalemova. Problem kod ovih materijala je to što sa velikom permeabilnošću ide i velika provodnost, zbog koje sa povećanjem frekvencije rastu indukovane struje unutar materijala, rezultujući velikim gubicima u jezgru. Poslednjih dvadesetak godina imamo proširenje primene magnetskih materijala u oblasti visokih učestanosti što problem indukovanih struja diže na još viši nivo. Od feromagnetskih materijala prešlo se na feritne materijale zadovoljavajuće velike permeabilnosti ali znatno manje provodnosti. Feritni materijali su proširili frekvencijski opseg primene sa desetine herca (Hz) na više kHz i MHz. Međutim i kod feritnih materijala dolazi do pojave gubitaka usled indukovanih struja čime je određena gornja radna frekvencija. Zbog toga je u svetu velika pažnja usmerana na nova istraživanja kako bi se primenom novih materijala ili novih tehnoloških postupaka izrade jezgara smanjili gubici u jezgru i time pomerila granica primene na još više frekvencije. Paralelno sa tim istraživanjima razvijane su nove metode za merenje i modelovanje snage gubitaka. Rezultat tih izučavanja je stav da se ukupna snaga gubitaka u jezgrima može razdvojiti u tri grupe:

- (a) gubici usled histerezisa  $P_h$ ,
- (b) gubici usled vrtložnih struja  $P_e$ , i
- (c) dodatni gubici  $P_d$ .

Ukupna snaga gubitaka predstavljaju zbir ove tri grupe. Gubici prve i druge grupe su odavno poznati i vrlo dobro izučeni. Postoje veoma dobri modeli koji sa velikom preciznošću predviđaju efekte prve dve grupe. Treću grupu gubitaka, istraživači su nazvali dodatni gubici, zato što su se merni rezultati razlikovali od teorijski očekivanih.

Doprinos fizičkoj interpretaciji gubitaka snage u feritnim materijalima dali su Graham [1] i Bertotti [2][3]. U tim radovima je objašnjeno da su dodatni gubici posledica kretanja zidova domena. Dodatni gubici se dovode u vezu sa električnim poljem prouzrokovanim kretanjem zidova domena preko interakcije spina polarona (*Spin polaron interaction* – eng.). Uticaj prigušenja zidova domena (*Damping of domain walls* – eng.) na dodatne gubitke su eksperimentalno potvrdili Meuche i Esguerra 1997 u radu [4]. Na slici 1.1 je ilustrovan doprinos ova tri mehanizma ukupnoj energiji gubitaka u toku jedne periode.



### 1.1 Doprinos tri mehanizma ukupnoj energiji gubitaka u toku jedne periode. Preuzeto iz [5].

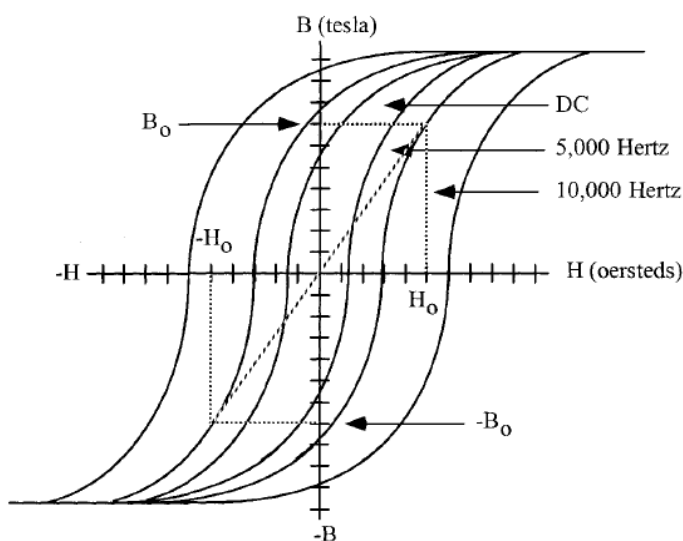
Zajedničko za sva tri mehanizma je pretvaranje primljene električne energije u toplotnu energiju koja zagreva materijal. To je rezultat ireverzibilnog procesa pri kome se deo primljene energije ne vraća izvoru već se pretvara u toplotnu energiju. Modelovanje prve i druge grupe gubitaka je jednostavno dok se treća grupa gubitaka teško modeluje [5]-[10].

Yamada i Otsuki su 1995 u [6] pokazali da treća vrsta gubitaka (dodatni gubici – *Residual loss*, eng.) ne zavise od specifične otpornosti materijala, barem ne na način na koji zavise gubici usled vrtložnih struja. Saotome i Sakaki su 1997 u [7] i 1998 u [8] pokazali da se gubici druge i treće grupe mogu modelovati kao jedna vrsta gubitaka (ekvivalentni gubici) i potvrdili neophodnost uključivanja u model i treće vrste gubitaka kako bi se objasnili izmereni gubici na višim frekvencijama (iznad 100 kHz u slučaju Mn-Zn ferita koje su oni ispitali). Fizičko značenje ekvivalentnih gubitaka su objasnili Sato i Sakaki u [9]. Roshen

1991 u [10] i Fan 1996 u [11] su pokazali da se do određenih frekvencija (do 500 kHz za F- i 100 kHz za P-materijale, proizvođača Magnetics Inc.) uticaj treće grupe gubitaka može zanemariti te da se do tih frekvencija mogu koristiti jednostavniji modeli.

Kako bi se poboljšale karakteristike uređaja koji sadrže induktivne elemente (transformatore ili kalemove), jezgra tih elemenata se prave od materijala velike permeabilnosti. Transformatori i kalemovi sa jezgrom od feromagnetskog materijala se koriste u uređajima čija je radna frekvencija do 50Hz. Feromagnetska jezgra pored histerezisnih gubitaka imaju i velike gubitke snage usled vrtložnih struja, što je posledica male otpornosti materijala. Usled vrtložnih struja dolazi do zagrevanja jezgra, ali dolazi i do perturbacije magnetskog fluksa unutar jezgra. U slučaju feromagnetskih materijala ovaj problem u značajnoj meri može da se smanji korišćenjem lameliranih jezgara. Na taj način se smanjuju vrtložne struje kao i njihov efekat. Povećenjem radne frekvencije rastu i gubici u feromagnetnim materijalima.

U poslednjih nekoliko decenija sve više se koriste uređaji kod kojih je radna frekvencija znatno veća od industrijske, tako da je umesto 50Hz radna frekvencija iznad 100kHz. Kako bi se zadovoljili zahtevi modernih elektronskih uređaja u pogledu radne frekvencije i dimenzije jezgra, umesto feromagnetskih materijala primenjuju se feritni materijali. To su materijali koji imaju znatno veću specifičnu otpornost u odnosu na feromagnetske materijale tako da su i gubici usled vrtložnih struja manji. Međutim, porastom frekvencije gubici usled vrtložnih struja postaju dominantni čak i kod feritnih materijala. Slika 1.2 prikazuje kako se B-H histerezisna petlja širi sa porastom frekvencije, što znači da pored gubitaka usled histerezisa  $P_h$ , postaju dominantni i gubici druge i treće grupe ( $P_e$  i  $P_a$ ).



1.2 B-H histerezisna petlja tipičnog feritnog materijala na različitim frekvencijama. Preuzeto iz [12].

Karakterizacija magnetskih osobina različitih feritnih materijala je značajna za dizajniranje kalemova, potiskivača elektromagnetke interferencije (EMI – *Electromagnetic Interference*, eng.), transformatora, filtera, prigušnica, koji se koriste u uređajima kao što su frekvencijski pretvarači, senzori, prekidačko napajanje, prenos podataka i u drugim uređajima za potrebe energetske elektronike. Permeabilnost i gustina snage gubitaka su dva najvažnija parametra. Velika permeabilnost je preporučljiva za dizajniranje kalemova malih dimenzija (*low-profile*, eng.), a mala gustina snage gubitaka je korisna za postizanje visoke efikasnosti kalemova i pretvarača [13]. Zbog toga je prilikom dizajniranja uređaja za prekidačko napajanje (SMPS – *Switching Mode Power Supply*, eng.) veoma važno da se dobro proceni snaga gubitaka magnetskih jezgara kako bi se povećala efikasnost tih uređaja [14][13][15]. Kod magnetskih komponenti postoje dva uzroka gubitaka: gubici u namotaju i gubici u jezgri materijala. Gubici u namotaju su prilično dobro opisani u [16], ali je proučavanje snage gubitaka samog jezgra još uvek aktuelno. Magnetske i električne karakteristike mekih ferita imaju nelinearnu zavisnost od intenziteta, orijentacije, frekvencije i talasnog oblika magnetskog i električnog polja [16]. Osim toga veoma je značajna i njihova temperaturna zavisnost koja može da degradira njihove magnetske osobine [16].

Moderni elektronski uređaji se dizajniraju tako da dimenzije i potrošnja snage budu što je moguće manji. Neke električne komponente zadovoljavaju takav zahtev relativno lako, ali uređaji koji sadrže kalemove ili transformatore imaju ograničenja u tom pogledu najviše zbog dimenzija jezgara upotrebljenih za kalemove ili transformatore. Korišćenjem mekih feritnih materijala velike permeabilnosti i otpornosti, moguće je smanjiti veličinu kalemova i transformatora uz povećanje radne frekvencije [17][18].

Da bi uređaji za prekidačko napajanje bili što kompaktniji, njihova prekidačka frekvencija se podiže na vrednosti iznad 100 kHz [18]. Kod takvih uređaja veoma je bitno da jezgra imaju što veću permeabilnost i što manje gubitke. Takođe je poželjno da i njihove dimenzije budu što manje. U cilju poboljšanja dinamičke karakteristike jezgra na visokim frekvencijama, vrše se merenja snage gubitaka pri velikim vrednostima pobude kao i merenja permeabilnosti jezgra pri malim pobudama u zavisnosti od veličine poprečnog preseka jezgra [17][18].

Sakaki, Matsuoka i Yamaguchi su još 1985 u [19] primetili da se kod Mn-Zn feritnih materijala velike permeabilnosti i malih histerezisnih gubitaka, gustina snage gubitaka može smanjiti ukoliko se smanji poprečni presek jezgra. Još tada je primećeno da postoje indicije da se lameliranjem tankih slojeva feritnih materijala mogu napraviti jezgra transformatora sa malim gubicima.

Gubici usled vrtložnih struja u feritnim jezgrima zavise od provodnosti upotrebljenog materijala. Po pravilu, materijali koji se koriste za izradu feritnih jezgara spadaju u grupu poluprovodnika čija je otpornost znatno veća u odnosu na materijale koji se koriste za izradu feromagnetskih jezgara. Međutim kod Mn-Zn materijala otpornost značajno opada sa porastom frekvencije i gubici usled vrtložnih struja predstavljaju problem [20]. Jedan od načina da se taj problem predupredi je odabir hemijskog sastava feritnog materijala kao i odabir temperature sinterovanja čime bi se ostvarilo poboljšanje karakteristika [21]. Veličina zrna takođe utiče kako na permeabilnost tako i na snagu gubitaka. Mlevenjem feritnog praha se dodatno smanjuje veličina zrna i u kombinaciji sa temperaturom sinterovanja menja njegova mikrostruktura što ima uticaj na permeabilnost i snagu gubitaka [22][23].

Za merenje permeabilnosti i snage gubitaka feritnih jezgara razvijene su metode u zavisnosti od frekvencije i oblika pobudnog signala [24][25]. Za modelovanje snage gubitaka postoje metode koje koriste empirijske jednačine [26][27] i analitičke metode [28][29]. Obe grupe podrazumevaju kvantitativno poznavanje određenih veličina koje se mogu dobiti merenjem. Neke od metoda se oslanjaju samo na podatke koje obezbeđuje proizvođač, dok druge metode zahtevaju dodatna merenja.

## 1.1 Problem, predmet i cilj istraživanja

Ova doktorska disertacija predstavlja doprinos istraživanju uticaja tehnoloških postupaka izrade Mn-Zn feritnih jezgara na snagu gubitaka u frekvencijakom opsegu do 1GHz. Poznato je da električne i magnetske osobine feritnih materijala permeabilnost, provodnost, permitivnost, a samim tim i snaga gubitaka zavise od materijala upotrebljenog za pravljenje jezgara, ali zavise i od načina na koji se ta jezgra prave [30]-[41]. U poslednjih nekoliko godina se sve više koriste nano materijali, odnosno materijali kod kojih je veličina zrna do sto nanometara [30]. Od takvih Mn-Zn nanomaterijala (nanoprahova) se sinterovanjem na određenoj temperaturi dobijaju jezgra čiji parametri mogu biti značajno drugačiji u odnosu na materijale sa većim zrnima [33].

Predmet istraživanja ove doktorske disertacije je obuhvatao merenje, modelovanje i simulaciju snage gubitaka Mn-Zn feritnih jezgara izrađenih u obliku torusa.

Cilj istraživanja ove doktorske disertacije je bio:

1. Razviti metodu za merenje snage gubitaka feritnih jezgara u obliku torusa u prostoperiodičnom režimu rada bez jednosmerne komponente. Metoda je trebala da bude prilagođena postojećoj mernoj opremi koju pre svega čini

digitalni osciloskop ulazne otpornosti  $50\Omega$ . Frekvencijski opseg metode za merenje snage je u opsegu do 1GHz.

2. Razviti metodu za merenje i histerezijsne petlje feritnih jezgara u obliku torusa u slučaju velikih signala.
3. Razviti metodu za merenje permeabilnosti feritnih jezgara u obliku torusa u slučaju malih signala.
4. Razviti metodu za modelovanje snage gubitaka u slučaju velikih signala.
5. Razviti metodu za modelovanje snage gubitaka u slučaju malih signala.

Metode za merenje i modelovanje koje su razvijene u okviru ove disertacije su prvo testirane na komercijalnim uzorcima a zatim su upotrebljene za merenje gustine snage gubitaka, histerezijsne petlje i kompleksne permeabilnosti novih Mn-Zn uzoraka.

### 1.2 Pregled ostvarenih rezultata

Ova disertacija je rezultat višegodišnjeg naučno-istraživačkog rada autora na problemima ispitivanja uticaja tehnoloških postupaka izrade feritnih jezgara na njihove magnetske i električne osobine. U okviru istraživanja razvijena je metoda za merenje snage gubitaka kao i metoda za modelovanje snage gubitaka. Prema autorovim saznanjima, imajući u vidu dostupnu naučnu literaturu, predložena merna metoda, predloženi modeli kao i dobijeni rezultati uticaja tehnoloških postupaka izrade feritnih jezgara na magnetske i električne osobine predstavljaju originalni naučni doprinos.

Ključni rezultati disertacije su naučno-stručno verifikovani i publikovani u međunarodnom časopisu *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, [42]. Radovi iz oblasti istraživanja su objavljeni na međunarodnim konferencijama i skupovima [43] i [44].

### 1.3 Pregled sadržaja disertacije

Ova doktorska disertacija je podeljena u 7 poglavlja.

U uvodnom delu opisan je predmet, problem i cilj istraživanja kao i pregled ostvarenih rezultata. U drugom poglavlju dat je pregled stanja u oblasti istraživanja. U trećem poglavlju je opisana metoda za merenje snage gubitaka feritnih jezgara koja je razvijena za potrebe ovog istraživanja. Pomoću ove metode je, osim snage gubitaka, moguće izmeriti histerezijsnu petlju kao i kompleksnu permeabilnost u režimu malih signala. U četvrtom poglavlju je prikazano modelovanje snage gubitaka u režimu malih i velikih signala. Za modelovanje snage gubitaka u režimu malih signala korišćene su dve metode.

Prva je bazirana na ekvivalentnoj električnoj šemi jezgra, dok je druga bazirana na metodi konačnih elemenata. U režimu velikih signala gubici su modelovani empirijskim jednačinama i pomoću modela histerezisne petlje. U petom poglavlju su prikazani tehnološki postupci izrade ispitivanih jezgara. Opisana je priprema i izrada uzoraka. Prikazana je strukturna karakterizacija ispitivanih uzoraka. Prikazani su eksperimentalni rezultati ispitivanih uzoraka, koji se odnose na ispitivanje zavisnosti magnetskih i električnih osobina u zavisnosti od tehnološkog postupka izrade feritnih jezgara. Izračunati su parametri modela u slučaju malih i velikih signala, kao i parametri histerezisne petlje. U šestom poglavlju je data diskusija ostvarenih rezultata. U sedmom poglavlju je dat zaključak posle koga je navedena lista korišćene literature.

## 2 Stanje u oblasti istraživanja

### 2.1 Merenje magnetskih osobina feritnih Mn-Zn materijala

Najveći broj feritnih jezgara koja se koriste u elektronici je napravljen od Mn-Zn ili Ni-Zn materijala [14]-[15]. Kompleksna magnetska permeabilnost (KMP), gustina snage gubitaka (GSG) i histerezisna petlja su neki od najvažnijih parametara ovih materijala. Od tih parametara zavisi područje primene feritnih jezgara [21]. Neki materijali su dobri za pravljenje kalemova i transformatora, neki su pogodni za izradu EMI potiskivača (EMI – *Electromagnetic Interference*, eng.) [32]. Parametri feromagnetskog jezgra se određuju merenjem. Postoji mnogo metoda za merenje svakog od pomenutih parametara. Pregled ovih metoda je opisan u nastavku. Neke metode su prilagođene prostoperiodičnim signalima, dok su druge prilagođene merenju u slučaju neprostoperiodičnih signala. Takođe, postoje i metode koje su razvijene za merenje karakteristika feritnih jezgara u slučaju kada signali osim naizmjenične imaju i jednosmernu komponentu (*DC Bias*, eng.). Svaka od metoda ima svoje prednosti, ali i nedostatke u odnosu na druge metode.

Kompleksna magnetska permeabilnost može da se izmeri korišćenjem koaksijalne metode, impedansne metode ili neke od mostnih metoda. Koaksijalna metoda se zasniva na merenju parametara refleksije talasovoda u kome se nalazi ispitivano jezgro [40] [41] [45] [46] [47] [48] [49] [50] [51]. Ovaj tip merenja se vrši pomoću komercijalnih instrumenata tzv. mrežnih analizatora (*NA Network Analyzers*, eng.). Testirano jezgro (CUT – *Core under test*, eng.) se postavlja u koaksijalni držač koji je povezan talasovodom sa instrumentom. Ova tehnika ne zahteva postavljanje namotaja na jezgro. Pogodna je za merenje kompleksne permeabilnosti na visokim frekvencijama, jer isključuje parazitnu kapacitivnost i snagu gubitaka u namotajima. Nedostatak ove metode je ograničena veličina ispitivanog jezgra, koja treba da odgovara veličini koaksijalnog



držača. Sa druge strane, impedansne [18] i mostne metode [52][53][54] mogu se koristiti za ispitivanje jezgra bilo koje veličine, pri čemu se na testirano jezgro postavlja jedan namotaj. Postoji mnogo različitih realizacija ovih metoda, kao što su U-I merna tehnika [53], rezonantna tehnika sa dva voltmetra [18] ili metoda mosta [54][55][56]. Za merenje impedanse postoje veoma precizni instrumenti koji su dostupni na tržištu, kao što su npr. analizatori impedanse (IA - *Impedance Analyzer*, eng.) HP4194A ili HP4191A.

Gustina snage gubitaka se može meriti pomoću kalorimetrijske ili vatmetarske metode. Obe metode omogućavaju merenje snage gubitaka bez obzira na talasni oblik signala, sa ili bez prisustva jednosmerne komponente. Kalorimetrijska metoda se zasniva na merenju brzine promene temperature ispitivanog feritnog jezgra [57][58]. Na ispitivano jezgro se postavlja jedan namotaj. Sa obzirom na to da je potrebno sačekati da se temperatura tečnosti u kojoj je ispitivano jezgro stabilizuje, ova metoda je vremenski zahtevna. Osim toga, teško je isključiti snagu Džulovih gubitaka u namotaju. Vatmetarska metoda je metoda sa dva namotaja. Zasniva se na merenju struje pobude u primarnom namotaju i indukovano napona u sekundarnom namotaju. Izmereni signali mogu da se obrade koristeći analogno-digitalne konvertore (ADC – *Analog-to-Digital converter*, eng.) u kombinaciji sa procesorom za digitalnu obradu signala (DSP – *Digital Signal Processor*, eng.) [59] [60]. Alternativno, signali mogu biti snimljeni pomoću nekog analizatora, kao na primer HP3570A u [17] ili pomoću digitalnog osciloskopa sa ugrađenim matematičkim operacijama i memorijom za skladištenje rezultata [27] [61] [62] [63] [64] [65] [66] [67] [68] [69] [87] [86]. Ova metoda je pogodna za prostoperiodične signale bez DC komponente (DC – *Direct Current*, eng.) [61] [62] [63] [64] [65] [66], prostoperiodične signale sa DC komponentom [67] [68] kao i za nesinusoidalne signale [27][69]. U svim ovim rešenjima indukovani napon u sekundarnom namotaju se meri pomoću visokoomskih sonde otpornosti  $1M\Omega$ . Takav pristup obezbeđuje malu struju sekundarnog namotaja koja može da se zanemari. Na taj način snaga Džulovih gubitaka u sekundarnom namotaju može da se zanemari u odnosu na snagu gubitaka u jezgru. Ovo je najvažnija prednost vatmetarske metode u odnosu na kalorimetrijsku metodu.

## 2.2 Modelovanje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

Način na koji mogu da se modeluju gubici u feritnim jezgrima zavisi od više faktora, ali se generalno može razdvojiti na modelovanje u režimu malih signala i režimu velikih signala. U režimu malih signala jezgro je u linearnom režimu rada i tada se modeluje frekvencijska zavisnost KMP i GSG. U režimu velikih signala jezgro je u nelinearnom režimu rada i tada magnetske osobine u velikoj meri zavise od jačine pobudnog signala. U tom slučaju GSG može da se izračuna korišćenjem empirijskih jednačina zasnovanim na Štajnmecovom (*Charles Proteus Steinmetz*) modelu ili korišćenjem modela histerezisne petlje baziranih na Prajsahovom modelu (*Ferenc Preisach*) [28] ili Jil-Atertonovom modelu (*David C. Jiles and David L. Atherton*) [29].

### 2.2.1 Modelovanje gustine snage gubitaka u režimu malih signala

U režimu malih signala se radi lakše analize koriste kompleksni predstavnici prostoperiodičnih signala. Modelovanje se svodi na opisivanje frekvencijske zavisnosti realnog i imaginarnog dela KMP. GSG može da se odredi analitički na osnovu prethodno određenih parametara KMP uz poznavanje  $B_m$ .

Frekvencijska zavisnost KMP može da se modeluje pomoću odgovarajućih funkcija i parametara koji se određuju podešavanjem. Modeli se razlikuju po primenjenim funkcijama i broju parametara [40][70][71][72].

Drugi način modelovanja KMP je pomoću koncentrisanih elemenata, gde se magnetsko jezgro modeluje ekvivalentnom električnom šemom [72][73]. Ovakav pristup je pogodan prilikom dizajniranja elektronskih uređaja pomoću programa za simulaciju električnih kola. U nekim slučajevima ovakav pristup je jednostavniji od analitičkih funkcija pri čemu može da da veoma zadovoljavajuće rezultate [72] [73]. KMP se određuje na osnovu izračunate ekvivalentne impedanse modela. Realni deo KMP se određuje iz imaginarnog dela ekvivalentne impedanse, dok se imaginarni deo KMP određuje iz realnog dela ekvivalentne impedanse.

Treći način podrazumeva modelovanje jezgra pomoću analitičkih ili numeričkih metoda. Analitička metoda modelovanja snage gubitaka je zasnovana na teoriji elektromagnetskog polja i rešavanju Maksvelovih jednačina. Materijal se opisuje pomoću osnovnih (*intrinsic*, eng.) parametara: provodnosti, permeabilnosti i permitivnosti. Za određivanje ovih parametara se koriste izmerene vrednosti provodnosti, KMP, kompleksne električne permitivnosti (KEP) i GSG. Namjoshi u [74] i Zhang u [75] i [76] su primetili da je određivanje stvarnih vrednosti KMP i KEP veoma važno za izučavanje performansi i optimizaciju uređaja koji koriste Mn-Zn jezgra, pogotovo na visokim frekvencijama. Huang je 2008 u [77] je uporedio nekoliko analitičkih metoda za određivanje stvarnih vrednosti parametara materijala sa stanovišta tačnosti i efikasnosti. Modeli su se razlikovali u zavisnosti od upotrebljenog koordinatnog sistema i graničnih uslova. U tim radovima je objašnjeno kako sopstvene permitivnosti jezgra utiču na merenje permeabilnosti, ali isto tako i sopstvena permeabilnost jezgra utiče na tačnost merenja permitivnosti. Alternativa analitičkim metodama su numeričke metode, kao što su metoda konačnih razlika (FDM - *Finite Difference Method*, eng.) ili metoda konačnih elemenata (FEM - *Finite Element Method*, eng.). Domen u kome se računa polje se upotrebom numeričkih metoda aproksimira konačnim brojem tačaka u prostoru. U [78] su upoređeni rezultati dobijeni analitičkom metodom sa FDM metodom. Tačnost rezultata u velikoj meri zavisi od broja tačaka. Upotrebom savremenih računara takav preduslov se lako ostvaruje. U poslednjih deset godina se sve više koristi FEM metoda [79][80][81][82]. Pogodna je zato što dozvoljava neravnomeran raspored tačaka. Pomoću ove metode se mogu odrediti linije vektora magnetske indukcije, kao i njegova raspodela u poprečnom preseku jezgra. Osim toga, moguće je odrediti raspodelu GSG i tako predvideti tačku najvećeg

zagrevanja. Upotrebom brzih modernih računara sa velikom količinom radne memorije ovakav pristup dobija na prednosti. Definisanjem karakteristika materijala i korišćenjem implementiranih funkcija u programima baziranim na FEM metodi, moguće je direktno izračunavanje GSG u jezgru.

## 2.2.2 Modelovanje gustine snage gubitaka u režimu velikih signala

U slučaju velikih signala GSG zavisi ne samo od frekvencije već i od intenziteta magnetskog polja. U tom slučaju se snaga gubitaka može izračunati korišćenjem empirijskih metoda, pomoću analitičkih ili numeričkih metoda.

Empirijska metoda se zasniva na definisanju funkcije kojom može da se opiše zavisnost GSG od frekvencije i maksimalne vrednosti vektora magnetske indukcije. Najviše korišćena jednačina koja karakteriše snagu gubitaka u jezgru je data izrazom

$$P_v = C_m f^\alpha B_m^\beta, \quad (1)$$

gde je  $f$  frekvencija,  $B_m$  maksimalna vrednost vektora magnetske indukcije,  $P_v$  zapreminska gustina snage gubitaka,  $C_m, \alpha$  i  $\beta$  su parametri materijala. Jednačina se često naziva Štajnmetcova jednačina, po naučniku (*Charles Proteus Steinmetz*) koji je predložio sličnu jednačinu, bez frekvencijske zavisnosti 1892 godine [83]. Ovaj model pokazuje jako dobro slaganje sa izmerenim vrednostima pod uslovom da su jezgra izložena prostoperiodičnoj pobudi [27]. Polazeći od tog modela, razvijeni su drugi modeli pogodniji za neprostoperiodične signale [26] [84], kao i za signale koji imaju jednosmernu komponentu [27]. U [84] je prikazan dinamički model snage gubitaka koji može da se koristi u prelaznim i ustaljenim režimima. U radovima [26] [27] [84] ukupna snaga gubitaka je predstavljena kao zbir tri komponente, kao što se vidi u izrazu

$$\begin{aligned} P &= P_h + P_c + P_e \\ &= k_h f B_m^\beta + k_c (f B_m)^2 + k_e (f B_m)^{1.5}. \end{aligned} \quad (2)$$

Analitičke i numeričke metode za proračun GSG modeluju nelinearnu zavisnost intenziteta vektora magnetske indukcije  $B$  od jačine magnetskog polja  $H$ , uključujući i histerezisni efekat. Za modelovanje histerezisne petlje postoji nekoliko metoda. Najčešće se koriste Prajsahov model (*Ferenc Preisach*) [28] kao što je to prikazano u [85] [86], ili Žil-Atertonov model (*David C. Jiles and David L. Atherton*) [29] kao što je to prikazano u [87][73][88][89][90].

Autori su u [85] pokazali da se temperaturna zavisnost feritnih jezgara može uključiti u model histerezisne petlje. Proizvođači najčešće daju dve histerezisne krive na 20°C i 100°C. U [85] je pokazano da je to dovoljno da se odrede parametri kojim se može predvideti oblik histerezisne petlje na bilo kojoj temperaturi između 20°C i 100°C. Za validaciju su koristili poređenje eksperimentalnih rezultata i rezultat dobijen primenom Prajsahovog modela. U [86] je pokazano da

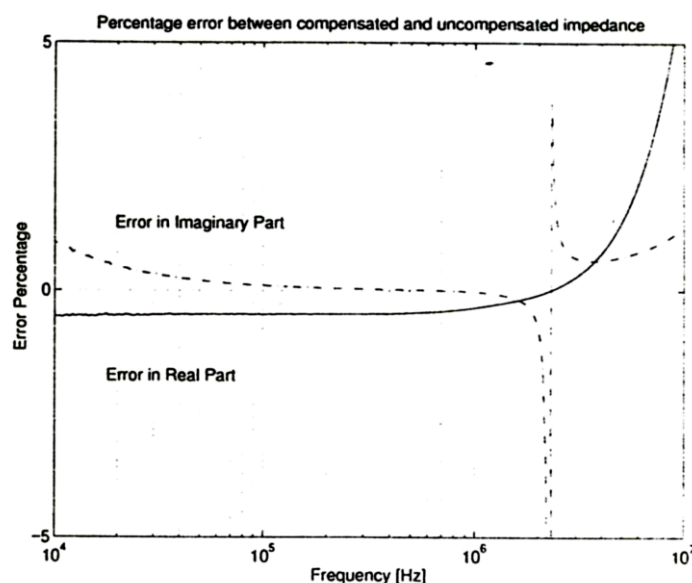
se na osnovu izmerenih vrednosti mogu sa dovoljnom preciznošću odrediti parametri Prajsahovog modela za potrebe modelovanja jezgra u frekvencijskom opsegu 50Hz-100Hz.

Metode za numeričko određivanje parametara histerezisne petlje Žil-Atertonovog modela su opisane u radovima [87][88][89][90]. U [87] je pokazano kako upotrebom savremene merne opreme i računara, mogu da se odrede parametri modela. U [88] je predložena upotreba neuronskih mreža i multidimenzionalna optimizacija kako bi se smanjilo vreme za određivanje parametara. U literaturi se mogu naći i metode za određivanje parametara koje su bazirane na genetskom algoritmu, neuronskim mrežama, fazi logici ili metode koje koriste direktnu pretragu, kao što je to navedeno u preglednom radu [90].

### 2.3 Problemi prilikom merenja magnetskih osobina feritnih materijala

Problemi prilikom merenja permeabilnosti i snage gubitaka feritnih jezgara su sažeti i nabrojani u [91] i [92], dok su detaljno opisani u doktorskoj disertaciji [93]. Feritno jezgro se pri malim signalima i relativno niskim učestanostima vrlo dobro može modelovati pomoću otpornika i kalema. Pri tome je moguće modelovati jezgro pomoću redne ili paralelne  $R-L$  veze. Permeabilnost jezgra je moguće izračunati na osnovu izmerenih vrednosti  $R$  i  $L$ . Međutim veoma je bitno da li je prilikom merenja korišćen model redne ili paralelne veze. Iz tog razloga su veoma bitne relacije koje mogu da prevedu elemente serijske veze u elemente paralelne veze [93].

Prilikom merenja napona na kalemu postoji uticaj otpornosti žice i rasipanja fluksa koji utiču na tačnost merenja. Njihov uticaj može da se kompenzuje korišćenjem metode opisane u [91]. U istom radu je pokazano da je u frekvencijskom opsegu do 2MHz greška kompenzovanog i nekompensovanog merenja u opsegu  $\pm 1\%$  (slika 2.1) i da može da se zanemari.



2.1 Greška kompenzovanog i nekompensovanog merenja impedanse u funkciji frekvencije. Preuzeto iz [91].

Uticaj veličine jezgra na tačnost merenja je veoma važna prilikom merenja karakteristika jezgra [91]. Potrebno je smanjiti efekte koji utiču na gubitke u jezgru, kao što su indukovane struje, temperaturni gradijent u jezgru i varijacija magnetske indukcije. Kako magnetska indukcija kod torusnih jezgara zavisi od rastojanja od ose torusa to znači da je njegoa vrednost veća uz unutrašnju ivicu. Ova varijacija se, prilikom računanja induktivnosti, kompenzuje korišćenjem efektivne dužine jezgra  $l_e$ , efektivnog poprečnog preseka jezgra  $A_e$  i efektivne zapremine  $V_e$  definisanih izrazima

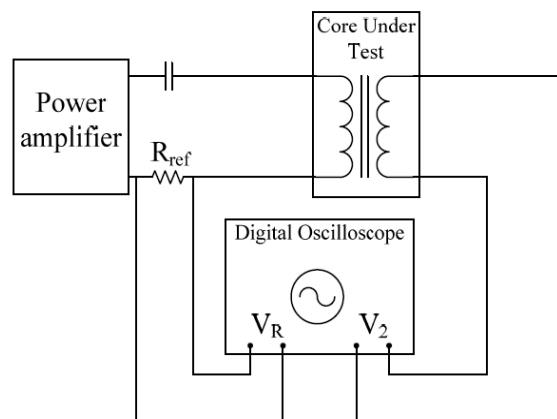
$$A_e = \frac{h \ln^2(r_{out}/r_{in})}{(1/r_{in} - 1/r_{out})}, \quad (3)$$

$$l_e = \frac{2\pi(r_{out} - r_{in})}{\ln(r_{out}/r_{in})}, \quad (4)$$

$$V_e = A_e l_e, \quad (5)$$

gde je  $r_{in}$ ,  $r_{out}$  unutrašnji i spoljašnji poluprečnik torusnog jezgra, a  $h$  visina jezgra. Kako bi se smanjili efekti neravnomerne raspodele magnetske indukcije, poželjno je koristiti jezgra kod kojih je odnos spoljašnjeg i unutrašnjeg poluprečnika između 1.5 i 2 [91].

Merenje permeabilnosti i snage gubitaka je moguće izvršiti pomoću jednog namotaja ili dva namotaja [93]. Metode koje koriste jedan namotaj su jednostavnije i lakše se kalibrišu [93]. Dobre su za manja jezgra bez vazdušnog zazora [93]. Neke od metoda sa jednim kalemom su korišćene u [52][53][54]. Kod metoda koje koriste dva kalema, tzv. vatmetarske metode, jedan kalem služi za pobudu jezgra, a drugi za merenje indukovanog napona usled promenljivog fluksa u jezgru, kao što je prikazano na slici 2.2. Prednost ove metode je eliminacija uticaja otpornosti sekundarnog namotaja [93] [94].

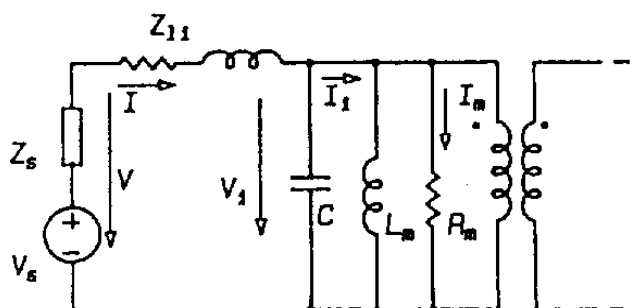


2.2 Električna šema kola za merenje snage gubitaka u jezgru primenom vatmetarske metode. Preuzeto iz [94].

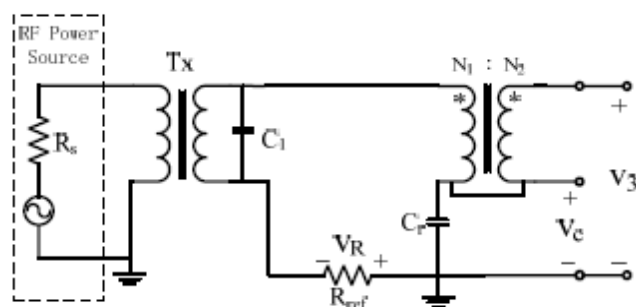
## 2. Stanje u oblasti istraživanja

Snaga gubitaka u jezgru se izračunava na osnovu izmerenog napona  $v_R$  i napona  $v_2$ . Mana ove metode je greška merenja koja nastaje kao posledica faznog pomeraja između dva izmerena signala kao što je opisano u [64]. Napon  $v_R$  je u fazi sa strujom u primarnom namotaju (koja je ujedno i struja magnetizacije), a napon  $v_2$  je u fazi sa indukovanim naponom na krajevima sekundarnog namotaja. Mana ove metode je greška merenja koja nastaje kao posledica faznog pomeraja između dva izmerena signala kao što je opisano u [64]. Kako snaga gubitaka pored amplituda zavisi i od faznog pomeraja između izmerenih signala, to znači da greška u faznom pomeraju unosi grešku u proračun snage gubitaka. Uticaj greške merenja faznog pomeraja je veći ukoliko je ugao između struje magnetizacije i indukovanog napona bliži  $90^\circ$ . Ovaj problem može da se umanjí modifikacijama vatmetarske metode, dodavanjem kondenzatora ili vazdušnog transformatora [17][64][68].

U prvom slučaju, kondenzator može da se poveže paralelno sa jezgrom kao u [17] (slika 2.3), ili redno sa jezgrom kao u [64] (slika 2.4). Na ovaj način se smanjuje ugao između merenih veličina, a samim tim i osetljivost metode na fazni pomeraj. Ovo rešenje je dobro samo za prostoperiodične pobude zato što je smanjenje faznog pomeraja dodavanjem kondenzatora efikasno samo u okolini rezonantne frekvencije.



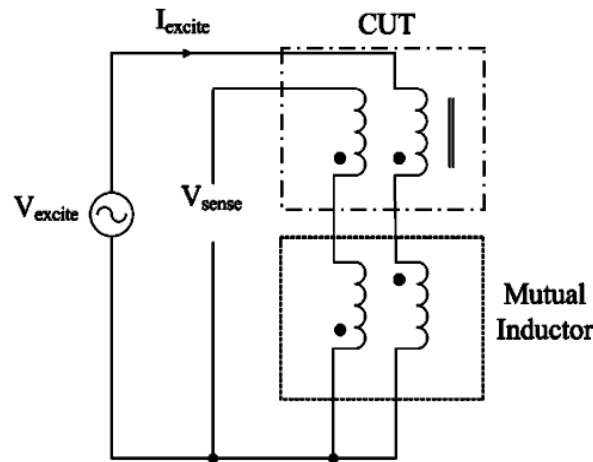
2.3 Dodavanje kondenzatora u paralelu sa testiranim kalemom. Preuzeto iz [17].



2.4 Dodavanje kondenzatora na red sa testiranim kalemom. Preuzeto iz [64].

Drugi način smanjenja faznog pomeraja može da se dobije dodavanjem vazdušnog transformatora, kao što je prikazano na slici 2.5, i opisano u [68]. Na ovaj način se fazni pomeraj između merenih veličina svodi na nulu bez obzira na frekvenciju na kojoj se meri. U [69] je prikazana analiza

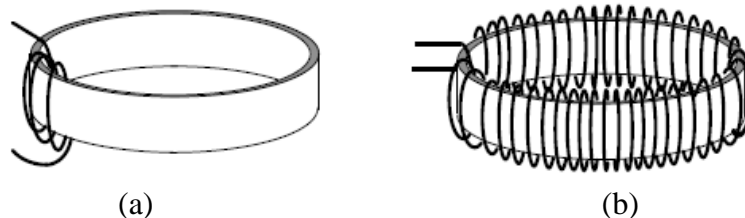
modifikacija vatmetarske metode: one sa kondenzatorom dodatim na red sa testiranim kalemom [64] i one sa dodatim vazдушnim transformatorom [68].



### 2.5 Dodavanje vazdušnog transformatora sa negativnom povratnom spregom. Preuzeto iz [68].

Temperaturni gradijent u jezgru takođe može da utiče na tačnost merenja [91]. Karakteristike feritnih jezgara u velikoj meri zavise od temperature. Ukoliko nisu svi delovi jezgra na istoj temperaturi merni rezultati mogu biti pogrešni [91]. To se može izbeći: upotrebom tankih jezgara sa malim odnosom spoljašnjeg i unutrašnjeg prečnika, ili korišćenjem opreme za merenje koja pobuđuje jezgro u kratkim vremenskim intervalima. Ukoliko se mere karakteristike jezgra u funkciji temperature, potrebno je sačekati barem 20 minuta dok se ne uspostavi ista temperatura unutar jezgra [92][93].

Na tačnost merenja utiče i način motanja odnosno postavljanja namotaja na torusno jezgro [91][92][93][100]. U [91] su upoređeni rezultati merenja dobijeni pomoću dva različito postavljena namotaja: prvi je lokalizovano postavljen, a drugi je uniformno raspoređen po obimu torusnog jezgra (slika 2.6). Na osnovu rezultata merenja, utvrđeno je da i lokalizovano postavljen i uniformno raspoređen namotaj daju približno isti fluks. To je zato što je relativna permeabilnost feritnih jezgara vrlo velika i rasipanje fluksa se može zanemariti. Što se tiče snage gubitaka, lokalizovano postavljen namotaj rezultuje sa manjom snagom u odnosu na uniformno raspoređen namotaj.



2.6 (a) Lokalizovano postavljen i (b) uniformno raspoređen namotaj. Preuzeto iz [91].

Kod metoda koje koriste dva namotaja, preporučuje se da se namotaji postave bifilarno, kao što je prikazano na slici 2.7. Na ovaj način je obezbeđen odnos 1:1 primarnog i sekundarnog broja

zavojaka bez obzira na rasipni fluks [94]. Bifilarnim motanjem je osigurana ista vrednost napona primarnog i sekundarnog namotaja čime se smanjuje i efekat parazitne kapacitivnost između primarnog i sekundarnog namotaj.



**2.7 Torusno jezgro sa bifilarnim namotajima.**

Na tačnost merenja može da utiče i veličina jezgra. U [91] je pokazano da kod većih jezgara postoji odstupanje snage gubitaka od one koja se očekuje za taj tip materijala. U primerima analiziranim u [91], izmerena snaga gubitaka je veća od one koju je predvideo proizvođač.



## 3 Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

U okviru disertacije je razvijena metoda za merenje gustine snage gubitaka (GSG) u feritnim jezgrima. Metoda je bazirana na vatmetarskoj metodi kod koje se na ispitivano jezgro postavljaju dva namotaja. GSG se određuje na osnovu izmerene struje primarnog namotaja i izmerenog indukovano napona na krajevima otvorenog sekundarnog namotaja. Struja primarnog namotaja se meri posredno, merenjem napona na senzorskom otporniku postavljenom u kolo primara. Napon sekundarnog namotaja meri se neposredno. Za merenje ovih napona koriste se osciloskopi ili drugi uređaji za merenje napona. Za pobuđivanje jezgra koriste se funkcijski generator i RF pojačavač. Osim vatmetarske metode postoje i druge metode za merenje GSG, ali se ova metoda najčešće koristi zbog svojih prednosti navedenih u poglavlju 2.1.

Vatmetarska metoda ima i svojih nedostataka. Jedan od problema je osetljivost metode na fazni pomeraj između pobudne struje i indukovano napona. Mala greška u merenju faznog pomeraja može da unese veliku grešku u proračun snage gubitaka. Uticaj greške merenja faznog pomeraja na rezultat proračuna je veći ukoliko je fazni pomeraj između pobudne struje i indukovano napona bliži  $90^\circ$ . Ovaj problem može da se umanja modifikacijom metode dodavanjem komponenti kao što su kondenzator [17] [64] ili vazdušni transformator [68]. Kondenzator se koristi samo u slučaju prostoperiodičnih signala, dok je vazdušni transformator pogodan za sve oblike signala. Problem sa vazdušnim transformatorom su parazitni efekti koji ograničavaju metodu na merenje snage gubitaka feritnih jezgara čija je induktivnost manja od 100nH [94]. U [94] je predloženo da se umesto vazdušnog transformatora koristi neko drugo feritno jezgro čiji su gubici mnogo manji od gubitaka ispitivanog jezgra. Jezgra koja imaju malu

permeabilnost i male gubitke su pogodna zamena za vazdušni transformator. Jezgro male ali stabilne i kontrolisane permeabilnosti se može napraviti od dva jednaka U-jezgra, koja imaju veliku permeabilnost. Permeabilnost se u tom slučaju kontroliše širinom procepa između dva U-jezgra, koji se meri mikrometrom [94]. Ovakvo rešenje je tehnički veoma zahtevno.

U okviru disertacije je ispitana mogućnost primene vatmetarske metode uz upotrebu postojeće laboratorijske opreme kojom bi moglo da se izvrši merenje GSG. U pitanju je veoma kvalitetan digitalni osciloskop sa memorijom DSO 90604A (DSO – *Digital Storage Oscilloscope*, eng.) koji ima ugrađene funkcije za obradu signala. Osciloskop ima mogućnost snimanja vremenskih odbiraka u spoljašnju datoteku. Takvi podaci mogu da se obrađuju u nekom posebnom programskom paketu u kome se implementiraju matematičke operacije potrebne za izračunavanje GSG. Na ovaj način se metoda i oprema za merenje snage gubitaka mogu upotrebiti i za merenje kompleksne permeabilnosti. Za razliku od klasičnih osciloskopa sa visokoomskom ulaznom otpornošću ( $1\text{M}\Omega$ ), upotrebljeni DSO ima ulaznu otpornost  $50\Omega$ . Mala ulazna otpornost DSO predstavlja opterećenje na sekundarnom namotaju što znači da struja sekundara nije više zanemarljiva. Dodatna karakteristika DSO je i maksimalna vrednost ulaznog napona  $10\text{V}_{\text{pp}}$  (pp – *Peak to Peak*, eng.). Kako bi se upotrebljeni DSO iskoristio za merenje snage gubitaka, izvršena je modifikovacija vatmetarske metode na način koji je opisan u poglavlju 3.1.

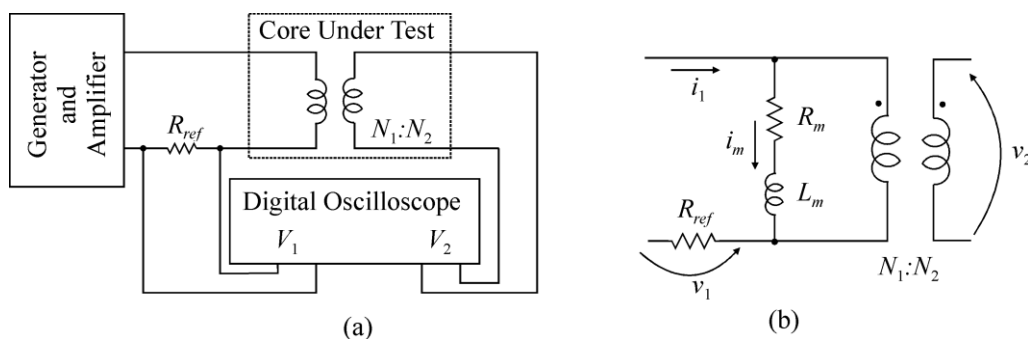
Primenom modifikovane vatmetarske metode je osim GSG, moguće izvršiti i merenja histerezisne petlje kao i kompleksne magnetske permeabilosti (KMP) na način opisan u ovoj disertaciji. Primenom modifikovane vatmetarske metode prikazane u ovoj disertaciji moguće je odrediti zavisnost GSG, histerezisne petlje i KMP od frekvencije i magnetske indukcije.

Osetljivost metode na grešku merenja faznog pomeraja je jedna od nedostataka vatmetarske metode i analizirana je u poglavlju 3.1. Uticaj opterećenog sekundara na struju magnetizacije je opisan u delu 3.2, dok je uticaj na opseg merenja prikazan u delu 3.3. Analiza greške merenja GSG je prikazana u poglavlju 3.3. Merna oprema korišćena za merenje GSG, histerezisne petlje i KMP, kao i procedura merenja je opisana u delu 3.5. Za obradu izmerenih podataka je u okviru disertacije razvijen program za obradu podataka sa grafičkom korisničkom konzolom. Funkcije i delovi programa su opisani u delu 3.6. Predložena metoda je testirana na komercijalnim jezgrima sa dostupnim kataloškim podacima, koji su korišćeni za poređenje sa izmerenim rezultatima. Rezultati verifikacije su prikazani u poglavlju 3.7.

#### 3.1 Opis merne metode

Merna metoda predložena u okviru ove disertacije se bazira na klasičnoj vatmetarskoj metodi. U cilju boljeg razumevanja uticaja izmena koje su predložene, najpre je dat pregled klasične vatmetarske metode.

Snaga gubitka u feritnim jezgrima se najčešće meri vatmetarskom metodom - metodom sa dva namotaja postavljenih na ispitivano jezgro, slika 3.1(a). Jezgro se modeluje kao redna veza kalema inuktivnosti  $L_m$ , i otpornika otpornosti  $R_m$ , slika 3.1(b). Otpornikom se modeluju gubici u jezgru. Metoda se bazira na merenju pobudne struje primarnog namotaja i indukovanog napona na sekundarnom namotaju. Merenje pobudne struje primarnog namotaja se svodi na merenje napona na otporniku postavljenom u kolo primarnog namotaja uz primenu Omovog zakona. Indukovani napon na krajevima sekundarnog namotaja transformatora se meri direktnim povezivanjem sonde osciloskopa. Osciloskop i sonde koje se koriste u klasičnoj vatmetarskoj metodi imaju visokoomske ulaze čime je postignut režim rada transformatora sa otvorenim sekundarom. Šema merne postavke vatmetarske metode u kojoj se za merenje napona koristi osciloskop sa visokoomskim ulazima je prikazana na slici 3.1(a), dok je ekvivalentna električna šema prikazana na slici 3.1(b).



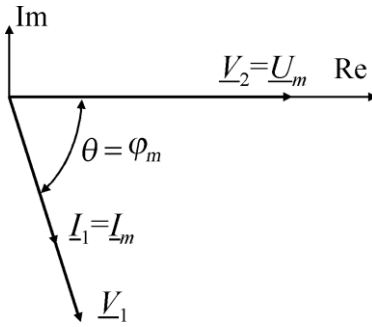
3.1 Vatmetarska metoda sa osciloskopom sa visokoomskim ulazima i ekvivalentna električna šema.

Kod ove metode je izmereni napon  $v_2$  je praktično jednak indukovanom naponu na sekundaru  $u_m$ . Zbog zanemarljivo male struje sekundara, snaga džulovih gubitaka u žici sekundarnog namotaja je takođe zanemarljivo mala, a struja magnetizacije jezgra  $i_m$  je jednaka struji primarnog namotaja  $i_1$ . Snaga gubitaka u jezgru se određuje pomoću izraza

$$P_{core} = \frac{1}{T} \int_0^T i_m \cdot u_m dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{v_1}{R_{ref}} \cdot v_2 dt, \quad (6)$$

gde je  $T$  osnovna perioda izmerenih signala.

Problem kod klasične vatmetarske metode je njena velika osetljivost na grešku merenja fazne razlike između izmerenih napona  $v_1$  i  $v_2$ . Izvori ove greške su parazitna inuktivnost senzorskog otpornika, neuparenost sonde koje se koriste za merenje napona  $v_1$  i  $v_2$ , i frekvencija osciloskopa kojom se vrši uzorkovanje izmerenih signala, kao što je opisano u radovima [57] [59] [63] [64] [67]. U slučaju prostoperiodične pobude fazorski dijagram napona i struja primenom klasične vatmetarske metode je prikazan na slici 3.2.



**3.2 Fazorski dijagram napona i struja primenom klasične vatmetarske metode.**

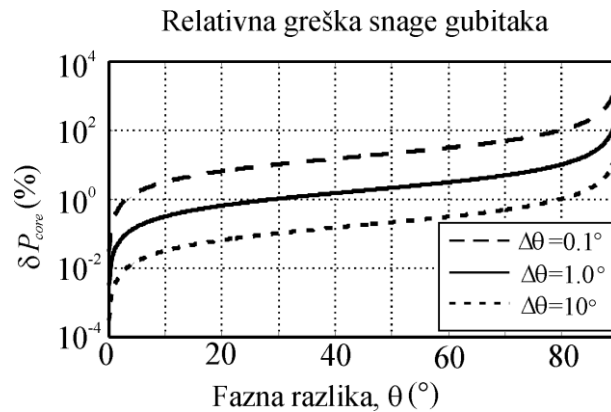
Kod feritnih jezgara koji imaju male gubitke reaktansa magnetizacije  $X_m = \omega L_m$ , je mnogo veća od otpornosti  $R_m$ . Kod takvih jezgara fazna razlika  $\theta$  između merenih napona  $v_1$  i  $v_2$  je veoma blizu  $\pi/2$ . Kod klasične metode fazna razlika  $\theta$  je jednaka uglu  $\varphi_m$  koji predstavlja argument impedanse magnetizacije  $\underline{Z}_m = R_m + jX_m$ , kao što je ilustrovano na slici 3.2. Mala greška merenja fazne razlike (*Phase Discrepancy*, eng.) može da unese veliku grešku pri izračunavanju snage gubitaka. U slučaju prostoperiodične pobude, osetljivost klasične vatmetarske metode na grešku merenja fazne razlike je jednako tangensu ugla  $\theta$  [92]. Relativna greška merenja snage gubitaka može de se izračuna pomoću izraza

$$\delta P_{core} = \tan(\theta) \cdot \Delta\theta = \tan(\varphi_m) \cdot \Delta\varphi_m, \tag{7}$$

gde je  $\Delta\theta$  greška merenja fazne razlike koja je kod klasične vatmetarske metode određena izrazom

$$\Delta\theta = \theta_r + \theta_p + \theta_s, \tag{8}$$

u kome je  $\theta_r$  doprinos grešci merenja fazne razlike usled parazitne induktivnosti senzorskog otpornika,  $\theta_p$  je doprinos usled neuparenosti sonde, a  $\theta_s$  je doprinos usled frekvencije semplovanja [94]. Zavisnost relativne greške snage gubitaka od fazne razlike  $\theta$  za tri vrednosti  $\Delta\theta$  je prikazana na slici 3.3.



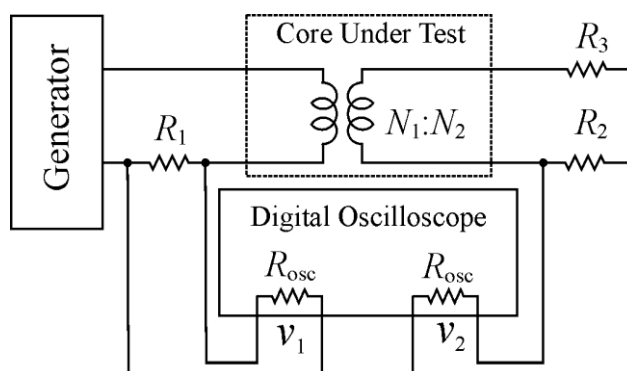
**3.3 Relativna greška snage gubitaka u funkciji greške merenja fazne razlike.**

Na osnovu grafika prikazanih na slici 3.2 može da se vidi da  $\Delta\theta = 1^\circ$  proizvodi grešku merenja veću od 100% ukoliko je fazna razlika  $\theta$  između izmerenih napona  $v_1$  i  $v_2$  blizu  $\pi/2$  ( $90^\circ$ ).

Relativna greška data izrazom (7) je proizvod dva člana. Prvi član je osetljivost a drugi član je greška merenja fazne razlike. Relativna greška merenja snage gubitaka može da se smanji korišćenjem opreme koja unosi manju grešku merenja fazne razlike i/ili dodavanjem elemenata koji bi smanjili osetljivost metode. S obzirom na ponašanje funkcije  $\tan(\theta)$ , u cilju smanjenja osetljivosti metode na grešku merenja fazne razlike  $\Delta\theta$ , predloženo je dodavanje kondenzatora [17][64] ili transformatora sa jezgrom čiji su gubici mnogo manji od testiranog jezgra [94].

Prethodno prikazana analiza se odnosi na merenje snage gubitaka pomoću osciloskopa sa visokoomskim sondama. U okviru ove disertacije predložena je primena modifikovane vatmetarske metode i izvršena je analiza greške merenja.

Šema merne postavke modifikovane vatmetarske metode, predložene u ovoj disertaciji, je prikazana na slici 3.4. Za merenje napona  $v_1$  i  $v_2$  upotrebljen je digitalni osciloskop DSO90604 sa malom ulaznom otpornošću. DSO je osciloskop visokih performansi proizvođača Keysight Technology®, sa analognim propusnim opsegom do 6 GHz i frekvencijom uzorkovanja od  $20 \cdot 10^9$  odbiraka u sekundi na svakom od četiri kanala [95]. Svi kanali imaju ulaznu impedansu od  $50\Omega$ . Povezivanje sonde male otpornosti u kolo sekundarnog namotaja izaziva značajnu struju u sekundarnom namotaju. U ovom slučaju struja sekundara ne može da se zanemari što znači da nije ispunjena polazna pretpostavka analize greške koja se koristi kod klasične metode. U cilju smanjenja ove struje postavljen je otpornik  $R_3$  vezan redno sa otpornikom  $R_2$ , koji se koristi kao senzorski otpornik za merenje struje sekundara. Otpornik  $R_1$  se koristi kao senzorski otpornik za merenje struja primarnog namotaja. Dve pasivne  $50\Omega$  sonde se koriste za merenje napona  $v_1$  i  $v_2$  na senzorskim otpornicima  $R_1$  i  $R_2$ , respektivno. Kao generator prostoperiodičnih signala, upotrebljen je HP3314A sa 20MHz frekvencijskim opsegom i  $20V_{pp}$  izlaznog napona. Otpornost otpornika  $R_1$  i  $R_2$  je  $50\Omega$ , a odabrana je tako da odgovara ulaznoj otpornosti DSO. Otpornost otpornika  $R_3$  je analizirana u poglavlju 3.2.

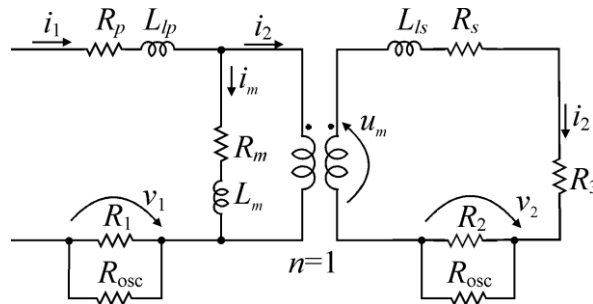


3.4 Električna šema merne postavke modifikovane vatmetarske metode.

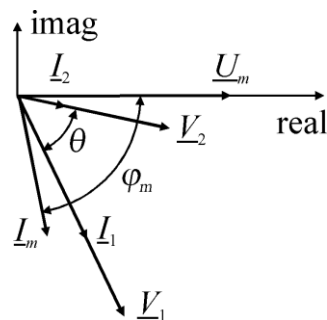
Ekvivalentna električna šema predložene modifikovane vatmetarske metode je prikazan na slici 3.5. Jezgro je modelovano rednom vezom otpornika otpornosti  $R_m$  i kalema induktivnosti  $L_m$ . Elementi  $R_p$  i  $R_s$  ekvivalentnog modela predstavljaju otpornost namotaja primara i sekundara,

### 3. Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

respektivno. Rasipni fluks je modelovan dodavanjem kalemova u kolo primara i sekundara induktivnost  $L_{lp}$  i  $L_{ls}$ , respektivno. Broj zavojaka  $N_1$  na primarnoj i  $N_2$  na sekundarnoj strani je jednak, čime je ostvaren jedinični prenosni odnos. U modifikovanoj metodi, fazna razlika  $\theta$  između izmerenih napona  $v_1$  i  $v_2$  je manja od ugla  $\varphi_m$  (argument impedanse  $\underline{Z}_m$ ), kao što je prikazano na fazorskom dijagramu prikazanom na slici 3.6.



3.5 Ekvivalentna električna šema predložene modifikovane vatmetarske metode.



3.6 Fazorski dijagram napona i struja predložene modifikovane vatmetarske metode.

Snaga gubitaka u jezgru  $P_{core}$  se određuje pomoću izraza

$$P_{core} = \frac{1}{T} \int_0^T u_m \cdot i_m dt, \quad (9)$$

gde je  $T$  osnovna perioda izmerenog napona,  $i_m$  je struja magnetizacije, a  $u_m$  indukovani napon na krajevima sekundara. Gustina snage gubitaka  $P_v$  je određena pomoću izraza

$$P_v = \frac{P_{core}}{V_e}, \quad (10)$$

gde je  $P_{core}$  snaga gubitaka a  $V_e$  efektivna zapremina torusnog jezgra (5). Struja magnetizacije i indukovani napon se, kod modifikovane metode predložene u disertaciji, određuju na osnovu izmerenih napona  $v_1$  i  $v_2$  pomoću izraza

$$i_m = i_1 - i_2 = \frac{v_1}{R_{e1}} - \frac{v_2}{R_{e2}}, \quad (11)$$

$$u_m = \frac{v_2}{R_{e2}} \cdot (R_s + R_3 + R_{e2}) + \frac{L_{ls}}{R_{e2}} \frac{dv_2}{dt}. \quad (12)$$

U ovim izrazima  $R_{e1}$  je ekvivalentna otpornost paralelne veze senzorskog otpornika  $R_1$  i ulazne otpornosti osciloskopa  $R_{osc}$ , dok je  $R_{e2}$  ekvivalentna otpornost paralelne veze senzorskog otpornika  $R_2$  i ulazne otpornosti osciloskopa, videti sliku 3.5. Kako je otpornost sonde osciloskopa ista kao otpornost senzorskih otpornika  $R_1$  i  $R_2$ , ekvivalentna otpornost paralelne veze senzorskih otpornika i ulazne otpornosti DSO je  $25\Omega$ .

Nedostatak ove modifikovane metode je prisustvo struje  $i_2$  koja izaziva smanjenje struje magnetizacije i onemogućava zanemarivanje snage Džulovih gubitaka u žici sekundarnog namotaja. Još jedna mana metode je greška merenja fazne razlike, što je uobičajeno za vatmetarske metode. Obe ove mane su analizirane i diskutovane u nastavku.

### 3.2 Struja magnetizacije

Napon indukovani na krajevima sekundara  $u_m$ , a samim tim i struja sekundara  $i_2$ , su proporcionalni frekvenciji pobudnog signala. Na osnovu izraza (11) može da se primeti da se povećanjem struje sekundara smanjuje struja magnetizacije  $i_m$ . Smanjenje struje magnetizacije postaje sve izraženije sa povećanjem frekvencije. Jedno jednostavno rešenje da se prevaziđe ovaj problem je dodavanje otpornika  $R_3$  na red sa senzorskim otpornikom  $R_2$ , kao što je prikazano na slici 3.4 u prethodnom poglavlju. Otpornost otpornika  $R_3$ , kojim bi mogla da se smanji struja  $i_2$ , zavisi od frekvencije pobudnog signala i permeabilnosti testiranog jezgra. Povećanjem frekvencije potrebno je povećati i otpornost  $R_3$ . Otpornost  $R_3$  takođe mora biti veća kod jezgra veće permeabilnosti. U cilju analize uticaja otpornosti otpornika  $R_3$  na struju magnetizacije, modifikovana metoda je testirana na komercijalnim toroidnim jezgrima. U analizi su korišćena dva Mn-Zn jezgra proizvođača Ferroxcube [96] (3F3 relativne permeabilnosti 1800 i 3E5 relativne permeabilnosti 10000) i jedno Ni-Zn jezgro proizvođača Fair-rite [97] (52 relativne permeabilnosti 250). U tabeli 3.1 su date dimenzije jezgara kao i parametri modela jezgara izračunati za zadati broj namotaja i zadatu radnu frekvenciju. Ovi parametri su korišćeni za određivanje minimalne otpornosti otpornika  $R_3$  kojim bi mogla da se smanji struja  $i_2$  na zanemarljivu vrednost. Na osnovu karakteristika upotrebljenih jezgara, datih od strane proizvođača (Prilog 1), otpornost gubitaka jezgra  $R_m$  i reaktansa magnetizacije  $X_m$  je izračunata za svako jezgro na dve frekvencije. Otpornost žice namotaja  $R_s$  je izračunata pod pretpostavkom da je žica od bakra kružnog poprečnog preseka pri čemu je uključen površinski efekat. Prečnik žice je 0,4 mm. Dužina žice zavisi od dimenzija jezgra i broja namotaja, pri čemu je maksimalna dužina žice bila 260 mm. Reaktansa  $X_{ls}$  koja modeluje rasipanje fluksa zavisi od koeficijenta sprege  $k$  i reaktanse  $X_m$  i može da se odredi pomoću izraza

### 3. Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

$$X_{ls} = (1-k) X_m. \quad (13)$$

Koeficijent sprege zavisi od relativne permeabilnosti jezgra. Ukoliko je permeabilnost velika, manji je procenat rasipnog fluksa, i koeficijent sprege  $k$  je bliži jedinici. U slučaju torusnih jezgara rasipanje fluksa je veoma malo. Iz literature je poznato da je kod feritnih torusnih jezgara to rasipanje oko 1% [67]. Iste vrednosti su dobijene merenjem koeficijenta sprege jezgara datih u tabeli 3.1, pri čemu je merenje urađeno pomoću analizatora impedanse HP4194A primenom metode date u [98]. To znači da je reaktansa  $X_{ls}$  približno 100 puta manja od reaktanse  $X_m$ .

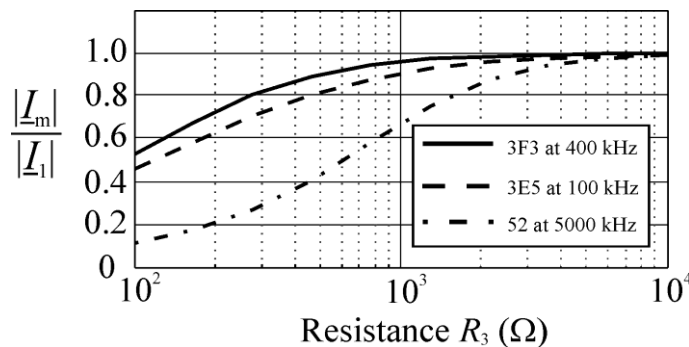
#### 3.1 Dimenzije jezgara (OD/ID/H) i parametri modela jezgra korišćeni za proračun otpornosti otpornika $R_3$ . OD – spoljašnji prečnik, ID – unutrašnji prečnik i H – visina jezgra u (mm).

Uzorak	Materijal (OD/ID/H)	$N$	$f$ (kHz)	$R_m$ ( $\Omega$ )	$X_m$ ( $\Omega$ )	$\varphi_m$ ( $^\circ$ )	$R_s$ (m $\Omega$ )	$X_{ls}$ ( $\Omega$ )
1	3F3 14 / 9 / 5	13	100	6.92	88.31	85.52	31.96	0.88
		13	400	43.84	329.7	82.42	38.89	3.29
2	3E5 10 / 6 / 4	10	30	16.35	65.4	75.96	21.39	0.62
		10	100	163.5	218.0	53.13	21.76	1.55
3	52 9 / 5 / 3	20	1000	3.1	276.5	89.4	147.0	2.76
		20	5000	92.1	1382.3	86.2	265.5	13.82

Ako je pobuda prostoperiodična i sredina linearna tada se veličine date u vremenskom domenu mogu predstaviti u kompleksnom domenu pomoću fazora. Kako je prenosni odnos transformatora  $n = N_1/N_2$  jednak jedinici, za određivanje struje magnetizacije, slika 3.5, može da se primeni strujni razdelnik

$$\underline{I}_m = \underline{I}_1 \frac{\underline{Z}_s + R_3 + R_{e2}}{\underline{Z}_m + \underline{Z}_s + R_3 + R_{e2}}, \quad (14)$$

gde je  $\underline{Z}_s = R_s + jX_{ls}$  i  $\underline{Z}_m = R_m + jX_m$ . Na slici 3.7 je prikazan odnos efektivnih vrednosti struje magnetizacije i struje primarnog namotaja u funkciji otpornosti otpornika  $R_3$  za sva tri jezgra iz tabele 3.1.



3.7 Odnos efektivnih vrednosti struje magnetizacije i struje primarnog namotaja u funkciji otpornosti otpornika  $R_3$  za uzorke 1, 2, i 3.



Svako od analiziranih jezgara ima radni frekvencijski opseg, čije su donje i gornje granične frekvencije navedene u tabeli 3.1. Za ispitivanje uticaja otpornosti otpornika  $R_3$  na struju magnetizacije izabrane su gornje granične frekvencije jer je to strožiji uslov. Za  $R_3=100\Omega$  u slučaju Mn-Zn materijala samo 50% primarne struje se koristi za magnetizaciju jezgra. Kod Ni-Zn materijala taj odnos je svega 10%. Za  $R_3=1000\Omega$  u slučaju Mn-Zn materijala više od 90% primarne struje čini struju magnetizacije. Da bi se postigao isti odnos za Ni-Zn,  $R_3$  mora biti minimalno  $5000\Omega$ . Ova velika vrednost je posledica većeg frekvencijskog opsega u kojem se mere karakteristike Ni-Zn materijala u odnosu na frekvencijski opseg u kojem se mere karakteristike Mn-Zn materijala. Ukoliko se odabere dovoljno velika vrednost otpornika  $R_3$  tada uticaj struje sekundara na ukupno magnetsko polje postaje zanemarljiv.

### 3.3 Greška merenja snage gubitaka

U poglavlju 3.1 je napomenuto da na grešku merenja snage gubitaka u velikoj meri utiče greška merenja fazne razlike između izmerenih signala. U ovom delu je analiziran uticaj greške merenja fazne razlike na tačnost merenja snage gubitaka koristeći ekvivalentnu električnu šemu prikazanu na slici 3.5. U slučaju prostoperiodičnih signala problem može da se analizira u kompleksnom domenu koristeći fazore. Fazorski dijagram je prikazan na slici 3.6. Polazeći od izraza (11) i (12) snaga gubitaka može da se izračuna pomoću izraza

$$\begin{aligned} P_{core} &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{V_2}{R_{e2}} (R_{e2} + R_3 + \underline{Z}_s) \cdot \left( \frac{V_1}{R_{e1}} - \frac{V_2}{R_{e2}} \right)^* \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \underline{V}_2 \underline{V}_1^* \frac{(R_{e2} + R_3 + \underline{Z}_s)}{R_{e2}^2} \cdot \left( 1 - \frac{V_2}{V_1} \right)^* \right\}, \end{aligned} \quad (15)$$

koji nakon sređivanja i uz pretpostavku da je  $\underline{V}_1 = V_1 e^{j0}$ ,  $\underline{V}_2 = V_2 e^{j\theta}$  i  $R_{e1} = R_{e2}$  se svodi na izraz

$$P_{core} = \operatorname{Re} \left\{ V_2 V_1 e^{j\theta} \frac{R_{e2} + R_3 + \underline{Z}_s}{R_{e2}^2} \cdot \left( 1 - \frac{V_2}{V_1} e^{-j\theta} \right) \right\}, \quad (16)$$

gde su  $V_1$  i  $V_2$  efektivne vrednosti izmerenih napona  $v_1$  i  $v_2$ , respektivno. Otpornost žice sekundarnog namotaja  $R_s$  i induktivnost kojom se modeluje rasipanje fluksa  $L_{ls}$  uključeni su u impedansu  $\underline{Z}_s = R_s + j\omega L_{ls}$ . Konačan izraz za snagu gubitaka u jezgru je dat izrazom

$$P_{core} = Y V_2 V_1 \left( \cos(\theta + \gamma) - \frac{V_2}{V_1} \cos(\gamma) \right), \quad (17)$$

gde je

### 3. Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

$$Y = \left| \frac{R_{e2} + R_3 + R_s + jX_{ls}}{R_{e2}^2} \right| \quad \text{i} \quad \gamma = \arg \left\{ \frac{R_{e2} + R_3 + R_s + jX_{ls}}{R_{e2}^2} \right\}. \quad (18)$$

Relativna greška merenja snage gubitaka kao posledica greške merenja fazne razlike je izvedena iz izraza (16) i iskazana je izrazom

$$\delta P_{core} = \frac{\Delta P_{core}}{P_{core}} = \frac{\sin(\theta + \gamma)}{\cos(\theta + \gamma) - V_2/V_1 \cdot \cos(\gamma)} \cdot \Delta\theta, \quad (19)$$

pri čemu je apsolutna greška  $\Delta P_{core}$  određena izrazom

$$\Delta P_{core} = \frac{\partial P_{core}}{\partial \theta} \Delta\theta, \quad (20)$$

gde je greška merenja fazne razlike određena izrazom (8), u kome je  $\theta_r$  doprinos grešci merenja fazne razlike usled parazitne induktivnosti senzorskih otpornika i otpornika  $R_3$ ,  $\theta_p$  doprinos grešci merenja fazne razlike usled neuparenosti sonde, a  $\theta_s$  doprinos usled frekvencije uzorkovanja (*Sampling frequency*, eng.)

U tabeli 3.2 su prikazane uporedne vrednosti relativne greške snage gubitaka izračunate pomoću izraza (7) i (19). Prilikom poređenja su pretpostavljene sledeće vrednosti:  $k=0.99$ ,  $\Delta\theta=0.1^\circ$  i  $R_3=1000\Omega$  za Mn-Zn jezgra 3F3 i 3E5, odnosno  $R_3=5000\Omega$  za Ni-Zn jezgro 52.

**3.2 Uporedne vrednosti relativne greške merenja snage gubitaka klasične i modifikovane vatmetarske metode izračunate na donjoj i gornjoj frekvenciji za svako jezgro.**

No.	Jezgro	N	f (kHz)	Klasična		Modifikovana		
				$\varphi_m$ (°)	$\delta P_{core}$ (%)	$\theta$ (°)	$\gamma$ (°)	$\delta P_{core}$ (%)
1	3F3 (14/9/5) <sup>1)</sup>	13	100	85.52	2.227	80.58	0.0498	2.227
2			400	82.42	1.312	65.12	0.1860	1.314
3	3E5 (10/6/4) <sup>1)</sup>	10	30	75.96	0.6981	72.29	0.0367	0.6981
4			100	53.13	0.2327	42.53	0.1223	0.2328
5	52 (9/5/3) <sup>1)</sup>	20	1000	89.35	15.567	86.18	0.0324	15.589
6			5000	86.18	2.6195	70.93	0.1621	2.6246

<sup>1)</sup> (OD/ID/H) – OD spoljašnji prečnik, ID unutrašnji prečnik, H visina jezgra u mm.

Ugao  $\varphi_m$  je preuzet iz tabele 3.1. Kako su otpornici  $R_1$  i  $R_2$  jednaki, ugao  $\theta$  između napona  $v_1$  i  $v_2$  odgovara uglu između struja  $i_1$  i  $i_2$ , i izračunat je polazeći od strujnog razdelnika

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_1 \frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \underline{Z}_s + R_3 + R_{e2}} = \underline{I}_1 \cdot \left| \frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \underline{Z}_s + R_3 + R_{e2}} \right| \cdot e^{j\theta}, \quad (21)$$

pomoću izraza

$$\theta = \varphi_m - \arctan\left(\frac{X_m + X_{ls}}{R_m + R_s + R_3 + R_{e2}}\right). \quad (22)$$

Ugao  $\gamma$  je izračunat na osnovu izraza (18).

Iz podataka prikazanih u tabeli 3.2 može da se vidi da je ugao  $\theta$  manji od ugla magnetizacije  $\varphi_m$ . Taj efekat je postignut dodavanjem otpornika u kolo sekundarnog namotaja. Koristeći izraz (19) relativna greška predložene metode je neznatno veća u odnosu na relativnu grešku klasične metode, ali teži toj vrednosti kada  $R_3 \rightarrow \infty$ . Drugim rečima, osetljivost obe metode je ista ukoliko može da se zanemari rasipanje fluksa u sekundarnom namotaju. Kod klasične metode koriste se sonde otpornosti  $1M\Omega$  tako da se struja sekundara može zanemariti. Zbog toga se kod klasične metode rasipanje fluksa može zanemariti u analizi greške merenja snage gubitaka.

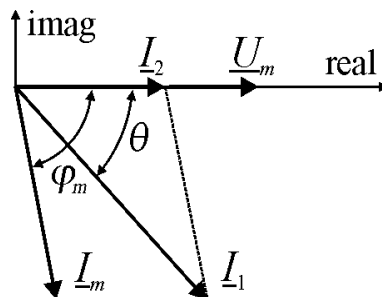
Ako se zanemari rasipanje fluksa ( $X_{ls} \ll R_3$ ) i otpornost žice sekundarnog namotaja ( $R_s \ll R_3$ ) tada se iz izraza (18) dobija  $\gamma = 0$ . U tom slučaju izraz za snagu gubitaka jezgra (17) može da se aproksimira izrazom

$$P_{core} \approx \frac{R_3 + R_{e2}}{R_{e2}^2} \cdot V_2 \cdot V_1 \left( \cos(\theta) - \frac{V_2}{V_1} \right), \quad (23)$$

dok se uvrštavanjem  $\gamma = 0$  u izraz (19) za relativnu grešku merenja snage gubitaka dobija izraz

$$\delta P_{core} \approx \frac{\Delta P_{core}}{P_{core}} = \lambda \cdot \Delta\theta, \quad \lambda = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta) - V_2/V_1}, \quad (24)$$

gde je  $\lambda$  osetljivost a  $\Delta\theta$  greška merenja fazne razlike. Za  $\gamma = 0$  naponi  $v_2$  i  $u_m$  su u fazi, pa fazorski dijagram struja  $i_1$ ,  $i_2$  i  $i_m$ , prethodno prikazan na slici 3.6, izgleda kao na slici 3.8.



3.8 Fazorski dijagram modifikovane metode pod pretpostavkom da je  $X_{ls} \ll R_3$ .

### 3. Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

Kako je u metodi pretpostavljeno da je  $R_{e1}=R_{e2}$ , odnos  $V_2/V_1$  u izrazu (24) može da se zameni sa  $I_2/I_1$ . Zamenom ovih vrednosti i uzimajući u obzir položaj fazora prikazan na slici 3.8, relativna greška merenja snage gubitaka modifikovane metode može da se iskaže pomoću izraza

$$\delta P_{core} \approx \frac{I_1 \sin(\theta)}{I_1 \cos(\theta) - I_2} \Delta\theta = \frac{I_m \sin(\varphi_m)}{I_m \cos(\varphi_m)} \Delta\theta = \tan(\varphi_m) \Delta\theta. \quad (25)$$

koja je ista kao greška merenja snage gubitaka klasične metode, videti izraz (7). To znači da ako se rasipanje fluksa zanemari osetljivost predložene metode je ista kao osetljivost klasične metode, odnosno  $\lambda = \tan(\varphi_m)$ .

Relativna greška je proizvod osetljivosti metode  $\lambda$  i greške merenja fazne razlike  $\Delta\theta$ , što znači da može da se smanji ukoliko se smanji svaki od činilaca. U prethodnom delu je pokazano da je osetljivost modifikovane i klasične metode ista pod uslovom da se uticaj rasipanja fluksa može zanemariti. Kod klasične vatmetarske metode greška merenja fazne razlike predstavlja zbir tri doprinosa koje izazivaju: senzorski otpornik u kolu primarnog namotaja, neuparenost sonde i frekvencija uzorkovanja (Semplovanja) upotrebljenog osciloskopa, izraz (8). Kod modifikovane metode greška merenja fazne razlike, takođe predstavlja zbir ta tri doprinosa.

Doprinos grešci faznog pomeraja  $\theta_r$  unose senzorski otpornici  $R_1$  i  $R_2$  i otpornik  $R_3$  preko svojih parazitnih induktivnosti. Ukoliko se umesto otpornosti ovih otpornika unesu impedanse  $\underline{Z}_1$ ,  $\underline{Z}_2$  i  $\underline{Z}_3$ , tada izraz (15) prelazi u izraz

$$P_{core} = \text{Re} \left\{ \frac{V_2}{\underline{Z}_{e2}} (\underline{Z}_{e2} + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_s) \cdot \left( \frac{V_1}{\underline{Z}_{e1}} - \frac{V_2}{\underline{Z}_{e2}} \right)^* \right\}, \quad (26)$$

gde je  $\underline{Z}_{e1} = \underline{Z}_1 R_{osc} / (\underline{Z}_1 + R_{osc})$  i  $\underline{Z}_{e2} = \underline{Z}_2 R_{osc} / (\underline{Z}_2 + R_{osc})$ . Za senzorske otpornike su izabrana dva ista otpornika. Ako se pretpostavi da je  $\underline{Z}_{e1} = \underline{Z}_{e2}$  tada izraz (26) prelazi u izraz

$$P_{core} = \text{Re} \left\{ \frac{V_2 V_1^*}{|\underline{Z}_{e2}|} (\underline{Z}_{e2} + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_s) \cdot \left( 1 - \frac{V_2}{V_1} \right)^* \right\}. \quad (27)$$

Na ovaj način je fazni pomeraj koji unosi otpornik  $R_1$  kompenzovan otpornikom  $R_2$ . Međutim, parazitna induktivnost otpornika  $R_2$  i  $R_3$  u izrazu (27) predstavlja doprinos grešci faznog pomeraja  $\theta_r$ . Ukupni fazni pomeraj koji unose otpornici  $R_2$  i  $R_3$  zajedno sa faznim pomerajem koje unosi induktivnost kojom se modeluje rasipni fluks  $\underline{Z}_s$  je data izrazom

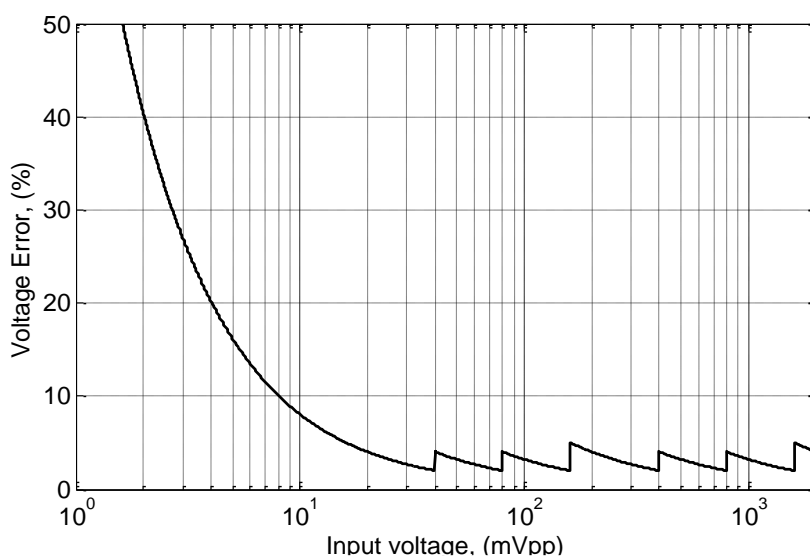
$$\alpha = \arg \{ \underline{Z}_{e2} + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_s \}. \quad (28)$$

Otpornici  $R_1$ ,  $R_2$  i  $R_3$  su napravljeni u SMD tehnici sa tolerancijom od 1%. Otpornost otpornika  $R_3$  je reda k $\Omega$ , dok je parazitna induktivnost otpornika  $R_2$  i  $R_3$  reda nH. Induktivnost kojom je modelovan rasipni fluks  $L_{ls}$  zavisi od koeficijenta sprege  $k$ . Za vrednost  $k = 0.99$  je reda  $\mu$ H za sva tri materijala data u tabeli 3.2. Doprinos parazitne induktivnosti otpornika  $R_2$  i  $R_3$  ukupnoj grešci merenja fazne razlike je zanemarljiv u odnosu na parazitnu induktivnost rasipnog fluksa. To znači da je fazni pomeraj  $\alpha$  približno jednak uglu  $\gamma$ , čije su vrednosti date u tabeli 3.2.

Naponi  $v_1$  i  $v_2$  su mereni korišćenjem dve iste sonde napravljene od koaksijalnog kabla impedanse 50 $\Omega$ , dužine 0.5m sa BNC konektorima postavljenim na oba kraja. Greška merenja fazne razlike prouzrokovana neuparenošću sonde,  $\theta_p$ , može da se izmeri pomoću osciloskopa pri čemu se obe sonde priključe na funkcijski generator u istu tačku. Digitalni osciloskop upotrebljen u predloženoj metodi ima mogućnost pomeranja svakog od signala po vremenskoj osi što omogućuje kompenzaciju ovog izvora greška merenja fazne razlike.

U predloženoj metodi korišćen je osciloskop čija je frekvencija uzorkovanja  $20 \cdot 10^9$  uzoraka u sekundi (20 GSa/s). Najmanje vreme između dva odbirka je 50ps, što unosi fazno odstupanje  $\theta_s$  od 0.009° na 500kHz i 0.09° na 5MHz.

Greška metode zavisi i od greške merenja amplitude signala  $v_1$  i  $v_2$ . Upotrebljeni DSO ima grešku merenja od  $\pm 2\%$  od pune skale pri maksimalnoj rezoluciji. Na osnovu specifikacija DSO koje je obezbedio proizvođač izračunata je greška merenja u zavisnosti od nivoa ulaznog signala i prikazana na slici 3.9. Ukoliko je amplituda ulaznog signala 1mV (2mV<sub>pp</sub>) greška merenja je 40%. Amplituda signala  $v_2$  veća od 5mV (10mV<sub>pp</sub>) obezbeđuje grešku merenja manju od 8%. Za signale veće od 10mV (20mV<sub>pp</sub>) greška merenja je u intervalu od 2% do 4%. Napon  $v_1$  je mnogo puta veći od napona  $v_2$  tako da na grešku merenja, primenom opisane metode i uz upotrebu opisane merne opreme, više utiče nivo signala  $v_2$ .



3.9 Greška merenja napona u zavisnosti od amplitude napona upotrebljenog DSO.

### 3.4 Merni opseg metode

Kako je za merenje napona upotrebljen osciloskop koji može da meri napon u opsegu od  $2mV_{pp}$  do  $10V_{pp}$ , to znači da napon  $v_2$  mora biti u tom opsegu. Naponski razdelnik postavljen u kolo sekundara definiše donju i gornju granicu indukovanog napona  $u_m$  u zavisnosti od otpornosti  $R_3$ . Velika otpornost otpornika  $R_3$  značajno smanjuje napon na senzorskom otporniku  $R_2$ . To znači da osciloskop meri mnogo manji napon u odnosu na napon indukovan na krajevima sekundara. Primenom naponskog razdelnika u kolu sekundara veza između napona  $v_2$  i  $u_m$  je data izrazom

$$v_2 = \frac{R_{e2}}{R_{e2} + R_3} u_m \quad (29)$$

što znači da pri otpornosti  $R_3=1000\Omega$  napon na ulazu osciloskopa je oko 40 puta manji od indukovanog napona  $u_m$  i predstavlja nedostatak metode koji se odnosi na ograničenje u njenoj primeni sa aspekta minimalnog napona  $v_2$  koji može da se izmeri sa dovoljnom tačnošću. Visoka osetljivost DSO (1 mV/div) i vertikalna rezolucija od 0.024% od pune skale ipak omogućavaju merenje veoma malih vrednosti napona  $v_2$ . Efektivna vrednost indukovanog napona na krajevima otvorenog sekundara može da se odredi pomoću izraza

$$\sqrt{2}U_m = 2\pi B_m f N A_e, \quad (30)$$

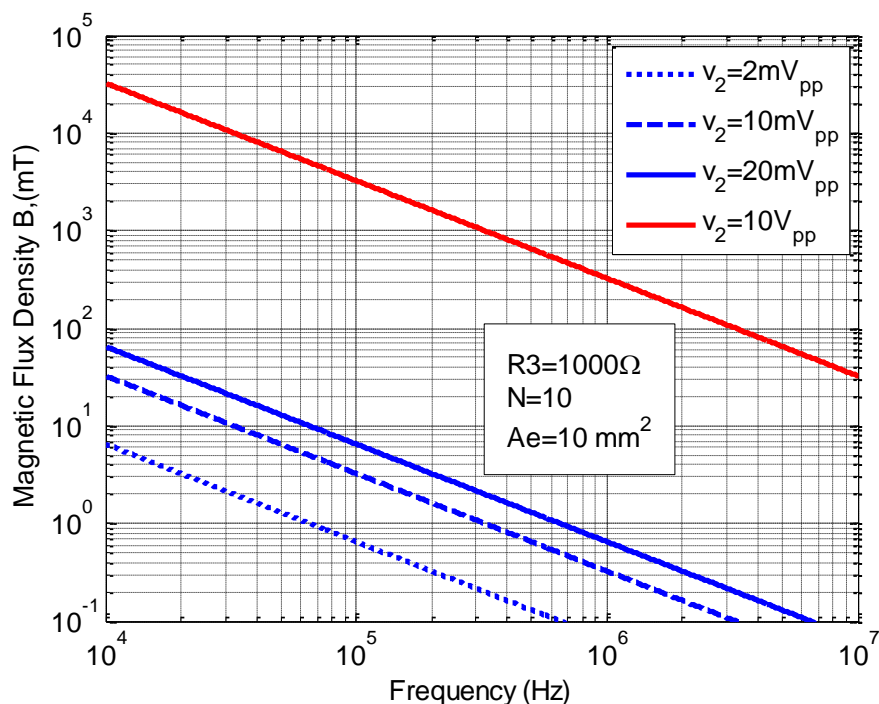
gde je  $f$  frekvencija,  $B_m$  amplituda vektora magnetske indukcije,  $N$  broj namotaja sekundara i  $A_e$  efektivna površina poprečnog preseka torusnog jezgra. Kombinujući izraze (29) i (30) dobija se izraz

$$B_m f = \frac{R_{e2} + R_3}{R_{e2}} \frac{\sqrt{2}V_2}{2\pi N A_e}, \quad (31)$$

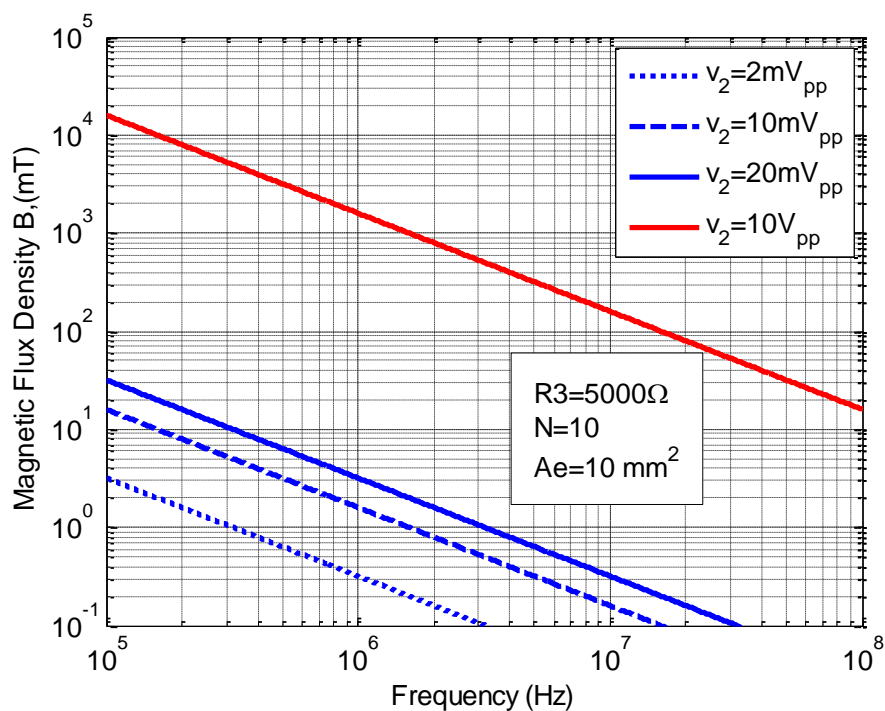
na osnovu koga se može odrediti merni opseg metode u zavisnosti od otpornosti  $R_3$ . Pod mernim opsegom se podrazumeva frekvencijski opseg unutar kojeg je struja  $i_2$  dovoljno mala da može da se zanemari u odnosu na struju  $i_1$ , ali ipak dovoljno velika da može da se detektuje napon  $v_2$  ( $v_2 = R_{e2}i_2$ ). Sa druge strane napon  $v_2$  ne sme da bude veći od  $10V_{pp}$ , što je maksimalni napon koji sme da se dovede na ulaz osciloskopa. Maksimalni ulazni napon osciloskopa ograničava najveću vrednost napona  $u_m$ , međutim koristeći naponski razdelnik i povećanjem otpornosti  $R_3$ , možemo povećati gornju granicu amplitude indukovanog napona  $u_m$ , a samim tim i merni opseg metode definisan kroz proizvod  $B_m f$ . To znači da povećanjem otpornosti  $R_3$ , možemo povećati gornju granicu frekvencije i/ili magnetske indukcije pri kojima se može izvršiti merenje snage gubitaka u prostoperiodičnom režimu.

Veći problem je donja granica mernog opsega koja je određena minimalnim naponom koji može da izmeri DSO bez uticaja šuma, što je  $2mV_{pp}$ . Ovo ograničenje postavlja minimalnu vrednost

frekvencije i/ili magnetske indukcije, odnosno postavlja minimalnu vrednost proizvoda  $B_m f$ . Imajući u vidu grešku merenja napona prikazanu na slici 3.9, na slikama 3.10 i 3.11 su prikazane tri donje i jedna gornja granica mernog opsega u zavisnosti od napona  $v_2$ .



3.10 Tri donje i jedna gornja granica mernog opsega metode u zavisnosti od napona  $v_2$ . Granice su izračunate za jezgro površine poprečnog preseka  $10\text{mm}^2$  sa 10 namotaja sekundara. Otpornost otpornika  $R_3$  je  $1000\Omega$ .



3.11 Tri donje i jedna gornja granica mernog opsega metode u zavisnosti od napona  $v_2$ . Granice su izračunate za jezgro površine poprečnog preseka  $10\text{mm}^2$  sa 10 namotaja sekundara. Otpornost otpornika  $R_3$  je  $5000\Omega$ .

### 3. Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

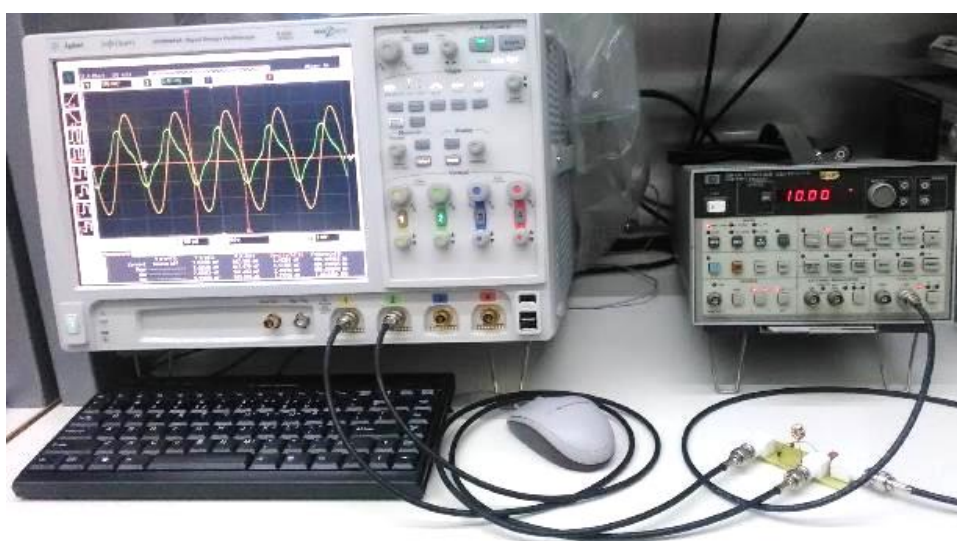
---

Pri tome su krive izračunate za četiri vrednosti amplitude napona  $v_2$ : 1mv, 5mv, 10mV i 5V. Granice mernog opsega zavise od površine poprečnog preseka testiranog jezgra, broja namotaja na sekundaru, otpornosti otpornika  $R_2$  i  $R_3$ , i mernog opsega osciloskopa. Rezultati prikazani na slici 3.10 su izračunati za  $R_3=1000\Omega$ , dok su na slici 3.11 izračunati za  $R_3=5000\Omega$ . Povećanjem otpornosti otpornika  $R_3$ , povećavaju se donja i gornja granica mernog opsega.

Prisustvo naponskog razdelnika ima veći uticaj prilikom merenja kompleksne magnetske permeabilnosti gde se traži da amplituda magnetske indukcije  $B_m$  bude manja od 1mT. Na primer, ukoliko se pri merenju KMP upotrebi otpornik  $R_3$  otpornosti 1000 $\Omega$  tada je pri  $B_m=1\text{mT}$  donja granica frekvencijkog opsega 60kHz (sa greškom merenja napona  $v_2$  40%) ili 300kHz (sa greškom merenja napona  $v_2$  8%). Ako se upotrebi otpornik  $R_3$  otpornosti 5000 $\Omega$  tada je pri  $B_m=1\text{mT}$  donja granica frekvencijkog opsega 300kHz (sa greškom merenja napona  $v_2$  40%) ili 1.5MHz (sa greškom merenja napona  $v_2$  8%). Ukoliko se vrednosti  $B_m$  i  $f$  nalaze između krive označene punim linijama tada je greška merenja amplitude napona  $v_2$  od 2% od 4%.

### 3.5 Merna oprema i procedura merenja

Tačnost predložene metode za merenja snage gubitaka je testirana na jezgrima navedenim u tabeli 3.1. Sva merenja su izvedena pomoću merne opreme koju čine funkcijski generator HP3314A, digitalni osciloskop DSO90604A (DSO), koaksijalni kablovi, kao i štampana pločica, slike 3.12. Na štampanoj pločici su otpornici, BNC konektori i priključci za namotaje ispitivanog jezgra obeleženi slovima A, B, C i D, i 3.13. Korišćenjem ove merne postavke moguće je osim gustine snage gubitaka izmeriti histerezisnu petlju kao i kompleksnu magnetsku permeabilnost jezgra u obliku torusa.



3.12 Merna oprema za merenje GSG. Digitalni osciloskop (DSO), signal generator, i PCB.





3.13 (a) Štampana ploča sa ispitivanim jezgrom i BNC konektorima. (b) Izgled štampe sa SMD otpornicima.

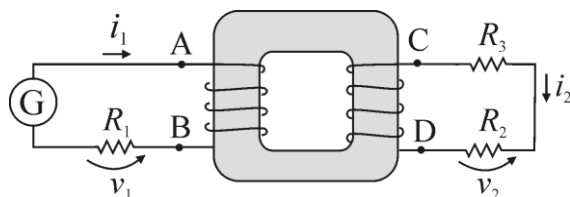
Signal generator ima frekvencijski opseg od DC do 20MHz i naponski opseg od 0.01mV<sub>pp</sub> do 30V<sub>pp</sub>. Signali su izmereni pomoću DSO sa osetljivošću od 1 mV/pod i vertikalnom rezolucijom od 12 bita, čime je postignuta rezolucija 0.024% od pune skale. DSO ima ugrađene matematičke operacije koje se mogu primeniti na svim kanalima. Primenjene funkcije (matematičke operacije) se iscrtavaju zajedno sa izmerenim signalima. Dodatno se na ekranu mogu dobiti i brojne vrednosti (amplituda, srednja vrednost, efektivna vrednost, frekvencija, fazni pomeraj, itd.) kako izmerenih signala tako i primenjenih funkcija [95]. Ove mogućnosti su iskorišćene kako bi se u toku samog merenja mogle pratiti i kontrolisati vrednosti kao što su magnetsko polje i magnetska indukcija, iskazane izrazima

$$H = \frac{Ni_m}{l_e} = \frac{N}{l_e} \left( \frac{v_1}{R_{e1}} - \frac{v_2}{R_{e2}} \right) = k_1 v_1 - k_2 v_2, \quad (32)$$

$$B = v_2 \frac{R_{e2} + R_3}{R_{e2}} \cdot \frac{1}{\omega N A_e} = k_3 v_2. \quad (33)$$

Konstante  $k_1$ ,  $k_2$  i  $k_3$  su upotrebljene u funkcijama implementiranim u DSO. U izrazima (32) i (33)  $N$  je broj namotaja ( $N=N_1=N_2$ ),  $R_{e1}$  i  $R_{e2}$  su ekvivalentne otpornosti paralelne veze senzorskih otpornika i ulazne otpornosti osciloskopa,  $\omega$  je kružna frekvencija,  $l_e$  je efektivna dužina torusnog jezgra (4), i  $A_e$  je efektivna površina poprečnog preseka torusnog jezgra (3).

Kada je kolo sekundara opterećeno i kada postoji struja u sekundarnom namotaju tada je veoma važno pravilno priključiti krajeve primarnog i sekundarnog namotaja na štampanu ploču. Primer pravilnog povezivanja krajeva primarnog i sekundarnog namotaja je dat na slici 3.14. Tačke označene sa A, B, C i D na slici 3.14 odgovaraju tačkama A, B, C i D na slici 3.13. Samo u tom slučaju se pomoću parametara  $k_1$  i  $k_2$  može kontrolisati amplituda magnetskog polja.



3.14 Ilustracija pravilnog povezivanja primarnog i sekundarnog namotaja ispitivanog jezgra.

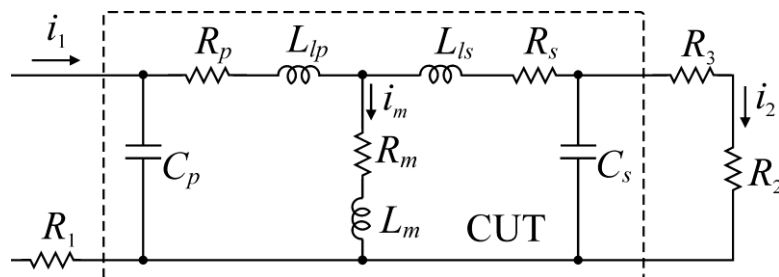
Za merenje GSG feritnih torusnih jezgara primenom predložene merne metode primenjena je sledeća procedura:

1. Na jezgro je ravnomerno i bifilarno namotan maksimalan broj zavojaka u jednom sloju.
2. Na funkcijskom generatoru je ručno podešavana frekvencija koja je mogla da se prati i kontroliše pomoću DSO.
3. Na funkcijskom generatoru je ručno podešavana amplituda izlaznog signala. Kao povratna informacija o potrebnoj vrednosti amplitude korišćena je funkcija data u izrazu (33). Na ovaj način je kontrolisana amplituda magnetske indukcije.
4. Frekvencija uzorkovanja je podešena na najveću vrednost 20 GSa/s.
5. Broj perioda posmatranih i snimljenih signala je između 3 i 5.
6. Kako bi se eliminisao šum, DSO je podešavan da vrši usrednjavanje signala na osnovu  $N_m$  merenja. U zavisnosti od nivoa signala,  $N_m$  se kretao od 64 do 1024.
7. Signali  $v_1$  i  $v_2$  se snimaju u radnu memoriju DSO za svaku frekvenciju i za svaku amplitudu vektora magnetske indukcije.
8. Istovremeno sa merenjem napona  $v_1$  i  $v_2$ , snima se i temperatura jezgra.

### 3.6 Obrada podataka

Za obradu mernih rezultata napisan je programski kod u programskom paketu Matlab (Prilog 2). Ulazne veličine programa su izmereni signali  $v_1$  i  $v_2$ , dimenzije jezgra, broj namotaja i otpornost otpornika korišćenih u mernoj postavci. Izlazne veličine su GSG, KMP i histerezisna petlja.

Ekvivalentna električna šema ispitivanog jezgra i merne postavke je prikazana na slici 3.15. Ona se razlikuje od ekvivalentne električne šeme, prikazane na slici 3.5, po tome što su radi opštosti modela dodati kondenzatori kapacitivnosti  $C_p$  i  $C_s$ , kojima su modelovane parazitne kapacitivnosti primarnog i sekundarnog namotaja, respektivno.



3.15 Ekvivalentna električna šema merne postavke i ispitivanog jezgra.

U programski kod su unešene mogućnosti da se u model opciono uključe sledeći parametri:

1. otpornost žice primarnog i sekundarnog namotaja,  $R_p$  i  $R_s$ , respektivno,

2. induktivnost kojom se modeluje rasipanje fluksa na primarnoj i sekundarnoj strani,  $L_{lp}$  i  $L_{ls}$ , respektivno, i
3. parazitna kapacitivnost primarnog i sekundarnog namotaja,  $C_p$  i  $C_s$ , respektivno.

Uključivanjem ili isključivanjem svakog od parametra pojedinačno može da se vidi razlika u dobijenim rezultatima kao posledica tih parametara, slika 3.16. Ukoliko razlike nisu velike, to znači da taj parametar može da se zanemari.

Za određivanje GSG u programu su implementirani izrazi (9), (10), (11) i (12).

Primenom predložene metode mogu da se odrede i parametri histerezisne petlje u slučaju velikih signala koje uvode jezgro u zasićenje. Na osnovu izračunatih vrednosti jačine magnetskog polja  $H$  i intenziteta vektora magnetske indukcije  $B$  može da se grafički prikaže oblik histerezisne petlje. Jačina magnetskog polja može da se odredi na osnovu izmerenih napona  $v_1$  i  $v_2$  korišćenjem izraza (32), dok se magnetska indukcija određuje pomoću izraza

$$B = \frac{1}{N \cdot A_e} \int u_m \cdot dt, \quad (34)$$

gde je  $N$  broj zavojaka sekundarnog namotaja,  $A_e$  efektivna površina poprečnog preseka torusnog jezgra, a  $u_m$  napon na krajevima otvorenog sekundara određen izrazom (12).

Kako je za određivanje snage gubitaka jezgra potrebno izmeriti napon  $u_m$  i struju  $i_m$ , to znači da bi se u slučaju malih signala, kada je jezgro u linearnom režimu rada, te vrednosti mogle iskoristiti i za određivanje serijske KMP. Ako sa  $Z_m$  označimo impedansu kojom je modelovano jezgro, sa  $\underline{U}_m$  fazor napona  $u_m$ , i sa  $\underline{I}_m$  fazor struje  $i_m$ , tada se komponente serijske KMP mogu odrediti pomoću izraza

$$\begin{aligned} (a) \quad \mu'_s &= Z_m \sin(\varphi_m) \frac{l_e}{\omega N^2 A_e}, \\ (b) \quad \mu''_s &= Z_m \cos(\varphi_m) \frac{l_e}{\omega N^2 A_e}, \end{aligned} \quad (35)$$

gde je

$$\underline{Z}_m = \frac{\underline{U}_m}{\underline{I}_m} = Z_m \cdot e^{j\varphi_m} \quad \varphi_m = \arg(\underline{Z}_m). \quad (36)$$

U ovim izrazima  $Z_m$  je moduo impedanse,  $\varphi_m$  argument impedanse,  $U_m$  i  $I_m$  efektivne vrednosti napona  $u_m$  i struje  $i_m$ ,  $N$  je broj namotaja,  $l_e$  je efektivna dužina torusnog jezgra,  $A_e$  je efektivna površina poprečnog preseka torusnog jezgra,  $\omega$  je kružna frekvencija.

### 3. Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

The screenshot displays the PowerLoss software interface, which is used for calculating power loss and permeability of toroid cores. The interface is divided into several panels:

- Folder:** d:\Miodrag\Doktorat\Merenje Osc\2016-02-26 3F3 10.6.4 N10 CLD\
- Files:** A list of CSV files, with '3F3 N10 F100K Bp 050.csv' selected. Below the list, it shows '2016-02-26 3F3 10.6.4' and 'N=10, R1=R2=50, R3=1100 K1=K2=1,'.
- Setup model:** A circuit diagram showing a core with various components:  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_p$ ,  $R_m$ ,  $R_s$ ,  $R_l$ ,  $L_p$ ,  $L_s$ ,  $L_x$ ,  $C_f$ ,  $C_s$ , and a CLT (Current Loop Transformer). Currents  $i$  and  $i_m$  are indicated.
- Setup:** Parameters for resistors: R1 [Ohm] = 50, R2 [Ohm] = 50, R3 [Ohm] = 1100. Frequency: Freq [kHz] = 100.
- DSO:** Att(1) = 1, Att(2) = 1, Shift = 0 deg. Buttons for 'Calc' and 'Clear' are present.
- Data Processing:** Checkboxes for DC (v1), DC (v2), DC int(i2), DC (im), DC (um), and dc H. A graph shows 'Int(i2) pks(%)' vs time. A 'RUN' button is highlighted.
- Power:** Calculated values for  $B_m$ ,  $B_r$ ,  $H_m$ ,  $H_c$ ,  $P_v$ , and  $P_w$ .
- Impedance (Ohm):** Calculated values for  $Z$ ,  $R$ , and  $X$ .
- Complex Permeability:** Calculated values for  $\mu'$  and  $\mu''$ .
- Core:** Physical parameters: OD [mm] = 10, ID [mm] = 6, H [mm] = 4, muri = 1800, Ae [mm<sup>2</sup>] = 7.8, le [mm] = 24.1, AL [nH] = 740, +/- % = 25, N1=N2 = 10.
- Windings:** Leakage, K= 1, Wire diam. [mm] = 0.4. Checkboxes for Lp, Ls, Cp, Cs, Rp, Rs.
- Fig. 1-4:** Selection of measurement points and parameters for each figure.

At the bottom, it states: 'Calculation of Power loss and Permeability of toroid cores Miodrag Milutinov, University of Novi Sad, 2015'.

3.16 Maska programa za obradu izmerenih podataka.

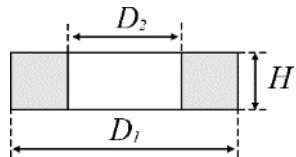
Program omogućuje pristup datotekama \*.csv, prikazanim u panelu „Files“, koje su prethodno izveze iz DSO. U tim datotekama su odbirci izmerenih signala  $v_1$  i  $v_2$  kao i vremenski trenutki tih odbiraka. Ispod panela „Files“ se prikazuju informacije smeštene u tekstualnoj datoteci koja prati rezultate merenja. U panelu „Core“ se upisuju parametri ispitivanog jezgra ili se uvlače automatski iz baze programa korišćenjem padajuće liste. Parametri primarnog i sekundarnog namotaja se nalaze u panelu „Windings“ i mogu opciono da se uključe. Otpornosti upotrebljenih

otpornika  $R_1$ ,  $R_2$  i  $R_3$  kao i frekvencija na kojoj je izvršeno merenje se unose u panelu „Setup“. Korekcija faznog pomeraja prouzrokovanog neuparenošću sondi može da se izvrši u okviru panela „DSO“. Opcije koje se tiču obrade podataka, kao i podaci o frekvenciji izmerenog signala, broju odbiraka po jednoj periodu i frekvenciji uzorkovanja se nalaze u panelu „Data Processing“. Rezultati obrade podataka se prikazuju brojno i grafički. Brojni podaci su dati u tri odvojena panela: „Power“, „Impedance“ i „Complex Permeability“. Grafički prikaz histerezisne petlje se prikazuje aktiviranjem opcije BH u panelu „Fig. 1“. Vremenski oblici izmerenih napona  $v_1$  i  $v_2$ , vremenski oblici struja  $i_1$ ,  $i_2$  i  $i_m$ , prvog i drugog izvoda i integrala struje  $i_2$ , kao i vremenski oblici trenutne vrednosti snage  $p(t)$ ,  $H(t)$  i  $B(t)$  se mogu prikazati aktiviranjem odgovarajućih opcija u panelima (Fig. 2), (Fig. 3) i (Fig. 4). Numerički podaci mogu da se iskopiraju preko radne memorije računara u bilo koji spoljnu datoteku, na primer „Excel“ ili „Notepad“, za trajno čuvanje i kasniju dodatnu obradu. Grafički rezultati (Fig. 1) – (Fig. 4) mogu da se snime u spoljnu datoteku u „TIF“ formatu.

### 3.7 Verifikacija metode za merenje magnetskih karakteristika

Opisana modifikovana vatmetarska metoda je testirana na dva komercijalna feritna Mn-Zn jezgra 3F3 i 3E5 proizvođača Ferroxcube i jednom komercijalnom Ni-Zn jezgru 52 proizvođača Fair-Rite. Dimenzije uzoraka su radi lakšeg praćenja ponovljene u tabeli 3.3. Istovremeno sa merenjem magnetskih karakteristika merena je i temperatura ambijenta kao i temperatura površine jezgra termokamerom „TrueIR U5855A“ proizvođača Keysight, slika 3.17

#### 3.3 Dimenzije jezgara korišćenih za verifikaciju vatmetarske metode.

	Materijal	$D_1$ (mm)	$D_2$ (mm)	H (mm)	$N$	$\mu_r$	
1	3F3, Ferroxcube	14	9	5	13	1800	
2	3E5, Ferroxcube	10	6	4	10	10000	
3	52, Fair-Rite	21.7	13.5	6.35	20	250	



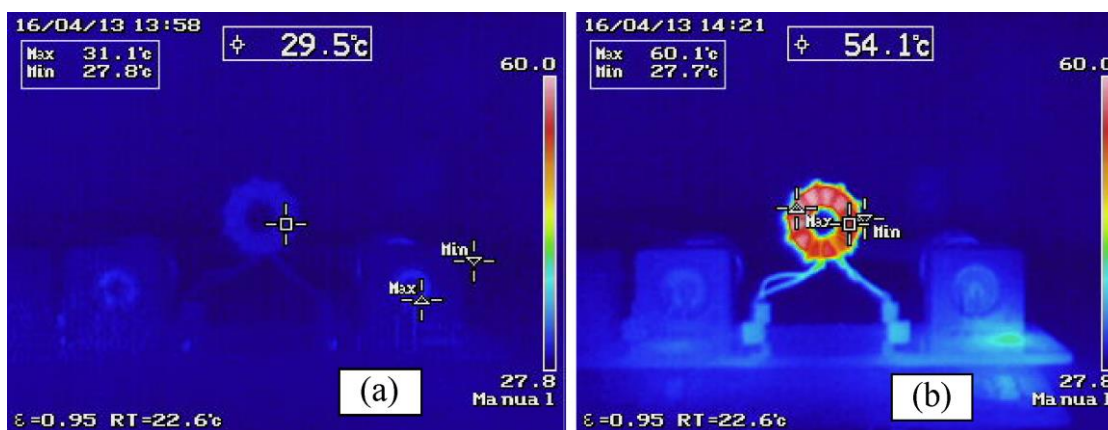
3.17 Merenje temperature jezgra termokamerom.

### 3. Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

Temperatura ambijenta je za sva ispitivanja je bila između 22°C i 26°C. Predloženom metodom je osim snage gubitaka moguće izmeriti histerezisnu petlju i kompleksnu magnetsku permeabilnost, na način opisan u poglavlju 3.6.

#### 3.7.1 Verifikacija metode za merenje gustine snage gubitaka

Za verifikaciju metode za merenje gustine snage gubitaka (GSG) iskorišćeno je jezgro 3F3, jezgro broj 1 u tabeli 3.3. GSG je izmerena za 6 vrednosti amplituda magnetske indukcije  $B_m$  i četiri frekvencije. Kako GSG kod feritnih jezgara zavisi od temperature jezgra istovremeno sa merenjem snage je izmerena i temperatura. Termokamerom je izmerena temperatura okoline i temperatura površine jezgra. Slike dobijene termokamerom, za dve vrednosti amplitude magnetske indukcije na frekvenciji 200kHz, su prikazane na slici 3.18.



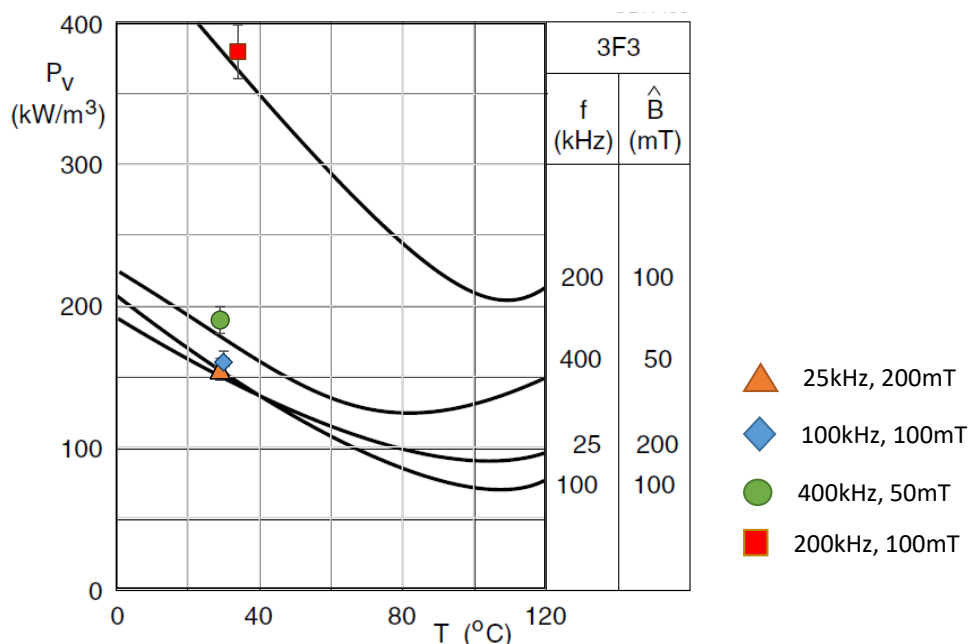
3.18 Temperatura jezgra 3F3 na: (a)  $f=200$  kHz,  $B_m=50$  mT i (b)  $f=200$  kHz,  $B_m=200$  mT.

U tabeli 3.4 su prikazane izmerene vrednosti GSG i temperature jezgra. Izmerena GSG je upoređena sa podacima koje je obezbedio proizvođač [96].

#### 3.4 GSG i temperature jezgra broj 1 (3F3) za nekoliko vrednosti magnetske indukcije.

$B_m$ (mT)	25 kHz		100 kHz		200 kHz		400 kHz	
	$P_v$ (kW/m <sup>3</sup> )	$T$ (°C)	$P_v$ (kW/m <sup>3</sup> )	$T$ (°C)	$P_v$ (kW/m <sup>3</sup> )	$T$ (°C)	$P_v$ (kW/m <sup>3</sup> )	$T$ (°C)
25	-	-	10	27	20	29	35	28
50	6	27	30	28	72	30	<b>190</b>	<b>29</b>
75	19	27	95	29	200	32	500	36
100	34	28	<b>160</b>	<b>30</b>	<b>380</b>	<b>34</b>	1000	47
150	78	28	400	34	1000	43	-	-
200	<b>152</b>	<b>29</b>	800	42	1950	54	-	-

Na slici 3.19 su prikazane krive GSG u funkciji temperature jezgra za materijal 3F3 koje je obezbedio proizvođač. Svaka kriva odgovara jednom paru frekvencije i amplitudi vektora magnetske indukcije. Na istoj slici su ucrtani i markeri koji pokazuju izmerene vrednosti GSG koje su u tabeli 3.4 prikazane zadebljano. Odstupanja izmerenih rezultata od fabričkih podataka su manja od 5%.



3.19 GSG u funkciji temperature za materijal 3F3 za četiri para vrednosti ( $f, B_m$ ). Linije predstavljaju podatke od proizvođača, markeri označavaju izmerene vrednosti.

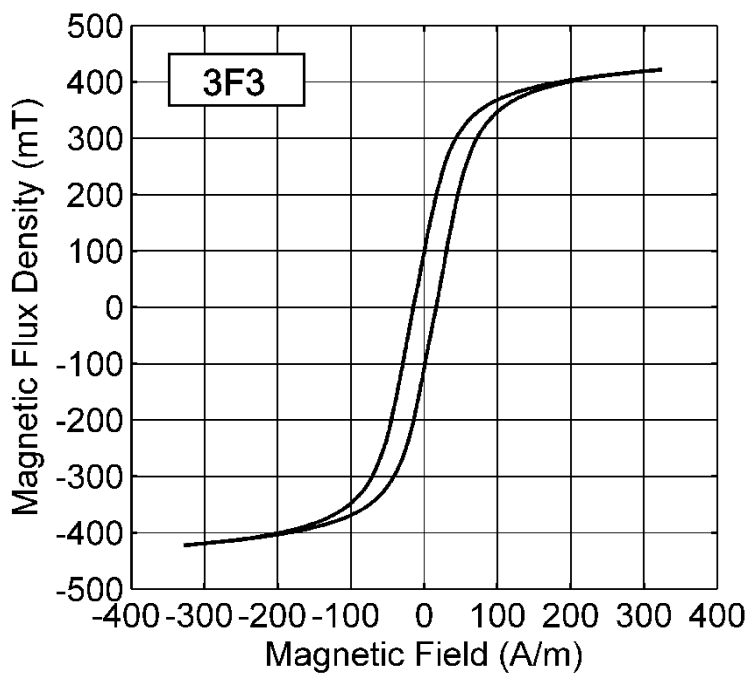
### 3.7.2 Verifikacija metode za merenje histerezisne petlje

Histerezisna petlja je izmerena za sva tri jezgra opisana u tabeli 3.3. U cilju dobijanja dovoljno velikog magnetskog polja, broj zavojaka primarnog i sekundarnog namotaja kod svakog jezgra je povećan na  $N=50$ . Histerezisne petlje sva tri jezgra prikazane su na slikama 3.20, 3.21 i 3.22. Slike su dobijene pomoću programa za obradu podataka. Parametri histerezisnih petlji za sva tri jezgra, prikazanih u tabeli 3.5, su takođe određeni pomoću programa za obradu podataka. Izmereni parametri su upoređeni sa parametrima iz kataloga. Razlike između merenih podataka i podataka dobijenih od proizvođača su manje od 10%. Najveće odstupanje je kod jezgra broj 3 (Ni-Zn 52) zato što je bilo teško ostvariti dovoljno veliko magnetsko polje.

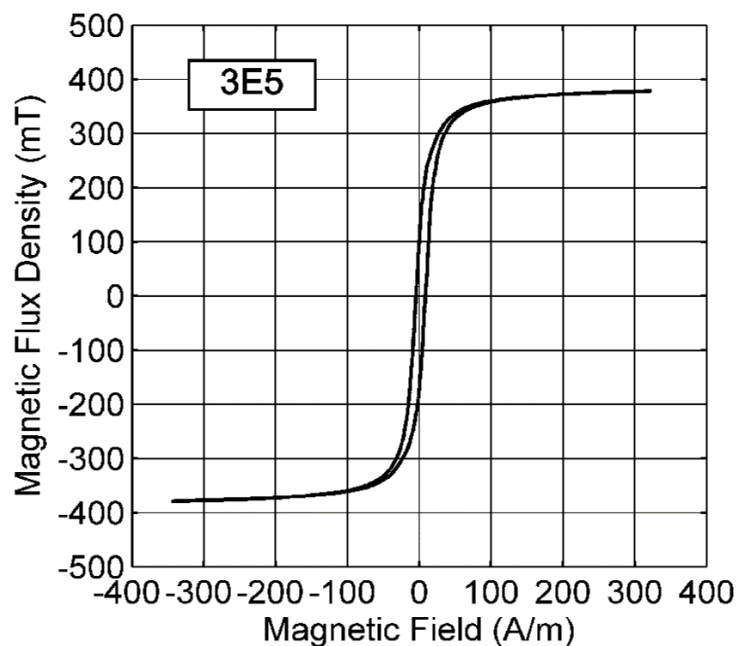
### 3. Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

#### 3.5 Parametri histerezisne petlje ispitivanih jezgara.

Simbol	Opis	Jedinica	Vrednosti za jezgro od materijala		
			3F3	3E5	52
$B_s$	Saturacija	mT	400	360	345
$B_r$	Remanentna indukcija	mT	110	100	300
$H_c$	Koercitivno polje	A/m	16	6	57

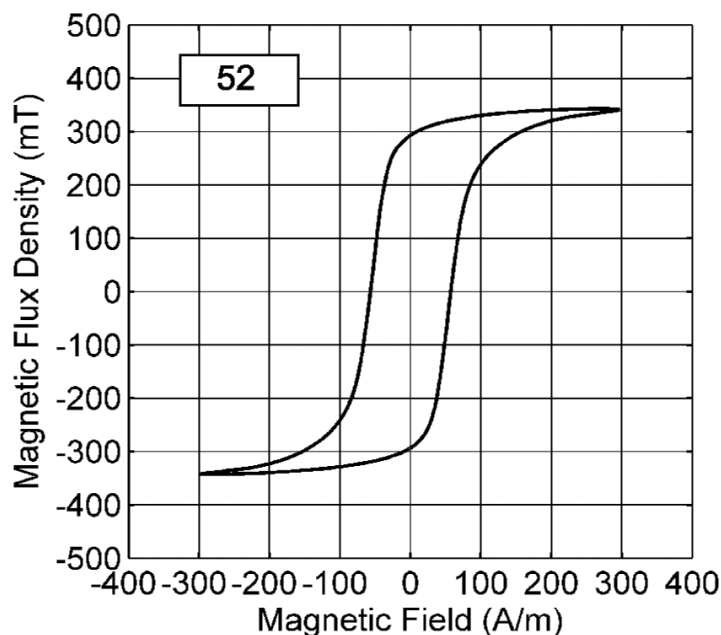


3.20 Histerezisna petlja jezgra broj 1 (3F3) na frekvenciji 10 kHz.



3.21 Histerezisna petlja jezgra broj 2 (3E5) na frekvenciji 10 kHz.





3.22 Histerezisna petlja jezgra broj 3 (52) na frekvenciji 10 kHz.

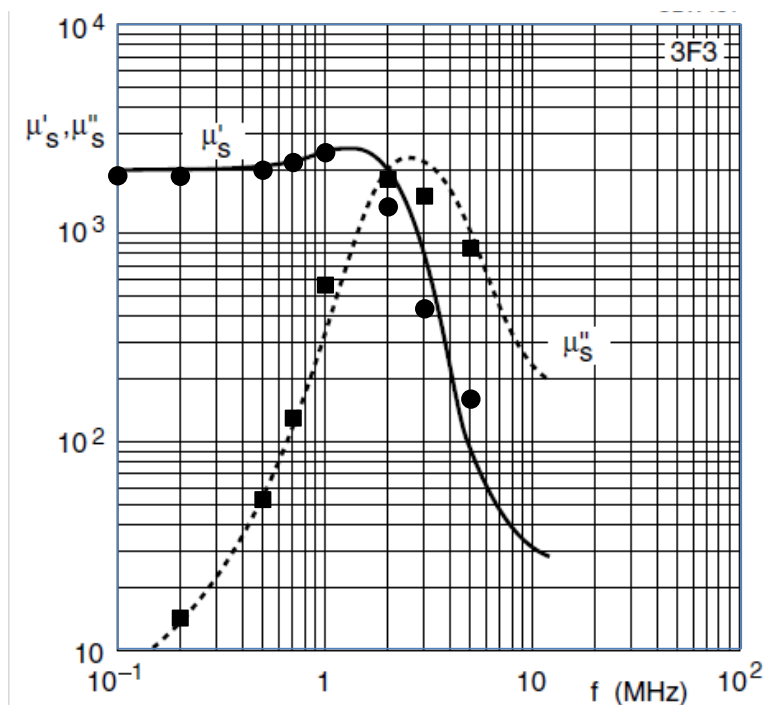
### 3.7.3 Verifikacija metode za merenje kompleksne magnetske permeabilnosti

Metoda za merenje gustine snage gubitaka u jezgru može da se iskoristi i za merenje kompleksne magnetske permeabilnosti (KMP) na način opisan u delu 3.6. Verifikacija metode je urađena za sva tri jezgra navedena u tabeli 3.1. Neke od postojećih metoda za merenje KMP su navedene u poglavlju 2.1, u kojima se KMP određuje na osnovu izmerenih S-parametara kao u radovima [40][41][45][46][47][48][49][50][51], ili na osnovu izmerene impedanse kao što je to opisano u radovima [18][52][53][54] [55][56]. Ni jedna od metoda koje su opisane u prethodno navedenim radovima ne pruža podatak o intenzitetu vektora magnetske indukcije pri kojem su dobijene izmerene vrednosti KMP. Na osnovu podataka koje daju proizvođači, KMP se meri pri malim vrednostima vektora magnetske indukcije, pri kojima KMP zavisi samo od frekvencije (Ferroxcube [96], Fair-rite [97]). Merenje KMP modifikovanom vatmetarskom metodom obezbeđuje podatak o intenzitetu vektora magnetske indukcije u jezgru. Intenzitet magnetskog polja unutar jezgra je praćen pomoću DSO koristeći izraz (32), dok je intenzitet magnetske indukcije unutar jezgra praćen pomoću DSO koristeći izraz (33), kao što je opisano u odeljku 3.5. Napon funkcijskog generatora, koji je korišćen u okviru merne postavke, može da na svom izlazu da prostoperiodični napon minimalne amplitude  $0.01\text{mV}_{pp}$ , što je omogućilo da se sa istom mernom opremom i metodom izvrši merenje pri dovoljno malim vrednostima vektora magnetske indukcije.

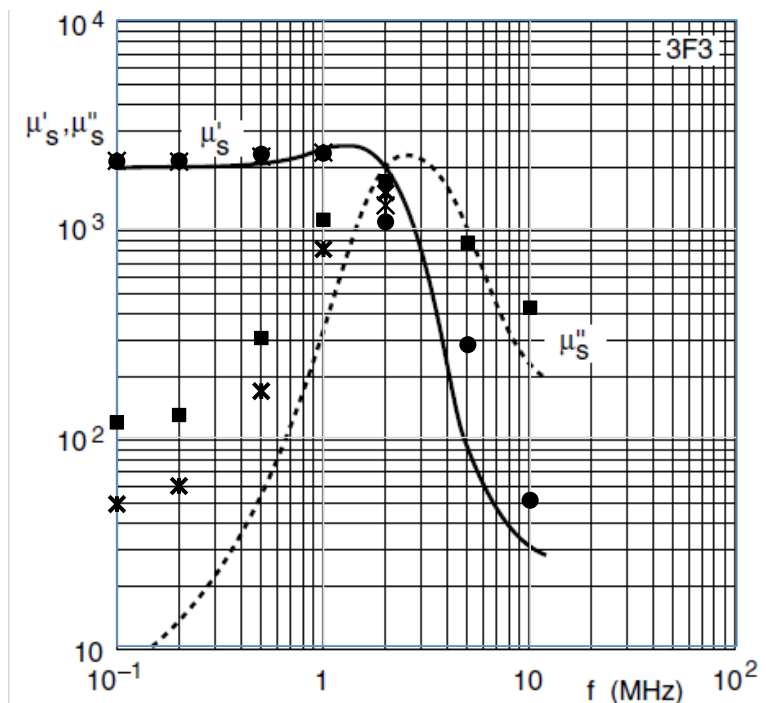
KMP za Mn-Zn jezgro 3F3 je prikazano na slikama 3.23 i 3.24. Kako bi se pokazala zavisnost KMP od vektora jačine magnetskog polja, prikazani su rezultati dobijeni merenjem pri manjoj (slika 3.23) i većoj (slika 3.24) vrednosti pobudnog magnetskog polja. Na slici 3.23 amplituda vektora magnetskog polja je održavana konstantnim na  $H_m=0.5\text{A/m}$  ( $B_m\approx 1\text{mT}$ ), dok je

### 3. Metoda za merenje gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

na slici 3.24 ta vrednost bila 3 puta veća ( $H_m=1.5A/m$ ,  $B_m\approx 3mT$ ). Na slici 3.24 odstupanje imaginarnog dela KMP je značajno, naročito pri nižim frekvencijama.



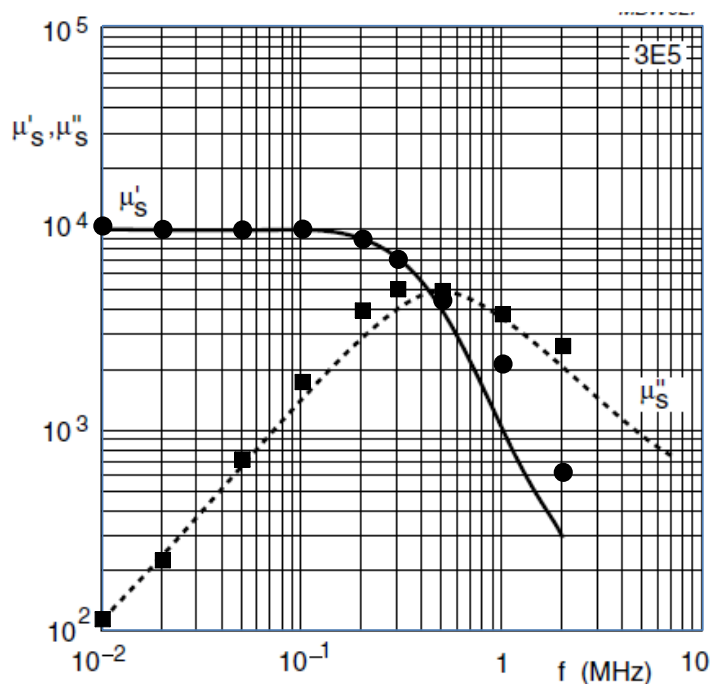
3.23 Relativna KMP jezgra broj 1 (3F3) merena pri  $H_m$  0.5A/m. Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), podaci od proizvođača (linije).  $\mu'_s$  realni deo i  $\mu''_s$  imaginarni deo KMP.



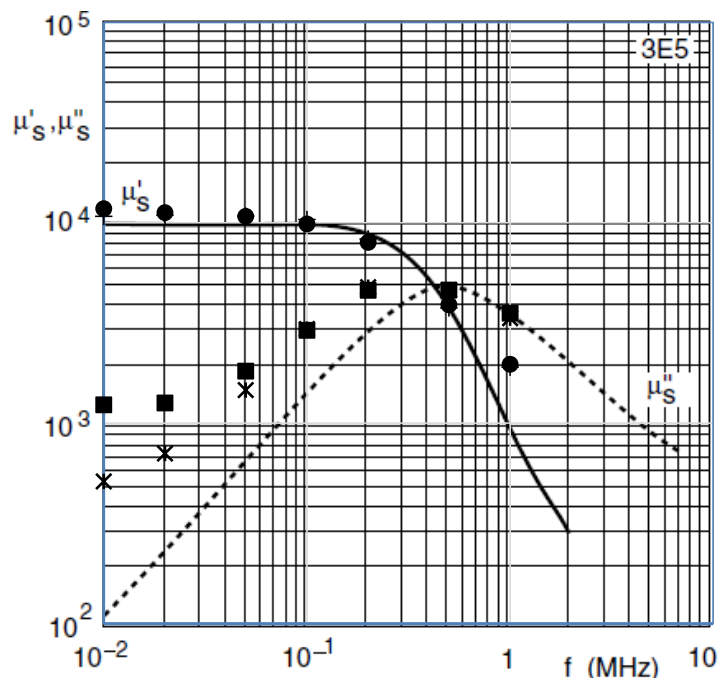
3.24 Relativna KMP jezgra 3F3 merena pri  $H_m$  1.5A/m. Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), podaci od proizvođača (linije), izmerene vrednosti pomoću HP4194A (zvezdice).  $\mu'_s$  realni deo i  $\mu''_s$  imaginarni deo KMP.

KMP za Mn-Zn jezgro 3E5 je prikazano na slikama 3.25 i 3.26. Kako bi se pokazala zavisnost KMP od jačine magnetskog polja, ponovo su uporedo prikazani rezultati dobijeni

merenjem pri manjoj i većoj vrednosti pobudnog magnetskog polja. Na slici 3.25 amplituda magnetskog polja je održavana konstantnom na  $H_m=0.25\text{A/m}$  ( $B_m\approx 3\text{mT}$ ), dok je na slici 3.26 ta vrednost bila 8 puta veća ( $H_m=2\text{A/m}$ ,  $B_m\approx 20\text{mT}$ ).



3.25 Relativna KMP jezgra broj 2 (3E5) merena pri  $H_m$  0.25A/m. Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), podaci od proizvođača (linije).  $\mu'_s$  realni deo i  $\mu''_s$  imaginarni deo KMP.

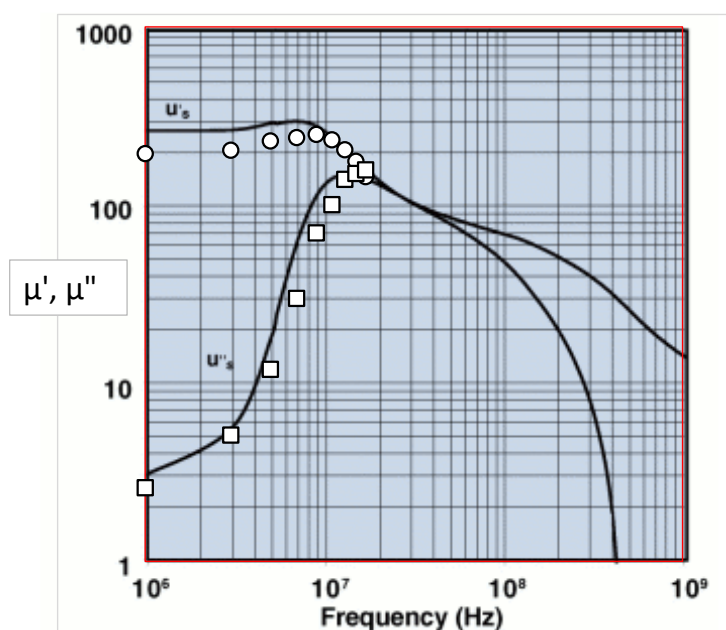


3.26 Relativna KMP jezgra 3E5 merena pri  $H_m$  2A/m. Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), podaci od proizvođača (linije), izmerene vrednosti pomoću HP4194A (zvezdice).  $\mu'_s$  realni deo i  $\mu''_s$  imaginarni deo KMP.

Rezultati merenja KMP, osim od frekvencije, zavise i od intenziteta magnetskog polja odnosno magnetske indukcije. Sa porastom magnetske indukcije rastu i realni i imaginarni deo

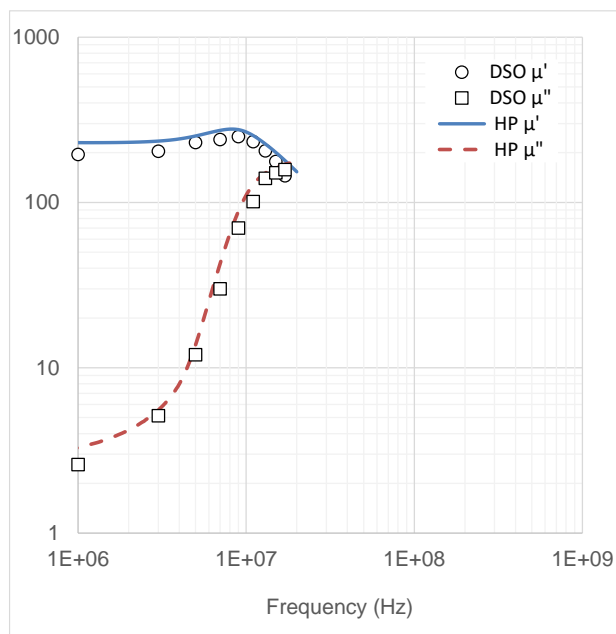
KMP [70][71]. Pri tome je porast imaginarnog dela, koji predstavlja gubitke u jezgru, izraženiji u odnosu na realni deo. Takav rezultat je očekivan jer gubici u jezgru rastu kako sa porastom frekvencije tako i sa porastom magnetske indukcije. Radi poređenja, na slikama 3.24 i 3.26 su prikazane i vrednosti KMP dobijene merenjem pomoću IA HP4194A, čiji su rezultati obeleženi pomoću markera '\*'. Može se uočiti da predložena modifikovana vatmetarska metoda, uz dovoljno malu i kontrolisanu vrednost pobudnog magnetskog polja, daje bolje rezultate u odnosu na merenje pomoću HP4194A. Takođe treba napomenuti da su rezultati bolji i zato što predložena metoda ima manju grešku merenja fazne razlike i manju osetljivost na merenje fazne razlike u odnosu na metodu koja koristi HP4194A.

Na slici 3.27 su prikazani rezultati merenja KMP jezgra broj 3 (NiZn). Amplituda magnetskog polja je održavana konstantnim na  $H_m=0.1A/m$ , ( $B_m\approx 0.025mT$ ). Rezultati merenja imaginarnog dela KMP pokazuju dobro slaganje sa podacima dobijenim od proizvođača. Realni deo KMP izmeren pomoću modifikovane vatmetarske metode je manji u odnosu na podatke koje je dao proizvođač.



3.27 Relativna KMP jezgra broj 3 (52) merena pri  $H_m=0.1A/m$ . Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), podaci od proizvođača (puna linija).

Na slici 3.28 su ponovo prikazani rezultati merenja KMP jezgra broj 3 (NiZn) primenom modifikovane vatmetarske metode za  $H_m=0.1A/m$  zajedno sa izmerenim rezultatima dobijenim pomoću analizatora impedanse HP4194A. Poredeći dobijene rezultate može da se uoči bolje slaganje realnog dela KMP.



**3.28 Relativna KMP jezgra broj 3 (52) merena pri  $H_m$  0.1A/m. Izmerene vrednosti pomoću DSO (simboli), izmerene vrednosti pomoću HP4194A (linije).**

Zahvaljujući mogućnostima osciloskopa, prednost ove metode nad metodama zasnovanim na merenju impedanse pomoću IA jeste mogućnost kontrole magnetskog polja i magnetske indukcije unutar jezgra. Osim toga vatmetarska metoda koristi dva namotaja tako da se pri maloj struji sekundarnog namotaja rasipanje fluksa može zanemariti, što smanjuje grešku merenja snage gubitaka, a samim tim i grešku merenja imaginarnog dela KMP.

# 4 Modelovanje i simulacija gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

Modelovanje feritnog jezgra predstavlja veliki doprinos analizi i optimizaciji uređaja u kojima se koriste ta jezgra za pravljenje kalemova, transformatora, EMI potiskivača i drugih uređaja. Dizajniranje modernih elektronskih uređaja energetske elektronike zahteva dobro poznavanje ponašanja feritnih jezgara pod različitim radnim uslovima (frekvencija, jačina signala i oblik signala). Da bi se moglo predvideti ponašanje feritnih materijala potrebno ih je opisati pomoću modela. U režimu malih signala jezgro može da se modeluje parametarima KMP ili ekvivalentnom električnom šemom. GSG se u tom slučaju određuje posredno na osnovu modela KMP ili ekvivalentne impedanse. U režimu velikih signala GSG se određuje neposredno, pri čemu mogu da se koriste empirijske jednačine ili se GSG određuje na osnovu modela histerezisne petlje. Osim toga, GSG može da se odredi korišćenjem analitičkih ili numeričkih metoda rešavanjem Maksvelovih jednačina elektromagnetskog polja. U tabeli 4.1 je dat pregled metoda za modelovanje GSG koji su detaljno opisani u ovom delu u nastavku teksta.

## 4.1 Načini modelovanje GSG koji su prikazani u okviru ove teze.

Modelovanje	Režim signala	Poglavlje
Modelovanje GSG pomoću KMP	mali	4.1.2
Modelovanje GSG pomoću ekvivalentne električne šeme	mali	4.1.3
Modelovanje GSG metodom konačnih elemenata	mali	4.1.4
Modelovanje GSG pomoću empirijske jednačine	veliki	4.2.1
Modelovanje GSG pomoću histerezisne petlje	veliki	4.2.2

Parametri modela su određivani podešavanjem pri čemu je upotrebljen skup funkcija „Curve Fitting Toolbox“ u okviru programskog paketa Matlab, pri čemu je odabrana metoda najmanjih kvadrata „Nonlinear least squares“. Kvalitet poklapanja eksperimentalnih podataka sa modelom je procenjen korišćenjem koeficijenta determinacije  $R^2$ , opisan izrazom

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^N (y_i - f_i)^2}{\sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2} \quad (37)$$

gde je  $y$  skup izmerenih podataka,  $\bar{y}$  srednja vrednost skupa izmerenih podataka, a  $f$  skup izračunatih podataka na osnovu modela [99]. Ova metoda je upotrebljena prilikom određivanja parametara svih modela koji će kasnije biti opisani u poglavlju 4.

#### 4.1 Gustine snage gubitaka u režimu malih signala

U slučaju malih signala jezgro se nalazi u linearnom režimu rada. Magnetsko polje i magnetska indukcija su prostoperiodične funkcije vremena. U tom slučaju je mnogo jednostavnije modelovati jezgro korišćenjem kompleksnih veličina, pri čemu veza između magnetske indukcije i magnetskog polja može da se opiše izrazima

$$\underline{B} = \underline{\mu}_s \underline{H} = (\mu'_s - j\mu''_s) \underline{H}, \quad (38)$$

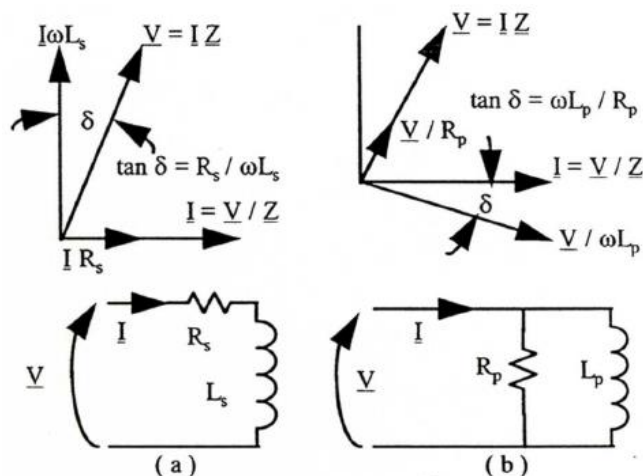
$$\underline{H} = \frac{\underline{B}}{\underline{\mu}_p} = \left( \frac{1}{\mu'_p} - \frac{j}{\mu''_p} \right) \underline{B}. \quad (39)$$

U izrazu (38) jezgro se modeluje pomoću serijske KMP (SKMP)  $\mu'_s$  i  $\mu''_s$  dok je u izrazu (39) jezgro modelovano pomoću paralelne KMP (PKMP) [25]. U literaturi [40] [41] [45] [46] [47] [48] [49] [50] [51] kao i u katalozima proizvođača feritnih jezgara [96][97] je uobičajeno da se koristi serijska predstava. Modelovanje snage gubitaka jezgra u slučaju malih signala svodi se na modelovanje KMP. Snaga gubitaka, pa samim tim i gustine snage gubitaka (GSG) može veoma lako da se odredi analitički na osnovu imaginarnog dela PKMP i vrednosti magnetske indukcije  $B_m$  kao što je opisano u nastavku.

##### 4.1.1 Razlika u modelovanju serijske i paralelne kompleksne magnetske permeabilnosti

Realni i imaginarni deo serijske ili paralelne KMP karakterišu jezgro u slučaju malih signala (napona i struja). To su nivoi signala koje koriste IA, mrežni vektor analizatori (VNA – *Vector Network Analyzer*, eng.) ili analizatori spektra (SA – *Spectrum Analyzer*,

eng.). Pri tome postoje dve varijante modela: (a) model redne veze otpornika  $R_s$  i kalema  $L_s$  i (b) model paralelne veze otpornika  $R_p$  i kalema  $L_p$ . Električne šeme ova dva modela su prikazane na slici 4.1. U oba slučaja snaga gubitaka u jezgru je jednaka snazi Džulovih gubitaka u otporniku. Kako i snaga gubitaka jezgra i energija sadržana u magnetskom polju zavise od frekvencije pobudnog signala, to znači da vrednosti ovih elemenata zavisi od kružne učestanosti  $\omega$  [91].



4.1 Modelovanje jezgra u režimu malih signala. (a) Redna i (b) paralelna predstava. Preuzeto iz [91].

U slučaju modela redne veze kompleksna impedansa je data izrazom

$$\underline{Z}_s = \frac{U}{I} = (R_s + j\omega L_s) = j\omega \underline{\mu}_s \frac{N^2 A_e}{l_e}, \quad (40)$$

$$R_s = \omega \underline{\mu}_s'' \frac{N^2 A_e}{l_e}, \quad L_s = \underline{\mu}_s' \frac{N^2 A_e}{l_e}.$$

U slučaju modela paralelne veze admitansa i impedansa su date izrazima

$$\underline{Y}_p = \frac{I}{U} = \left( \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p} \right) = \frac{1}{j\omega \underline{\mu}_p} \frac{l_e}{N^2 A_e}, \quad (41)$$

$$\underline{Z}_p = \frac{U}{I} = \left( \frac{R_p j\omega L_p}{R_p + j\omega L_p} \right) = \frac{(\omega L_p)^2 R_p + j(R_p)^2 \omega L_p}{(R_p)^2 + (\omega L_p)^2}. \quad (42)$$

Poređenjem realnog i imaginarnog dela impedanse  $\underline{Z}_s$  sa realnim i imaginarnim delom impedanse  $\underline{Z}_p$  dobijaju se sledeće relacije



$$(a) \quad R_s = \frac{R_p D_p^2}{(1 + D_p^2)}, \quad L_s = \frac{L_p}{(1 + D_p^2)}, \quad (43)$$

$$(b) \quad R_p = R_s \left( 1 + \frac{1}{D_s^2} \right), \quad L_p = L_s (1 + D_s^2),$$

gde je  $D_p = \omega L_p / R_p$  i  $D_s = R_s / \omega L_s$ . U slučaju rednog  $RL$  modela, veza između  $\underline{B}$  i  $\underline{H}$  je data izrazom (38), dok je u slučaju paralelnog  $RL$  modela ta veza opisana izrazom (39). To znači da se komponente SKMP mogu dobiti na osnovu komponenti PKMP i obrnuto korišćenjem relacija

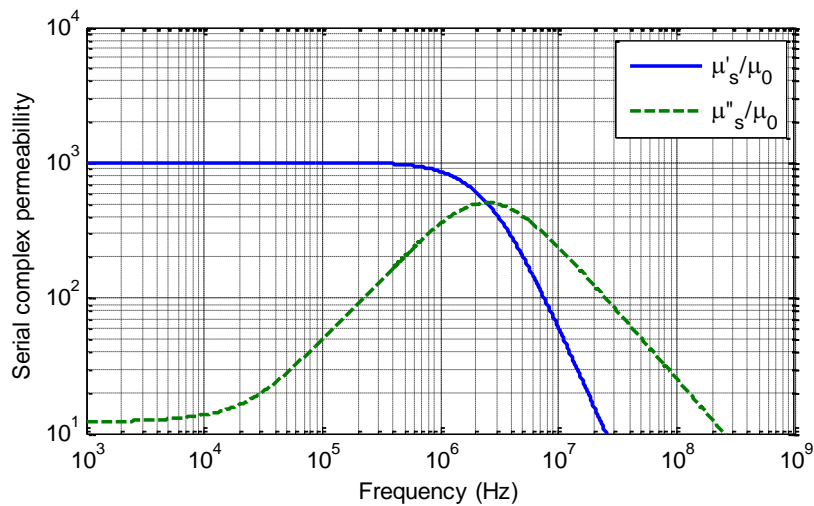
$$(a) \quad \mu'_s = \frac{\mu'_p}{1 + (\mu'_p / \mu''_p)^2}, \quad \mu''_s = \frac{\mu''_p}{1 + (\mu''_p / \mu'_p)^2}, \quad (44)$$

$$(b) \quad \mu'_p = \mu'_s \left( 1 + (\mu''_s / \mu'_s)^2 \right), \quad \mu''_p = \mu''_s \left( 1 + (\mu'_s / \mu''_s)^2 \right).$$

Iz (43) i (44) sledi

$$R_p = \omega \mu''_p N^2 A_e / l_e, \quad L_p = \mu'_p N^2 A_e / l_e. \quad (45)$$

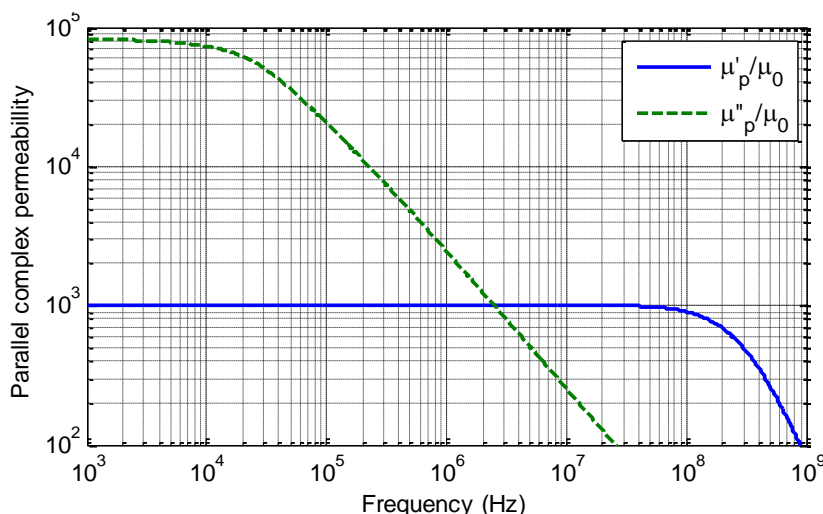
Ako se jezgro modeluje pomoću SKMP tada frekvencijska zavisnost realnog i imaginarnog dela tipičnog Mn-Zn feritnog materijala izgleda kao na slici 4.2 [96][97].



#### 4.2 Primer frekvencijske zavisnosti realnog i imaginarnog dela SKMP tipičnog Mn-Zn feritnog materijala.

U ovom primeru, posle 10kHz počinje da raste imaginarni deo, posle 1MHz počinje da opada realni deo, da bi posle 3MHz počeo da opada i imaginarni deo. Frekvencija na kojoj imaginarni deo dostiže svoj maksimum, a realni deo pada na jednu polovinu svoje početne vrednosti, naziva se granična frekvencija (*Snoek's limit*) [100][101].

Koristeći izraze (44)(b), realni i imaginarni deo SKMP, može da se prevedu u realni i imaginarni deo PKMP pri čemu frekvencijska zavisnost parametara PKMP izgleda kao na slici 4.3. Realni deo  $\mu'_p$  je praktično konstantan i počinje da opada na veoma visokoj frekvenciji. Imaginarni deo  $\mu''_p$  je konstantan do određene frekvencije i posle opada monotono.



**4.3 Frekvencijska zavisnost realnog i imaginarnog dela PKMP dobijena od realnog i imaginarnog dela SKMP prikazanih na slici 4.2 primenom izraza (44).**

#### 4.1.2 Modelovanje gustine snage gubitaka pomoću kompleksne magnetske permeabilnosti

Modelovanje zavisnosti gustine snage gubitaka od frekvencije i amplitude vektora magnetske indukcije može da se izvede pomoću modela PKMP [70][71]. Iz tog razloga je u tezi upotrebljen model PKMP, opisan relacijama

$$\mu'_p = \frac{\mu'_{pi}}{1 + (f/f_1)^\alpha}, \quad \mu''_p = \frac{\mu''_{pi}}{1 + (f/f_2)^\beta} \quad (46)$$

gde su  $\mu'_{pi}$  i  $\mu''_{pi}$  početne vrednosti pri jako niskim frekvencijama koje se određuju na osnovu početnih vrednosti izmerene SKMP ( $\mu'_{si}$  i  $\mu''_{si}$ ) primenom relacija (b) u izrazima (44). Frekvencije  $f_1$  i  $f_2$  se određuju podešavanjem modelovane krive sa merenim rezultatima. Model je zasnovan na radovima [70][71], ali su u model opisan izrazom (46) dodati parametri  $\alpha$  i  $\beta$  da bi dobilo bolje poklapanje sa izmerenim vrednostima.

Kako paralelna KMP predstavlja paralelnu vezu  $R_p$  i  $X_p$ , to znači da se snaga gubitaka, modelovana kroz  $R_p$ , može odrediti pomoću izraza

$$P_{core} = \frac{|U|^2}{R_p}. \quad (47)$$

Napon na krajevima sekundarnog kalema može da se odredi pomoću izraza

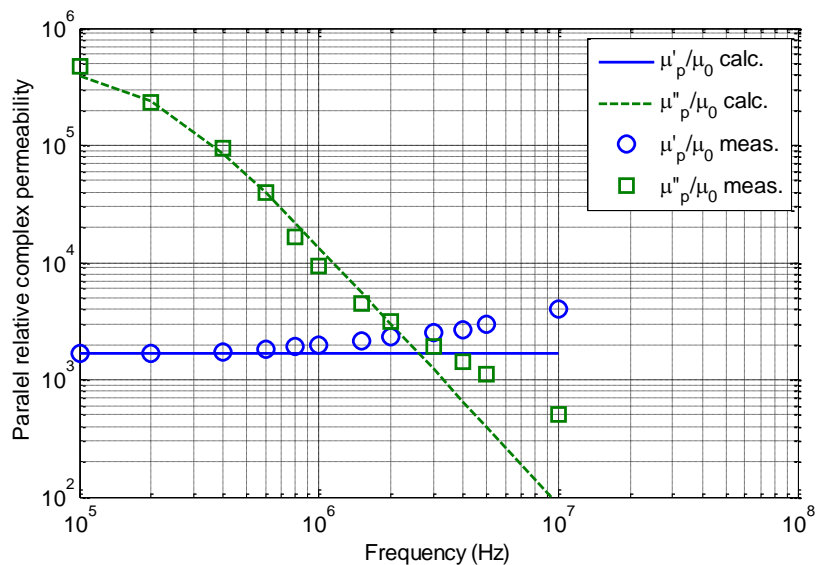
$$\underline{U} = j\omega \underline{B} N A_e. \quad (48)$$

Imajući u vidu izraz (45), sledi da GSG u jezgru u funkciji frekvencije i magnetske indukcije može da se odredi na osnovu imaginarnog dela PKMP  $\mu_p''$  pomoću izraza

$$P_v = \frac{\pi f B_m^2}{\mu_p''}, \quad (49)$$

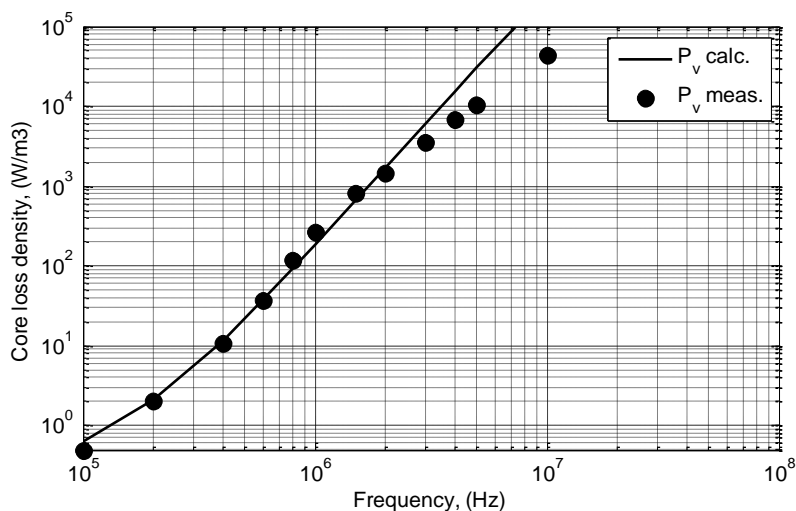
pri čemu je  $P_v = P_{core}/V_e$ . Na ovaj način je pomoću modela PKMP modelovana i GSG u slučaju malih signala.

Modelovanje PKMP je primenjeno na komercijalno jezgro 3F3 za koje su izmerene vrednosti prikazane u delu 3.7.3. Početne vrednosti  $\mu_{pi}'$  i  $\mu_{pi}''$  su izračunate na osnovu izmerenih vrednosti  $\mu_{si}'$  i  $\mu_{si}''$  i iznose  $\mu_{pi}' = 1800\mu_0$  i  $\mu_{pi}'' = 4 \cdot 10^5 \mu_0$ . Metodom interpolacije opisanom u poglavlju 3.7.1 određeni su parametri  $f_1 = 2 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 200 \text{ kHz}$ ,  $\alpha = 2$  i  $\beta = 2.2$ .



#### 4.4 Izračunati realni i imaginarni deo PKMP komercijalnog jezgra 3F3 pomoću modela (46).

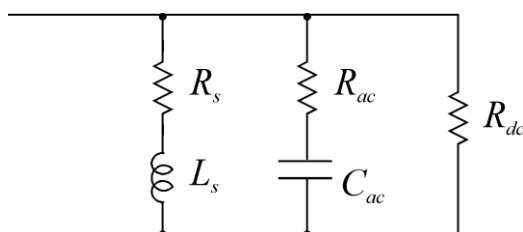
GSG određena pomoću izraza (49), pri čemu je za proračun uzeta izmerena vrednost amplitude vektora magnetske indukcije, je prikazana na slici 4.5. Na slici su primetna mala odstupanja iznad granične frekvencije materijala 3F3. Međutim i pored toga predloženi model sa šest parametra pokazuje dobro slaganje sa izmerenim vrednostima do granične frekvencije feritnog materijala, koja za ovaj materijal iznosi oko 3MHz. Ocena kvaliteta izračunatih parametara je iskazana koeficijentom determinacije  $R^2$ , izraz (37), poređenjem izračunate i izmerene GSG. Do 2MHz  $R^2 = 0.996$ , dok je uključujući i tačke iznad 2MHz  $R^2 = 0.986$ .



4.5 Izračunata i izmerena GSG komercijalnog jezgra 3F3 pri  $B_m=1\text{mT}$ .

#### 4.1.3 Modelovanje gustine snage gubitaka korišćenjem ekvivalentne električne šeme jezgra

Drugi način da se modeluje frekvencijski zavisno ponašanje jezgra pri malim signalima je pomoću elemenata električnih kola. Na slici 4.6 je predstavljena električna šema kojom je modelovana impedansa jezgra.



4.6 Električna šema za modelovanje jezgra pri visokim frekvencijama i malim signalima.

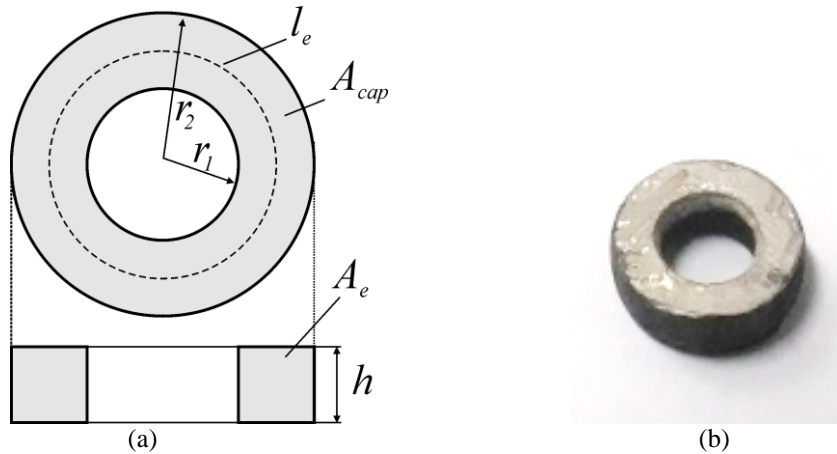
Kako bi se u model uključili gubici koji nastaju na višim frekvencijama, pored osnovnih elemenata kojima se dobro modeluje jezgro na nižim frekvencijama ( $R_s$  i  $L_s$ ), u model su dodati otpornici otpornosti  $R_{ac}$ ,  $R_{dc}$  i kondenzator kapacitivni  $C_{ac}$ . Prilikom proračuna je pretpostavljeno da je na jezgro namotan jedan zavojak, tako da vrednosti elemenata u modelu ne zavise od broja zavojava. Elementi  $L_s$  i  $R_s$  su određeni pomoću relacije (40). Za potrebe određivanja vrednosti elemenata  $L_s$  i  $R_s$  jezgro je posmatrano kao torus efektivne površine poprečnog preseka  $A_e$  i efektivne dužine  $l_e$ , određenih pomoću izraza (3) i (4). Prilikom određivanja vrednosti elemenata  $R_{dc}$ ,  $R_{ac}$  i  $C_{ac}$  jezgro je posmatrano kao kondenzator gde su gornja i donja stranica jezgra metalizirane predstavljajući ploče kondenzatora. Efektivna površina ploča tako dobijenog kondenzatora je  $A_{cap}$  pri čemu su ploče kondenzatora postavljene na razmaku koje odgovara visini torusa  $h$ . Na ovaj način se vrednosti elemenata  $R_{dc}$ ,  $R_{ac}$  i  $C_{ac}$  mogu zadati preko provodnosti i permitivnosti, pomoću izraza

$$R_{dc} = \frac{1}{\sigma_{dc}} \frac{h}{A_{cap}}, \quad (50)$$

$$R_{ac} = \frac{1}{\sigma_{ac}} \frac{h}{A_{cap}}, \quad (51)$$

$$C_{ac} = \varepsilon_{ac} \frac{A_{cap}}{h}, \quad A_{cap} h = A_e l_e = V_e. \quad (52)$$

Modelovanje jezgra pomoću elemenata električnog kola je primenjeno na komercijalno jezgro 3F3, pri čemu su u modelu upotrebljene dimenzije jezgra ( $r_1=5\text{mm}$ ,  $r_2=3\text{mm}$  i  $h=4\text{mm}$ ). Dimenzije jezgra kao i veličine upotrebljene u prethodnim izrazima su prikazane na slici 4.7.

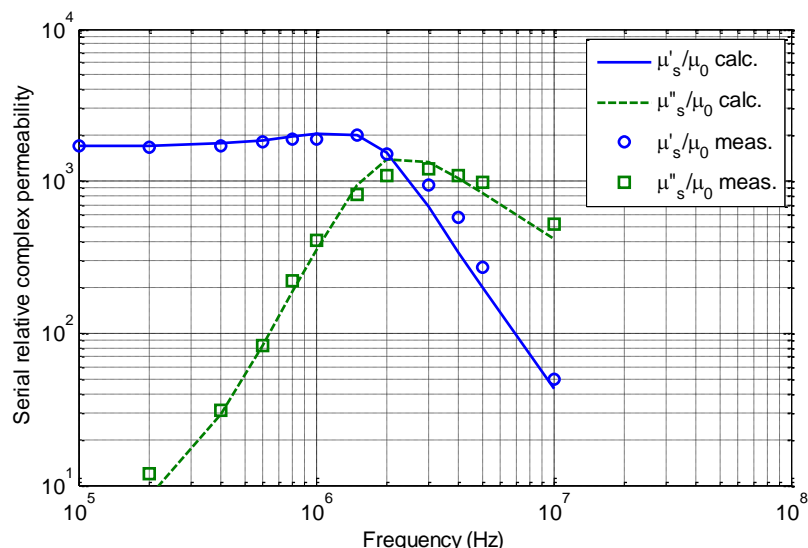


4.7 (a) Uzdužni i poprečni presek jezgra. (b) Fotografija torusnog jezgra 3F3 kome je nanešena srebrna pasta za potrebe merenja električnih osobina kapacitivnom metodom.

Parametri  $\mu'_s$  i  $\mu''_s$  mogu da se odrede podešavanjem parametara ili da se odrede merenjem. Ukoliko se koriste izmerene vrednosti tada je potrebno uzeti početne vrednosti parametara serijske KMP izmerene pri jako niskim frekvencijama. Na tim frekvencijama promena vrednosti tih parametara je zanemarljiva. Za  $L_s$  i  $R_s$  su u ovom modelu upotrebljene vrednosti SKMP izmerene pri frekvenciji  $f = 10\text{kHz}$ , koje iznose  $\mu'_{si} = 1700\mu_0$  i  $\mu''_{si} = 8\mu_0$ .

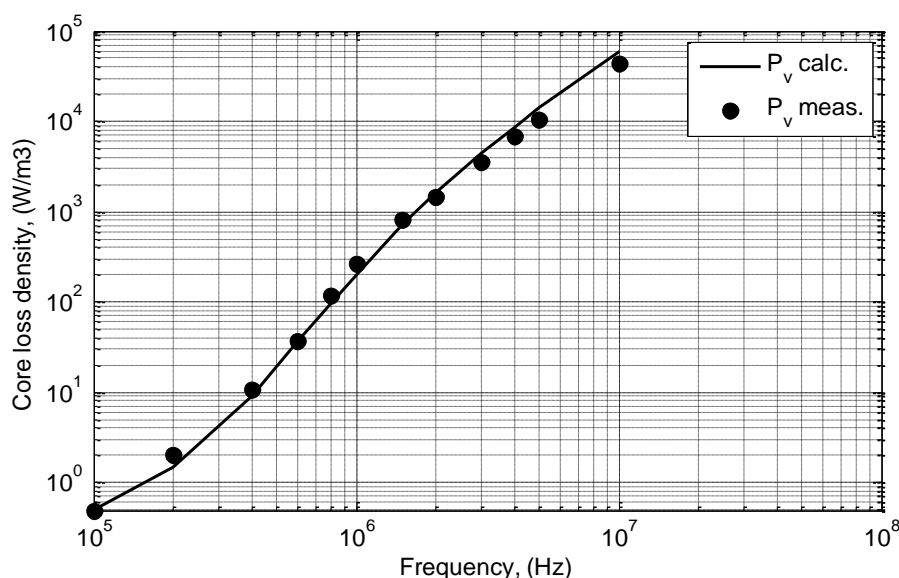
Parametar  $\sigma_{dc}$  takođe može da se odredi podešavanjem ili da se odredi merenjem. U slučaju materijala 3F3 vrednost  $\sigma_{dc} = 0.05\text{ S/m}$  je određena merenjem otpornosti uzorka pri jednosmernoj pobudi. Provodnost i permitivnost pri naizmeničnoj pobudi  $\sigma_{ac}$  i  $\varepsilon_{ac}$  su određene podešavanjem, pri čemu su dobijene sledeće vrednosti  $\sigma_{ac} = 8\text{ S/m}$  i  $\varepsilon_{ac} = 1 \cdot 10^5 \varepsilon_0$ . Uvrštavanjem ovih parametara u izraze (50)-(52) izračunata je ekvivalentna impedansa, na osnovu koje su određeni realni i imaginarni deo SKMP pomoću izraza (40). Na slici 4.8 je prikazana izmerena i izračunata SKMP.

#### 4. Modelovanje i simulacija gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima



4.8 Izmerena i izračunata SKMP komercijalnog jezgra 3F3 pomoću elemenata ekvivalentne električne šeme.

Prilikom merenja SKMP maksimalna vrednost magnetske indukcije je iznosila  $B_m = 1$  mT. Merenje je izvedeno vatmetarskom metodom na način opisan u poglavlju 3.6. Kao što je već rečeno, pomoću ove metode je moguće praćenje i kontrolisanje maksimalne vrednosti magnetske indukcije. Istovremeno sa merenjem kompleksne permeabilnosti izmerena je i GSG. Kako bi se na osnovu modela mogla izračunati GSG, SKMP je prevedena u PKMP pomoću izraza (44) a zatim je GSG izračunata pomoću izraza (49). Na slici 4.9 je prikazana modelovana i izmerena GSG materijala 3F3 u funkciji frekvencije pri čemu je amplituda magnetske indukcije iznosila  $B_m = 1$  mT. Ocena kvaliteta određenih parametara je iskazana koeficijentom determinacije  $R^2$  definisan izrazom (37) poređenjem izračunate i izmerene GSG, pri čemu je dobijena vrednost  $R^2 = 0.9996$ .



4.9 Izmerena i izračunata GSG komercijalnog jezgra 3F3 pri  $B_m=1$ mT.

#### 4.1.4 Modelovanje gustine snage gubitaka metodom konačnih elemenata

Ovakav pristup se bazira na rešavanju diferencijalnih Maksvelovih jednačina gde se problem svodi na određivanje vektora jačine magnetskog polja  $\vec{H}$  i električnog polja  $\vec{E}$  u svim tačkama unutar feritnog jezgra. U slučaju pobude malim signalima jezgro može da se posmatra kao da je u linearnom režimu rada. Pri tome je u slučaju prostoperiodičnih signala dovoljno posmatrati Maksvelove jednačine u kompleksnoj notaciji date izrazima

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + j\omega\vec{D}, \quad (53)$$

$$\text{rot } \vec{E} = -j\omega\vec{B}, \quad (54)$$

$$\text{div } \vec{D} = \rho, \quad (55)$$

$$\text{div } \vec{B} = 0. \quad (56)$$

Iz teorijske elektrotehnike je poznato da se uticaj magnetskih i električnih osobina materijala može opisati relacijama [102]

$$\begin{aligned} \vec{B} &= \vec{B}(\vec{H}), \\ \vec{D} &= \vec{D}(\vec{E}), \\ \vec{J} &= \vec{J}(\vec{E}). \end{aligned} \quad (57)$$

U opštem slučaju, osobine materijala zavise kako od intenziteta tako i od pravca i brzine promene vektora  $\vec{H}$  i  $\vec{E}$ . Ukoliko osobine materijala ne zavise приметно od intenziteta vektora polja tada se ti materijali posmatraju kao linearni i u vremenskom obliku mogu da se opišu relacijama [102]:

$$\begin{aligned} \vec{B} &= \mu\vec{H} + \mu_1 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} + \mu_2 \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} + \mu_3 \frac{\partial^3 \vec{H}}{\partial t^3} + \dots, \\ \vec{D} &= \varepsilon\vec{E} + \varepsilon_1 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \varepsilon_2 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} + \varepsilon_3 \frac{\partial^3 \vec{E}}{\partial t^3} + \dots, \\ \vec{J} &= \sigma\vec{E} + \sigma_1 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma_2 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} + \sigma_3 \frac{\partial^3 \vec{E}}{\partial t^3} + \dots. \end{aligned} \quad (58)$$

Za većinu materijala, dovoljna su samo prva dva člana sa desne strane u izrazima (58). Uvođenjem kompleksne notacije u slučaju feritnih materijala, zavisnosti iskazane u opštem obliku relacijama (57) mogu da se iskažu uvođenjem kompleksne permeabilnosti  $\underline{\mu}$

$$\vec{B} = \underline{\mu}\vec{H}, \quad \underline{\mu} = \mu' - j\mu'', \quad (59)$$

kompleksne permitivnosti  $\underline{\varepsilon}$

$$\underline{\vec{D}} = \underline{\varepsilon} \underline{\vec{E}}, \quad \underline{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon'', \quad (60)$$

i provodnosti  $\sigma$

$$\underline{\vec{J}} = \sigma \underline{\vec{E}}, \quad (61)$$

gde su  $\mu'$ ,  $\mu''$ ,  $\varepsilon'$ ,  $\varepsilon''$  i  $\sigma$  realni brojevi. Poznavajući ove vrednosti uz primenu odgovarajućih matematičkih modela, zasnovanih na Maksvelovim jednačinama, moguće je izračunati snagu gubitaka. Magnetski gubici usled histerezisa su modelovani uvođenjem imaginarnog dela kompleksne permeabilnosti  $\mu''$ , dielektrični gubici uvođenjem imaginarnog dela kompleksne permitivnosti  $\varepsilon''$  i električni gubici (vrtložne struje) uvođenjem provodnosti feritnog materijala  $\sigma$ .

Polazeći od Pointingove teoreme, ukupni gubici u jezgru  $P$  mogu da se odrede pomoću relacija [102]

$$P_M = \omega \int_v \mu'' |\underline{H}|^2 dv, \quad (62)$$

$$P_D = \omega \int_v \varepsilon'' |\underline{E}|^2 dv, \quad (63)$$

$$P_E = \int_v \sigma |\underline{E}|^2 dv, \quad (64)$$

$$P_{core} = P_M + P_D + P_E, \quad (65)$$

gde je  $|\underline{H}|$  efektivna vrednost vektora  $\vec{H}$ ,  $|\underline{E}|$  efektivna vrednost vektora  $\vec{E}$ ,  $P_M$ ,  $P_D$  i  $P_E$  snaga gubitaka usled histerezisa, snaga dielektričnih gubitaka i snaga gubitaka usled vrtložnih struja, respektivno. Uvođenjem kompleksne permeabilnosti histerezisna petlja se aproksimira elipsom. Pri malim vrednostima vektora magnetskog polja dok je jezgro u linearnom režimu rada ovakav model daje zadovoljavajuće poklapanje izračunatih i izmerenih vrednosti GSG.

GSG se može odrediti na osnovu vrednosti parametara kompleksne permeabilnosti, permitivnosti i provodnosti definisanim u relacijama (59)-(61), takozvanih sopstvenih vrednosti (*Intrinsic values* – eng.). Ovakav pristup predstavlja direktan problem i rešavan je analitičkim metodama u radovima [7] [74] [75] [76] i metodom konačnih razlika (FDM – *Finite Difference Method*, eng) u radovima [77][78]. Prednost analitičkih metoda u odnosu na metode konačnih razlika je njihova tačnost. Međutim upotrebom savremenih računara gde se domen može predstaviti veoma velikim brojem tačaka ova prednost polako iščezava.

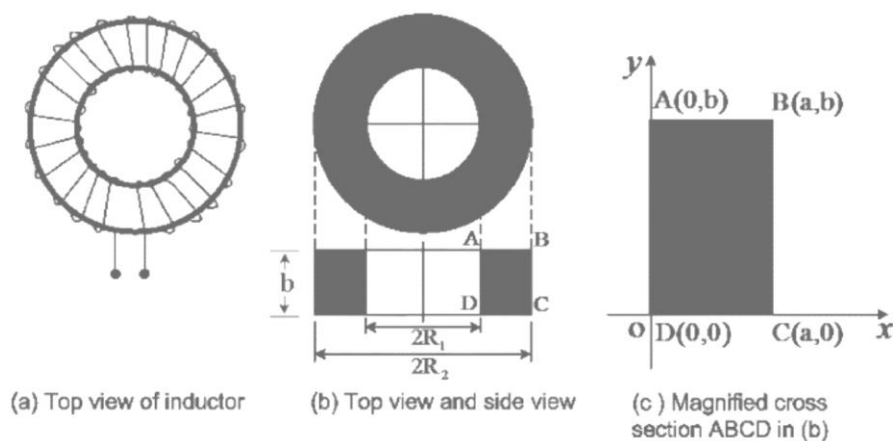


U novije vreme zahvaljujući računarima sa velikom količinom operativne memorije i velikom brzinom obrade podataka, umesto metode konačnih razlika koristi se metoda konačnih elemenata (FEM – *Finite Element Method*, eng.).

Ovim pristupom, korišćenjem sopstvenih vrednosti permeabilnosti, permitivnosti i provodnosti u izrazima za GSG u radu [76] su dobijene snage koje su dobijene i merenjem. Međutim najveći problem u ovakvom pristupu je određivanje sopstvenih vrednosti  $\mu'$ ,  $\mu''$ ,  $\varepsilon'$ ,  $\varepsilon''$  i  $\sigma$ , koje u opštem slučaju zavise kako od intenziteta tako i od brzine promene električnog i magnetskog polja. Ove vrednosti je na prvi pogled moguće dobiti merenjem, ali one se razlikuju od izmerenih vrednosti koje su poznatije kao pojavne vrednosti (*Apparent values* – eng.), kao što su SKMP ili PKMP.

Kako pojavne vrednosti zavise od sopstvenih, to znači da je moguće nekim od metoda rešiti ovaj tzv. inverzan problem, kao što je to predloženo u [75], [78]. U [77] je dat pregled analitičkih metoda u kojima je pokazano kako se iz izmerenih (pojavnih) vrednosti rednog  $\mu'_s, \mu''_s, \varepsilon'_s, \varepsilon''_s$  ili paralelnog modela  $\mu'_p, \mu''_p, \varepsilon'_p, \varepsilon''_p$  mogu odrediti sopstvene vrednosti  $\mu', \mu'', \varepsilon', \varepsilon''$ . Provodnost  $\sigma$  je u slučaju jednosmerne pobude (vremenski konstantnog polja) vrlo lako odrediti dok je u slučaju naizmenične pobude (vremenski promenljivog polja) vrlo teško razdvojiti od imaginarnog dela kompleksne permitivnosti  $\varepsilon''$  pa se zbog toga taj parametar često implicitno uključuje u  $\varepsilon''$ , kao što je to urađeno u [75], [78].

U radovima [74] i [75] je dat matematički model torusnog jezgra pravougaonog poprečnog preseka, slika 4.10. Pri tome je u [74] primenjen cilindrični koordinatni sistem gde se  $z$ -osa sistema poklapa sa osom torusa, vektor magnetskog polja ima samo  $\varphi$  komponentu  $\vec{H} = H(r, z) \cdot \vec{i}_\varphi$ .



4.10 Poprečni presek torusnog jezgra i koordinatni sistem. Preuzeto iz [75].

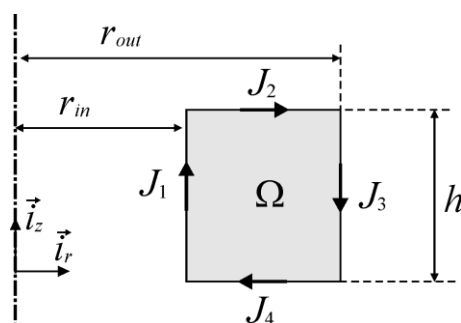
Kako je problem osno simetričan, rešenje je moguće naći samo u jednoj ravni aksijalnog preseka, (ravan  $\varphi = const$ ). U toj ravni se nalazi vektor jačine električnog polja

$\vec{E} = E_r(r, z)\vec{i}_r + E_z(r, z)\vec{i}_z$ . Model sa ovako uvedenim koordinatnim sistemom je najbliži realnoj situaciji. Rešenje dato u [74] uključuje Beselove funkcije prve i druge vrste, tako da je korišćenje ove metode u inverznim problemima vremenski zahtevno [74]. U [75] autori su pojednostavili model tako što su poprečni presek jezgra postavili u Dekartov pravougli koordinatni sistem. U model su uključeni svi parametri jezgra. Rešenje za vektor magnetskog polja  $\vec{H}$  uključuje dvostruke integrale pri čemu podintegralni izrazi sadrže dvostruke beskonačne sume. Ovakvo rešenje pokazuje dobro slaganje sa merenim rezultatima.

Da bi se postigla veća efikasnost u određivanju sopstvenih vrednosti na osnovu izmerenih vrednosti, razvijene su numeričke metode, kao što je to urađeno u [78], gde su autori koristili isti sistem jednačina kao i u [75], ali su primenili metodu konačnih razlika. Pri tome su obe metode dale približno jednake izračunate vrednosti. Takođe, u radu [78] je pokazano da je, zbog uticaj sopstvene permitivnosti, izmerena pojava permeabilnost veća od sopstvene.

U disertaciji je primenjena metoda konačnih elemenata (FEM – *Finite Element Method*, eng.) za modelovanje feritnog jezgra u režimu malih signala, gde je histerezisna petlja aproksimirana elipsom. Metoda konačnih elemenata je vrlo korisna metoda koji se koristi kod analize snage gubitaka magnetskih materijala. Zahvaljujući veoma brzim modernim računarima sa velikom količinom radne memorije ova metoda se sve više primenjuje. Metoda konačnih elemenata daje uvid u raspodelu magnetskog polja i magnetske energije unutar jezgra.

Za potrebe modelovanja GSG iskorišćena je FEM metoda realizovana u programskom paketu COMSOL 3.5. Pri tome je korišćen modul „*Meridional induction currents, Magnetic Field Application Mode*“. Ovaj modul je pogodan za osno-simetrične probleme koji se rešavaju u cilindričnom koordinatnom sistemu. Zbog simetrije problema, dovoljno je posmatrati poprečni presek jezgra u  $rz$  – ravni, kao što je prikazano na slici 4.11.



4.11 Poprečni presek jezgra u  $rz$ -ravni.

Jednačina koju koristi ovaj modul je data izrazom

$$j\omega\mu_r\mu_r\underline{H}_\varphi + \nabla \times (\sigma + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r)^{-1} (\nabla \times \underline{H}_\varphi - \vec{J}^e) = 0, \quad (66)$$

gde je  $\mu_r$  kompleksna permeabilnost,  $\varepsilon_r$  kompleksna permitivnost,  $\sigma$  je provodnost, a  $\vec{J}^e$  gustina pobudne struje. Ovakva formulacija koristi samo  $H_\varphi$  komponentu vektora  $\vec{H}$ , rezultujući skalarnom jednačinom. Jednačina (66) je primenjena na domen označen sa  $\Omega$ , slika 4.11. Ulazne vrednosti modela su unutrašnji  $r_{in}$  i spoljašnji poluprečnik  $r_{out}$ , visina torusa  $h$ , parametri  $\mu_r$ ,  $\varepsilon_r$  i  $\sigma$ , ugaona frekvencija  $\omega$ , efektivna vrednost jačine struje u pobudnom namotaju  $I$  i broj zavojsa pobudnog namotaja  $N$ . Na granicama domena je primenjena pobudna površinska struja  $\vec{J}^e$ . Pri tome je na svakoj od stranica primenjena odgovarajuća vrednost opisana izrazom

$$\vec{J}_1 = \frac{NI}{2\pi r_{in}} \vec{i}_z, \quad \vec{J}_2 = \frac{NI}{2\pi r} \vec{i}_r, \quad \vec{J}_3 = \frac{NI}{2\pi r_{out}} (-\vec{i})_z, \quad \vec{J}_4 = \frac{NI}{2\pi r} (-\vec{i})_r. \quad (67)$$

Modelovanje snage gubitaka je izvršeno razdvajanjem ukupne snage na tri dela: histerezisni gubici  $P_M$ , gubici usled vrtložnih struja  $P_E$  i dielektrični gubici  $P_D$ . Ukupna snaga gubitaka u jezgru  $P_{core}$  je zbir pojedinačnih snaga gubitaka, izrazi (62) - (65), dok se GSG  $P_v$  može izračunati na isti način na koji se računa prilikom merenja, korišćenjem relacije  $P_v = P_{core} / V_e$ , gde je  $V_e$  efektivna zapremina torusnog jezgra definisana relacijom (5).

Energija koja je utrošena na uspostavljanje polja u jezgru je određena pomoću relacija

$$W_{ED} = \frac{1}{2\omega} \text{Im} \left\{ \int_v (\sigma + j\omega\varepsilon) |\underline{E}|^2 dv \right\} = \frac{1}{2} \int_v \varepsilon' |\underline{E}|^2 dv \quad (68)$$

$$W_M = \frac{1}{2\omega} \text{Im} \left\{ \int_v j\omega\mu |\underline{H}|^2 dv \right\} = \frac{1}{2} \int_v \mu' |\underline{H}|^2 dv \quad (69)$$

Imaginarni deo kompleksne snage gubitaka jezgra  $Q_{core}$  se može odrediti pomoću relacije [102]

$$Q_{core} = 2\omega(W_M - W_E). \quad (70)$$

Model je testiran upoređivanjem sa analitičkim metodama prikazanim u radovima [7], [76], [74], [75] i [78]. Prilikom poređenja, korišćene su iste ulazne veličine dok su izlazne veličine bile SKMP i GSG. Rezultati dobijeni opisanom FEM metodom su gotovo isti kao i rezultati prikazani u [7] i [74]. Prilikom poređenja sa metodama prikazanim u [76], [75] i [78] utvrđeno je odstupanje do 10% što može biti posledica različitih koordinatnih sistema u tezi i u tim radovima.

#### 4. Modelovanje i simulacija gustine snage gubitaka u feritnim jezgrima

Verifikacija modela pomoću metode konačnih elemenata je urađena poređenjem GSG dobijene pomoću razvijenog modela i GSG dobijene merenjem na komercijalnom uzorku 3F3. Sopstvena kompleksna permeabilnost, sopstvena kompleksna permitivnost i provodnost feritnog materijala su određene podešavanjem. Pri tome su realni i imaginarni deo sopstvene kompleksne permeabilnosti i provodnost konstantne veličine i jednake su izmerenim vrednostima pri jako niskim frekvencijama  $\underline{\mu} = (1700 - j7)\mu_0$ ,  $\sigma = 0.05 \text{ S/m}$ . Na ovaj način su modelovani histerezisni gubici i gubici usled vrtložnih struja. Dielektrični gubici su modelovani pomoću kompleksne permitivnosti. Frekvencijske zavisnosti realnog i imaginarnog dela sopstvene kompleksne permitivnosti  $\varepsilon'$  i  $\varepsilon''$  su iskazane pomoću izraza

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon'_s \varepsilon_s'^2}{\varepsilon'_s + \varepsilon_s''} + \varepsilon_3 \left[ 1 + (f/f_3)^c \right], \quad \varepsilon'' = \frac{\varepsilon_s'' \varepsilon_s'^2}{\varepsilon'_s + \varepsilon_s''}, \quad (71)$$

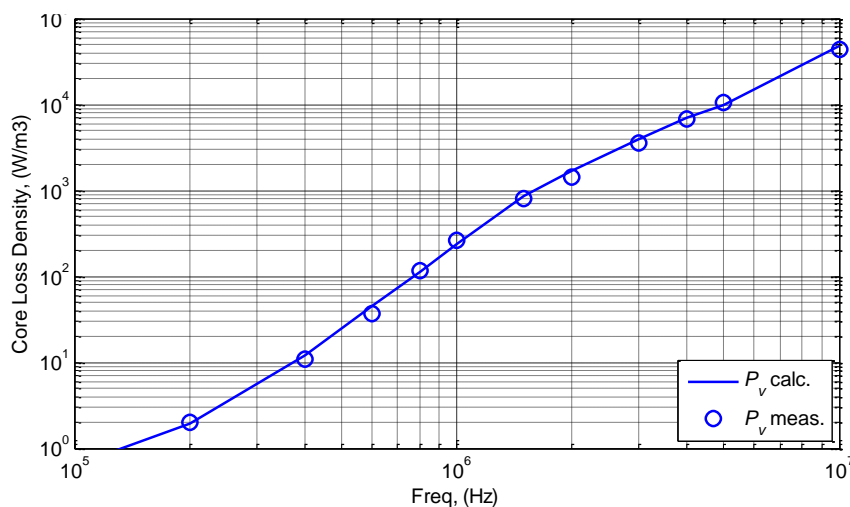
gde su

$$\varepsilon'_s = \frac{\varepsilon_1}{\left[ 1 + (f/f_1)^a \right]} \quad \text{i} \quad \varepsilon_s'' = \frac{\varepsilon_2}{\left[ 1 + (f/f_2)^b \right]}. \quad (72)$$

Parametri  $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, f_1, f_2, f_3, a, b$  i  $c$  su određeni podešavanjem. Ocena kvaliteta određenih parametara je iskazana kroz koeficijent  $R^2$  definisan izrazom (37) poređenjem izračunate i izmerene GSG. U tabeli 4.2 su date brojne vrednosti parametara i ocena kvaliteta. Na slici 4.12 je prikazana izmerena GSG i izračunata GSG pomoću FEM metode.

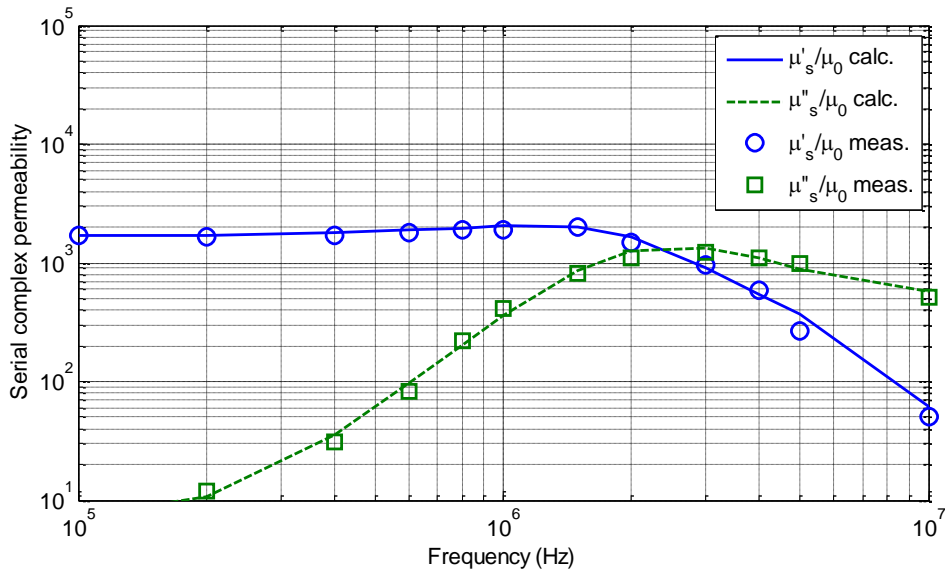
#### 4.2 Parametri modela jezgra 3F3 zasnovanog na metodi konačnih elemenata pri $B_m=1\text{mT}$ .

$\varepsilon_1$	$22 \cdot 10^5 \varepsilon_0$	$\varepsilon_2$	$3 \cdot 10^8 \varepsilon_0$	$\varepsilon_3$	$6 \cdot 10^4 \varepsilon_0$	$R^2(P_v)$	0.9939
$f_1$	2 MHz	$f_2$	15 kHz	$f_3$	6 MHz	$R^2(\mu')$	0.9829
$a$	1.25	$b$	1.16	$c$	2.5	$R^2(\mu'')$	0.9762



4.12 Izmerena i izračunata GSG jezgra 3F3 pri  $B_m=1\text{mT}$  korišćenjem parametara iz table 4.2.

Osim GSG, pomoću FEM metode su izračunate i pojavne vrednosti SKMP, odnosno one vrednosti KMP koje su dobijene merenjem pomoću IA, slika 4.13.



4.13 Izmerena i izračunata SKMP jezgra 3F3 pri  $B_m=1\text{mT}$  korišćenjem parametara iz tabele 4.2.

Imaginarni deo SKMP je izračunat pomoću izraza

$$\mu_s'' = \frac{P_{core}}{I^2} \frac{l_e}{\omega N^2 A_e} \quad (73)$$

dok je realni deo SKMP određen pomoću izraza

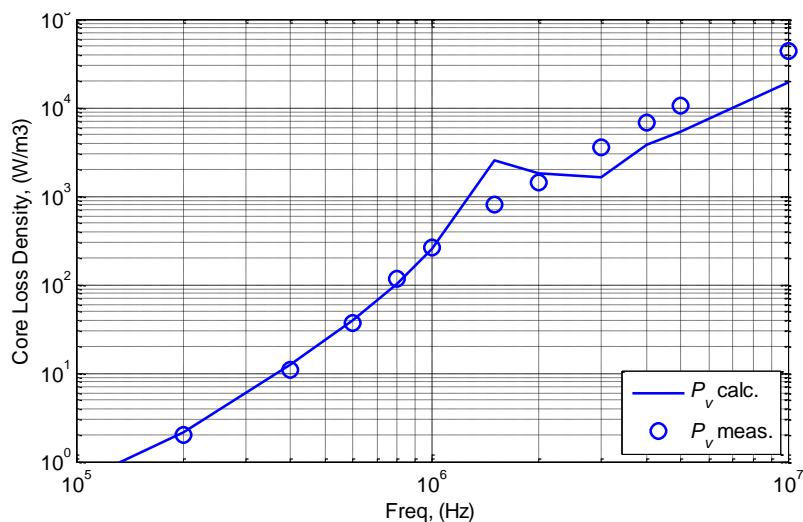
$$\mu_s' = \frac{Q_{core}}{I^2} \frac{l_e}{\omega N^2 A_e} \quad (74)$$

Pri tome je  $P_{core}$  snaga gubitaka izračunata pomoću izraza (65),  $Q_{core}$  jalova snaga određena izrazom (70),  $l_e$  efektivna dužina putanje fluksa,  $A_e$  efektivna površina poprečnog preseka torusnog jezgra,  $\omega$  kružna frekvencija,  $N$  broj zavojaka, dok je  $I$  efektivna vrednost jačine struje u namotajima kalema.

Ako su DC provodnost  $\sigma$  i parametri kompleksne permeabilnosti  $\mu'$  i  $\mu''$  određeni merenjem ili dati od strane proizvođača, predloženi model ima devet parametara. koje je potrebno odrediti podešavanjem. Međutim, od devet parametara, tri parametra ( $\varepsilon_3$ ,  $f_3$  i  $c$ ) služe za modelovanje realnog dela pojavne SKMP  $\mu_s'$  samo na frekvencijama iznad  $f_3/2$ , što je iznad granične frekvencije (oko 3MHz u slučaju jezgra 3F3).

Ukoliko je za proračun GSG dovoljan frekvencijski opseg do granične frekvencije, pojavni parametri SKMP mogu da se modeluje konstatnim sopstvenim parametrima  $\underline{\mu} = (1700 - j7)\mu_0$ ,  $\sigma = 0.05 \text{ S/m}$  i  $\underline{\varepsilon} = (15 \cdot 10^5 - j6 \cdot 10^5)\varepsilon_0$ . Koristeći relacije kojima se

parametri SKMP mogu prebaciti u parametre PKMP, GSG može da se izračuna pomoću izraza (49). Na slici 4.14 su prikazane izmerena i izračunate vrednosti GSG za jezgro 3F3 pri čemu je za proračun uzeta vrednost  $B_m=1\text{mT}$  koja je dobijena i merenjem. Kvalitet interpolacije GSG prikazan kroz ocenu  $R^2$  iznosi 0.9927.



4.14 Izračunata i izmerena GSG jezgra 3F3 pri  $B_m=1\text{mT}$ , korišćenjem konstantnih sopstvenih vrednosti.

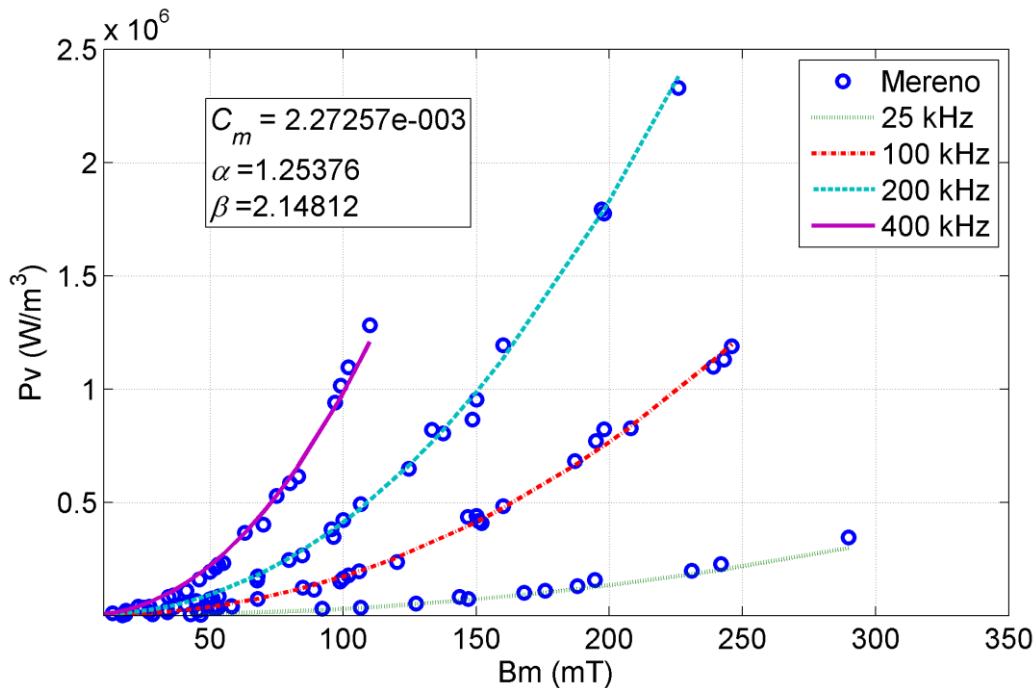
## 4.2 Gustine snage gubitaka u režimu velikih signala

U slučaju velikih signala jezgro nije u linearnom režimu rada. Zavisnost vektora magnetske indukcije od vektora magnetskog polja je nelinearna. Osim toga, postoji dodatno kašnjenje promena intenziteta vektora magnetske indukcije u odnosu na promene intenziteta vektora magnetskog polja. Takva zavisnost ova dva vektora se opisuje histerezisnom petljom. U režimu velikih signala, zavisnost snage gubitaka od frekvencije i amplitude magnetske indukcije može se odrediti korišćenjem empirijskih jednačina ili modelovanjem histerezisne petlje.

### 4.2.1 Modelovaje gustine snage gubitaka korišćenjem empirijske jednačine

Empirijska metoda koristi jednačine kojima može da se iskaže zavisnost snage gubitaka u funkciji frekvencije i intenziteta vektora magnetske indukcije. U tezi je korišćena metoda za merenje GSG feritnih Mn-Zn jezgara u slučaju prostoperiodičnih signala, tako da je za proračun GSG primenjen model dat izrazom (1). Prednost ovakvog modela je mali broj parametara koji može da se odredi na osnovu izmerenih vrednosti metodom podešavanja parametara. Model je testiran na komercijalnom Mn-Zn jezgru 3F3. Rezultati modela su prikazani na slici 4.15. Parametri su izračunati poređenjem modela sa izmerenim vrednostima GSG u frekvencijskom opsegu od 25kHz do 400kHz. Pri tome su dobijene

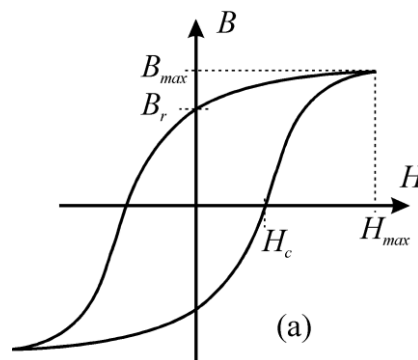
sledeće vrednosti parametara  $C_m=2.27257 \times 10^{-3}$ ,  $\alpha=1.25376$ , i  $\beta=2.14812$ . Kvalitet interpolacije je iskazan koeficijentom determinacije  $R^2=0.9964$ .



4.15 Izmerena i modelovana GSG komercijalnog MnZn jezgra 3F3.

#### 4.2.2 Modelovanje gustine snage gubitaka pomoću histerezisne petlje

Feritni materijali su kao i feromagnetski materijali nelinearni. U slučaju velikih pobudnih signala zavisnost  $B(H)$  ili  $M(H)$  je višeznačna [102], pri čemu je  $B$  magnetska indukcija,  $M$  magnetizacija, a  $H$  jačine magnetskog polja. Kriva koja opisuje zavisnost  $B(H)$  ili  $M(H)$  naziva se histerezisna petlja. Tipičan oblik histerezisne petlje kod feritnih materijala je prikazan na slici 4.16.

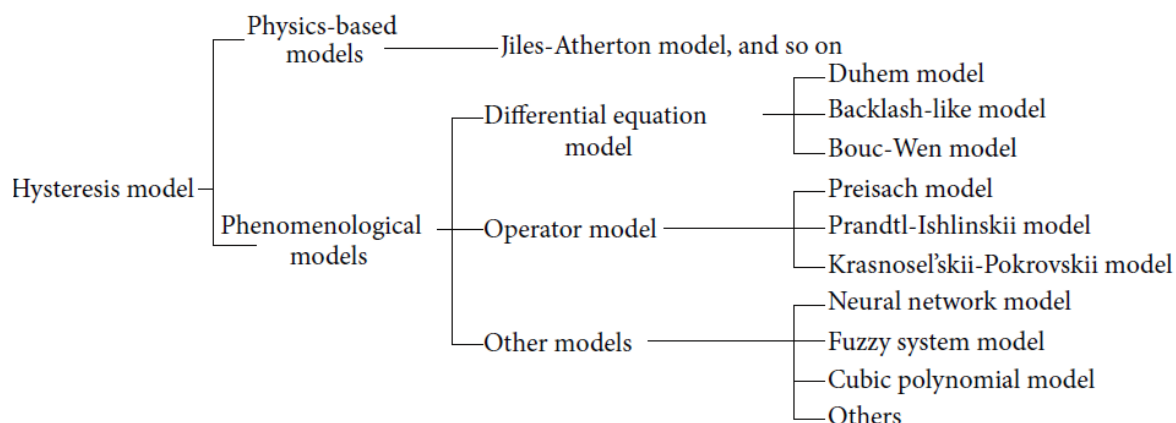


4.16 Tipična histerezisna petlja.

Relacija koja povezuje ove tri fizičke veličine predstavlja definiciju vektora jačine magnetskog polja i data izrazom

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0} - \vec{M}. \quad (75)$$

Modeli histerezisa mogu da se podele u dve grupe: fizički modeli histerezisa i fenomenološki modeli histerezisa [103]. Jedan od najpoznatijih fizičkih modela histerezisa je Žil-Atertonov model (*Jiles-Atherton model*) [103][106]. Fenomenološki modeli histerezisa mogu dalje da se klasifikuju na: modele koje koriste diferencijalne jednačine (*Duhem, Backlash-like, Bouc-Wen*), modele koji koriste operatore (*Preisach, Prandtl-Ishlinskii, Krasnosel'skii-Pokrovskii*) i ostali modeli (*Neural network, Fuzzy system, Cubic polynomial*) [103], slika 4.17.



4.17 Klasifikacija modela histerezisne petlje. Preuzeto iz [103].

Žil-Atertonov model histerezisne petlje je fizički model kod koga je histerezisna petlja modelovana jednačinom [29]

$$\frac{dM}{dt} = \left[ (1-c) \frac{M_{an} - M}{(1-c)k\delta - \alpha(M_{an} - M)} + \frac{dM_{an}}{dH} \right] \frac{dH}{dt}, \quad M(0) = 0, \quad (76)$$

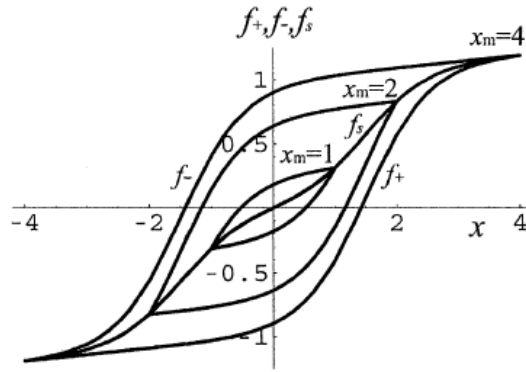
gde je  $\delta = \text{sign}(dH / dt)$  i

$$M_{an} = M_s \left( \coth \left( \frac{H + \alpha M}{a} \right) - \frac{a}{H + \alpha M} \right). \quad (77)$$

Parametri  $M_s, k, c, a$  i  $\alpha$  se određuju podešavanjem. Jiles-Atherton-ov model sadrži pet parametara za podešavanje a postupak podešavanja parametara uključuje rešavanje diferencijalne jednačine (76).

Još jedan fenomenološki model kojim može da se opiše histerezisna petlja je Takačev model [104]. Hormalizovana histerezisna petlja Takačevog modela, prikazana na slici 4.18, je opisana sa dve simetrične funkcije  $f_+$  i  $f_-$  kojima se opisuje uzlazna ( $\Delta x > 0$ ) i silazna ( $\Delta x < 0$ ) grana respektivno.





4.18 Normalizovane histerezisne petlje i funkcije Takačevog modela. Preuzeto iz [104].

Funkcije  $f_+$  i  $f_-$  prikazane na slici 4.18 su date izrazima

$$\begin{aligned} f_+ &= \tanh(x - a_0) + A_0 x + b_1, \text{ kada } x \text{ raste} \\ f_- &= \tanh(x + a_0) + A_0 x - b_1, \text{ kada } x \text{ opada} \end{aligned} \quad (78)$$

gde je

$$b_1 = \left[ \tanh(x_m + a_0) - \tanh(x_m - a_0) \right] / 2. \quad (79)$$

Pomoću funkcija  $f_+$  i  $f_-$  može da se modeluje histerezisna zavisnost  $M(H)$  ili  $B(H)$ . Jedan od mogućih načina da se opiše zavisnost  $M(H)$  pomoću Takačevog modela je model sa pet parametara kao što je navedeno [105].

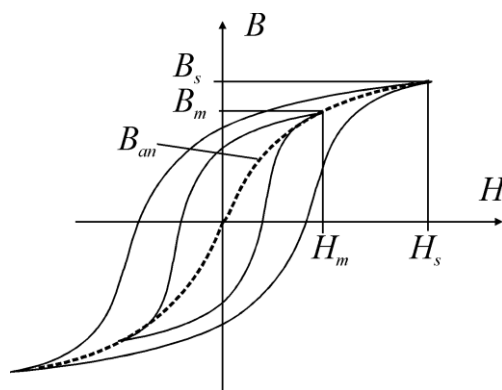
U tezi je predložen fenomenološki model histerezisne petlje sa četiri parametra pri čemu je modelovana zavisnost  $B(H)$ . Zavisnost magnetske indukcije od jačine magnetskog polja koja ne uključuje histerezisni efekat  $B_{an}(H)$  je prikazana isprekidanom linijom na slici 4.19, i opisana je izrazom

$$B_{an}(t) = B_s \left( \coth \frac{H(t)}{a} - \frac{a}{H(t)} + b \frac{H(t)}{H_m} \right), \quad (80)$$

gde je  $B_s$  vrednost saturacije vektora magnetske indukcije, dok parametri  $a$  i  $b$  utiču na nagib funkcije  $B_{an}$  i određuju se podešavanjem.  $B_{an}$  predstavlja krivu koja spaja vrhove histerezisnih petlji i predstavlja normalnu krivu magnetisanja. Izraz (80) je baziran na Langevinovom modelu histerezisa [29]

$$M = M_s \left( \coth \frac{x}{a} - \frac{a}{x} \right), \quad (81)$$

kod koga je  $M_s$  vrednost saturacije dok je  $a$  parametar koji zavisi od početne magnetske susceptibilnosti materijala.



4.19 Histerezisne petlje različite amplitude vektora jačine magnetskog polja (puna linija) i normalana kriva magnetisanja (isprekidana linija).

Na funkciju  $B_{an}(H)$  je primenjena operacija konvolucije u vremenskom domenu

$$B(t) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{an}(\tau) \cdot \delta(t - \Delta t - \tau) d\tau = B_{an}(t - \Delta t), \quad (82)$$

koja unosi vremenski pomeraj kako bi se signal  $B_{an}(t)$  zakasnio za vreme  $\Delta t$ . Na ovaj način je dobijena histerezisna petlja za čije modelovanje su potrebna četiri parametra  $B_s$ ,  $a$ ,  $b$  i  $\Delta t$ . Parametar  $\Delta t$  može da se odredi veoma lako i potpuno je nezavistan od ostala tri parametra. Kako on predstavlja kašnjenje signala za njegovo određivanje je dovoljno odrediti trenutke kada izmereni signali  $H$  i  $B$  prolaze kroz nulu. Umesto parametra  $\Delta t$  može da se koristi parametar  $\Delta\varphi$  koji se određuje pomoću izraza

$$H(t_H) = 0, \quad B(t_B) = 0, \quad \Delta t = t_B - t_H, \quad \Delta\varphi = 2\pi \frac{\Delta t}{T}. \quad (83)$$

Saturacija magnetske indukcije  $B_s$  je parametar koji često daju i proizvođači tako da je za modelovanje histerezisne petlje dovoljno odrediti parametre  $a$  i  $b$  metodom podešavanja parametara opisanom u poglavlju 4 (na strani 46) poređenjem izmerene i izračunate vrednosti  $B(t)$  u svim tačkama histerezisne petlje. Ukoliko parametar  $B_s$  nije poznat tada je potrebno podesiti sva tri parametra. Predložena metoda je veoma jednostavna, ali uključuje operaciju konvolucije (82).

Umesto konvolucije u okviru teze je predložen alternativni model koji je dat izrazom

$$B(t) = B_s \left\{ \coth \left[ \frac{(H(t) - kH_c)H_m^2}{a(H_m^2 - kH_c H(t))} \right] - \frac{a(H_m^2 - kH_c H(t))}{(H(t) - kH_c)H_m^2} + b \frac{H(t)}{H_m} \right\}, \quad (84)$$

gde je  $H_c$  koercitivno polje,  $k = \pm 1$  je koeficijent koji iskazuje da li magnetsko polje  $H$  raste ili opada. Model opisan izrazom (84) je testiran na komercijalnom jezgru 3F3.

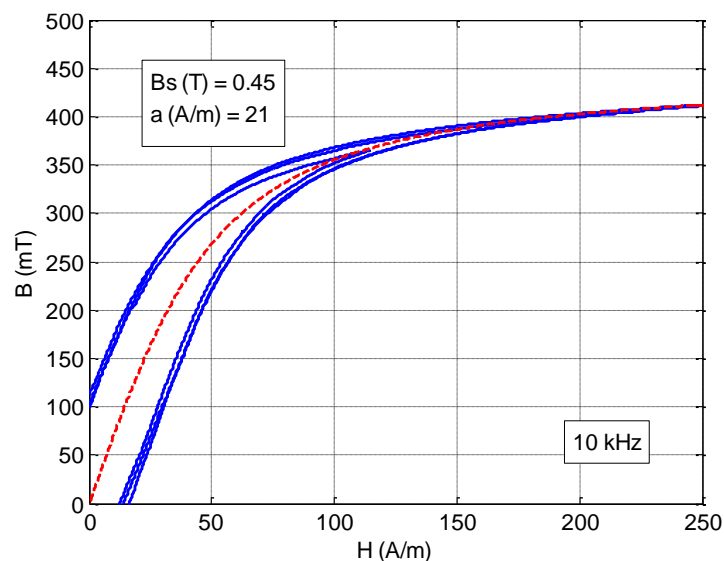
U slučaju jezgra 3F3, parametri  $B_s$ ,  $a$  i  $H_c$  su određeni za osam izmerenih histerezisnih petlji. Neke od karakterističnih vrednosti izmerenih histerezisnih petlji su prikazane u tabeli 4.3 u kolonama 2 do 5. Parametri  $B_s$ ,  $a$  i  $H_c$  su određeni podešavanjem na način opisan u delu 3.7.1, i prikazani su u istoj tabeli u kolonama 6 do 9.

#### 4.3 Izmerene vrednosti i parametri modela histerezisnih petlji komercijalnog jezgra 3F3.

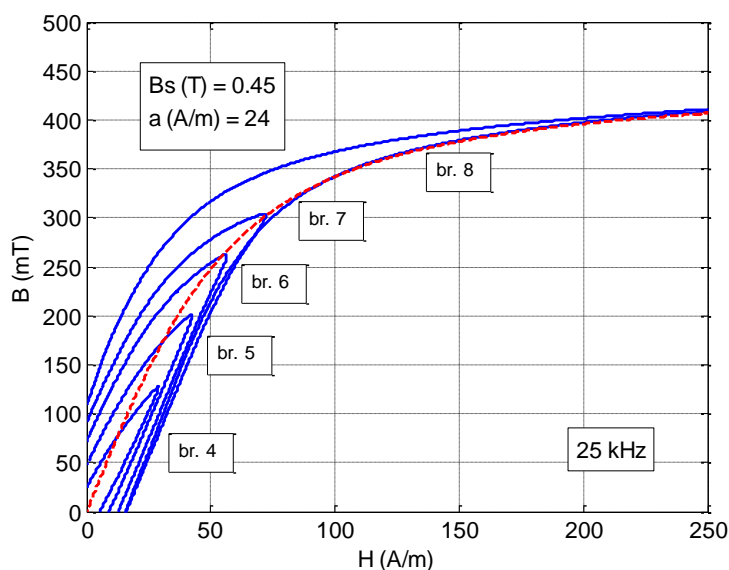
Br.	$f$ (kHz)	$H_m$ (A/m)	$B_m$ (mT)	$B_r$ (mT)	$B_s$ (T)	$a$ (A/m)	b	$H_c$ (A/m)	$R^2$
1.	10	110	357	100	0.45	21	0	15.5	0.999
2.	10	220	411	100	0.45	21	0	15.5	0.999
3.	10	327	423	100	0.45	21	0	15.5	0.999
4.	25	29	103	23.8	0.45	38	0	5.1	0.9957
5.	25	42	168	47.2	0.45	32	0	9.0	0.9955
6.	25	56	235	71.7	0.45	25	0	12.5	0.9955
7.	25	72	287	90.8	0.45	24	0	16.0	0.9960
8.	25	330	421	109.2	0.45	24	0	16.40	0.9997

U svim primerima najbolje poklapanje modela sa izmerenim vrednostima je dobijeno za  $b=0$ . Ocena kvaliteta izračunatih parametara je iskazana koeficijent determinacije  $R^2$ , definisan u izrazu (37), poređenjem izmerene i izračunate vrednosti  $B(t)$  u svim tačkama histerezisne petlje. Na osnovu rezultata modelovanja histerezisnih petlji na 25kHz, prikazanih u tabeli 4.3, može da se vidi da parametar  $a$  opada sa porastom amplitude magnetske indukcije. Za velike histerezisne petlje,  $B_m > 350\text{mT}$ , parametar  $a$  je isti na 10kHz i 25kHz.

Koristeći model (84), na slikama 4.20 i 4.21 su prikazane izračunate histerezisne petlje na frekvencijama 10kHz i 25kHz, respektivno.



4.20 Izračunate histerezisne petlje br. 1 do 3 na 10kHz i normalna kriva magnetisanja.



4.21 Izračunate histerezisne petlje br. 4 do 8 na 25kHz i normalna kriva magnetisanja.

Zbog preklapanja grafika histerezisnih petlji koje su dobijene merenjem i proračunom na slikama nisu prikazane petlje dobijene merenjem. Pored histerezisne petlje, na slikama je prikazana i modelovana normalna kriva magnetisanja opisana parametrima  $B_s$ ,  $a$  i  $b$ , ( $b = 0$ ).

Na slici 4.21 je nacrtana normalana kriva magnetisanja za vrednosti  $B_s = 0.45\text{T}$  i  $a = 24\text{A/m}$ . Može da se uoči da normalana kriva magnetisanja najbolje prolazi kroz vrhove petlje broj 7. Za manje petlje (4, 5, i 6) postoje značajna odstupanja, što znači da predloženim modelom nije moguće sa jednim parom parametara modelovati i male i velike histerezisne petlje. Za modelovanje velikih histerezisnih petlji, slika 4.20, mogu da se koriste iste vrednosti parametara  $B_s$  i  $a$ . Za modelovanje malih histerezisnih petlji potrebno je za svaku petlju odrediti nove vrednosti parametara  $B_s$  i  $a$ .

Na osnovu modela izračunata je GSG pomoću izraza

$$P_v^{\text{rač}} = W_v^{\text{rač}} \cdot f, \quad (85)$$

gde je  $f$  frekvencija pobudnog signala, a  $W_v^{\text{rač}}$  energija u toku jedne periode određena pomoću izraza

$$W_v^{\text{rač.}} = \int HdB. \quad (86)$$

Izračunata GSG je upoređena sa izmerenom GSG pri čemu je izračunata relativna greška pomoću izraza

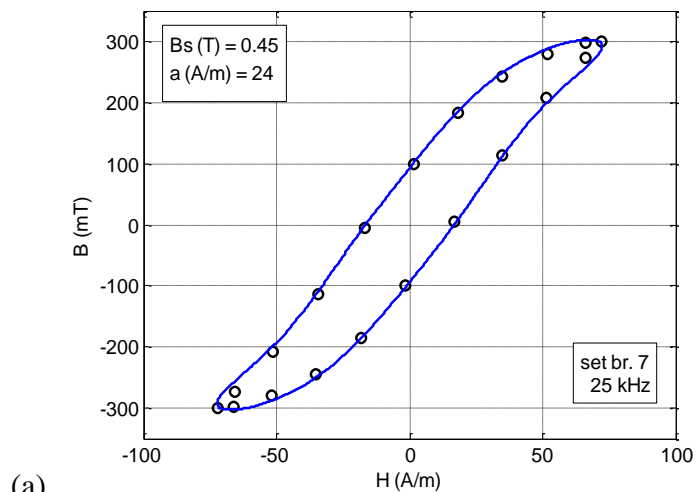
$$\delta P_v = \frac{|P_v^{\text{rač}} - P_v|}{P_v} \cdot 100\%. \quad (87)$$

U tabeli 4.4 su prikazani rezultati proračuna GSG kao i relativna greška, koja je manja od 4%. Predloženi model daje zadovoljavajuće poklapanje izmerenih i izračunatih vrednosti.

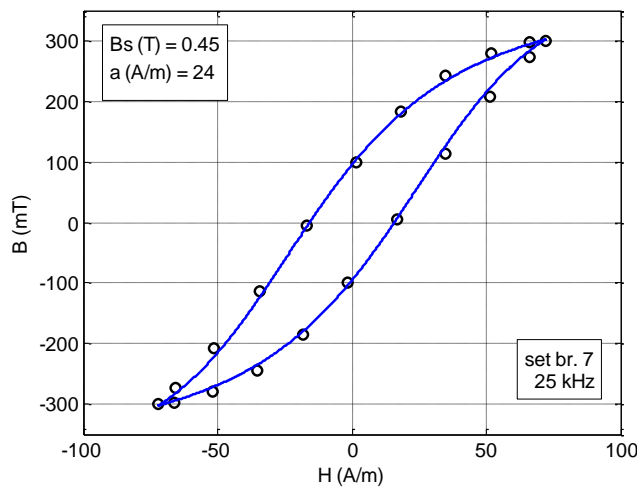
**4.4 Poređenje izmerene i izračunate gustine snage gubitaka za jezgro M30-1200-325-60.**

Petlja broj	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.
$P_v$ (kW/m <sup>3</sup> )	186	231	237.3	39.9	116.6	241.9	389.1	646.7
$P_v^{\text{rač}}$ (kW/m <sup>3</sup> )	192	231	245	58.4	113.2	248.2	374.1	646.7
$\delta P_v$	3.2%	0	3.4%	4.0	2.6%	2.5%	3.85	0

Na slici 4.22(a) je prikazana izmerena i modelovana histerezijsna petlja broj 7 korišćenjem modela koji uključuje konvoluciju, dok je na slici 4.22(b) prikazana ista histerezijsna petlja modelovana izrazom (84). Oba predložena modela pokazuju zadovoljavajuće slaganje sa izmerenim podacima.



(a)



(b)

**4.22 Izmerena (kružići) i izračunata (puna linija) histerezijsna petlja br. 7. (a) Model sa konvolucijom, (b) model bez konvolucije opisan izrazom (84).**

## 5 Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

Permeabilnost, frekvencijski opseg i snaga gubitaka Mn-Zn feritnih materijala u najvećoj meri su određene hemijskim sastavom i mikrostrukturom materijala [21], koji su veoma osetljivi na proces sinterovanja [30][31]. Mn-Zn feriti koji se koriste u energetskej elektronici mogu generalno da se podele u dve kategorije: feriti čija je radna frekvencija do 200kHz i ferriti čija je radna frekvencija do 500kHz [21]. U nižem frekvencijskom opsegu, gde se koriste feriti sa manjim sadržajem Zn, histerezisni gubici predstavljaju dominantne gubitke koji veoma zavise od homogenosti mikrostrukture [21]. U višem frekvencijskom opsegu, gde se koriste feriti sa većim sadržajem Zn, dominiraju gubici usled vrtložnih struja, koji veoma zavise od specifične otpornosti granice zrna [32]. Jedan od načina da se kontroliše struktura magnetskih domena i mikrostruktura je upotreba nanometarskih prahova [30], [33]. U literaturi je poznato da gustina sinterovanih uzoraka i veličina zrna početnog feritnog materijala mogu biti ključni faktori za dobijanje materijala željenih magnetskih osobina [22], [23]. Mlevenje je jeftin i efikasan način pripreme praha kojim može da se smanji veličina zrna početnog praha i na taj način poveća permeabilnost i saturacija [34] [37] [38] [39]. Ipak, dugo mlevenje može dovesti do većih aglomeracija praha utičući na krajnje oblike i distribuciju veličine čestica. Magnetske osobine Mn-Zn feritnih materijala takođe zavise od temperature sinterovanja. Međutim, nedovoljno visoka kao i previše visoka temperatura degradiraju magnetske osobine, što znači da postoji jedna optimalna temperatura koja daje najbolje rezultate [40] [41]. Dobri rezultati u pogledu povećanja permeabilnosti i smanjenja gubitaka snage se mogu dobiti kombinacijom odnosno lameliranjem različitih feritnih materijala, kao što je

prikazano u radu [45]. Električne osobine Mn-Zn ferita takođe veoma zavise od načina pripreme praha, temperature sinterovanja, hemijskog sastava i veličine čestice [35]. Električne osobine nam daju informaciju o ponašanju lokalizovanih nosioca naelektrisanja u naizmeničnom elektromagnetskom polju što omogućava analizu mehanizma pokretljivosti nosioca naelektrisanja i provodnosti [36].

U okviru ove teze analizirani su uticaji mlevenja i temperature sinterovanja na magnetske i električne osobine materijala. Različitom dužinom trajanja mlevenja utiče se na strukturne karakteristike koje određuju magnetske i električne osobine materijala. Na osnovu merenja velikog broja različito pripremljenih uzoraka ispitana je korelacija između strukturnih karakteristika sinterovanih uzoraka sa jedne strane i kompleksne impedanse, električne provodnosti, permitivnosti, permeabilnosti i snage gubitaka sa druge strane. Cilj je bio da se smanjenjem veličine zrna poveća permeabilnost uzorka, proširi frekvencijski opseg ka višim vrednostima i smanji snaga gubitaka.

### 5.1 Izrada uzoraka za ispitivanje

Za ispitivanje uticaja dodatnih tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnih materijala upotrebene su tri serije komercijalno dostupnog praha: M30A, M30B i M30C. Početni komercijalni prahovi su dodato mleveni i/ili prosejavani.

Za ispitivanje uticaja mlevenja na permeabilnost upotrebljen je početni komercijalni Mn-Zn prah M30A (sastava  $Mn_{0.63}-Zn_{0.37}Fe_2O_4$  93 wt % i  $Fe_2O_3$  7 wt %). Početni prah je dodatno mleven u kugličnom mlinu u vremenskom trajanju od 30, 60, 120, 240 min. Na ovaj način su dobijena četiri nova praha manje veličine zrna. Prahovi su radi jednostavnijeg zapisa označeni brojevima (0, 30, 60, 120 i 240) koji predstavljaju vreme mlevenja izraženo u minutama. Početni prah (koji nije mleven) je tretiran kao da je mleven 0 minuta. Od ovih pet prahova su u kalupima pod pritiskom napravljeni nepečeni uzorci. Nepečeni torusni uzorci pravougaonog poprečnog preseka spoljašnjeg prečnika 6mm, unutrašnjeg prečnika 3mm, i visine 2mm kao i uzorci u obliku diska prečnika 9mm, i visine 1.2mm bili su sinterovani 2 sata na 9 različitih temperatura (800, 900, 1000, 1050, 1100, 1150, 1200, 1250 and 1300°C). Na ovaj način je formirana baza od 45 uzoraka u obliku torusa i 45 uzoraka u obliku diska.



**5.1 Izgled torusnog uzorka sa namotajima i uzorka u obliku diska sa metalizovanim površinama.**

## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

Za ispitivanje uticaja dodatnog prosejavanja prethodno samlevenih prahova na upotrebljen je početni prah M30B. Postupkom mlevenja se u proseku smanjuje veličina zrna, međutim još uvek postoje zrna koja su veća od proseka. Da bi se u postupku pripreme prahova smanjila disperzija u pogledu veličine zrna, izvršeno je prosejavanje prahova mlevenih u kugličnom mlinu u vremenskom trajanju od 30, 60, 120, 240 minuta. Mleveni prahovi su prosejani kroz sito veličine 325 (otvori veličine 45 $\mu$ m). Od ovih pet prahova su u kalupima pod pritiskom napravljeni novi nepečeni uzorci. Nepečeni uzorci u obliku prstena pravougaonog poprečnog preseka spoljašnjeg prečnika 6mm, unutrašnjeg prečnika 3mm, i visine 2mm bili su sinterovani 2 sata na temperaturi 1200°C.

Za ispitivanje zasebnog uticaja mlevenja i prosejavanja upotrebljen je početni prah M30C. Od početnog praha napravljana su četiri dodatno obrađena praha. Prvi je dobijen mlevenjem 60 minuta, drugi prosejavanjem kroz sito veličine 325, treći mlevenjem 60 minuta pa zatim prosejavanjem kroz sito veličine 325, dok je četvrti prah dobijen od početnog praha koji je mleven 24 sata i prosejan kroz sito veličine 400 (otvori veličine 38 $\mu$ m).

Svaki uzorak je obeležen na sledeći način M30 $x$ - $y$ - $z$ - $w$  gde je  $x$  jedno od oznaka A, B ili C,  $y$  temperatura sinterovanja u °C,  $z$  veličina mreže za prosejavanje, i  $w$  je vreme mlevenja u minutama (osim u slučaju 24h, gde je vreme mlevenja izraženo u časovima). Kod prahova koji nisu prosejavani veličina mreže je 0. Početni prahovi nisu mleveni i kod njih je vreme mlevenja označeno sa 0 minuta. Primeri obeležavanja uzoraka su prikazani u tabeli 5.1.

### 5.1 Primer oznaka pripremljenih uzoraka i tumačenje oznaka.

Oznaka uzorka	Upotrebljeni prah	Temperatura sinterovanja
M30A-1000-0-0	Početni prah M30A	1000°C
M30A-1100-0-30	Početni prah M30A dodatno mleven 30 min	1100°C
M30B-1200-325-120	Početni prah M30B dodatno mleven 120 min i prosejan kroz sito veličine 325	1200°C
M30C-1200-400-24h	Početni prah M30C dodatno mleven 24 časa, prosejan kroz sito gustine 400 * Ovo je jedini prah kod koga je mlevenje izraženo u satima.	1200°C

Početni prah M30A i dodatno mleveni prahovi kao i uzorci dobijeni od tih prahova sinterovanjem na različitim temperaturama su najpre podvrgnuti strukturnoj analizi. Rezultati strukturne analize su prikazani u poglavlju 5.2. Karakterizacija materijala M30A je pored strukturne analize obuhvatila i analizu električnih i magnetskih osobina u zavisnosti od frekvencije. Analiza uticaja mlevenja, prosejavanja i sinterovanja je izvršena na osnovu velikog broja izmerenih rezultata. Analiza uticaja na električne osobine je bazirana na izmerenim vrednostima kompleksne električne permitivnosti (KEP) i provodnosti u funkciji frekvencije. Analiza uticaja na magnetske



osobine je bazirana na izmerenim vrednostima kompleksne magnetske permeabilnosti (KMP). Rezultati merenja su prikazani u poglavljima 5.3 i 5.4.

Rezultati ispitivanja uticaja prosejavanja i mlevenja početnog praha M30B i M30C na KMP su prikazani u poglavlju 5.5. Rezultati ispitivanja uticaja prosejavanja i mlevenja početnog praha M30B i M30C na GSG su prikazani u poglavlju 5.6. Merenje KMP i GSG je izvršeno primenom predložene modifikovane vatmetarske metode.

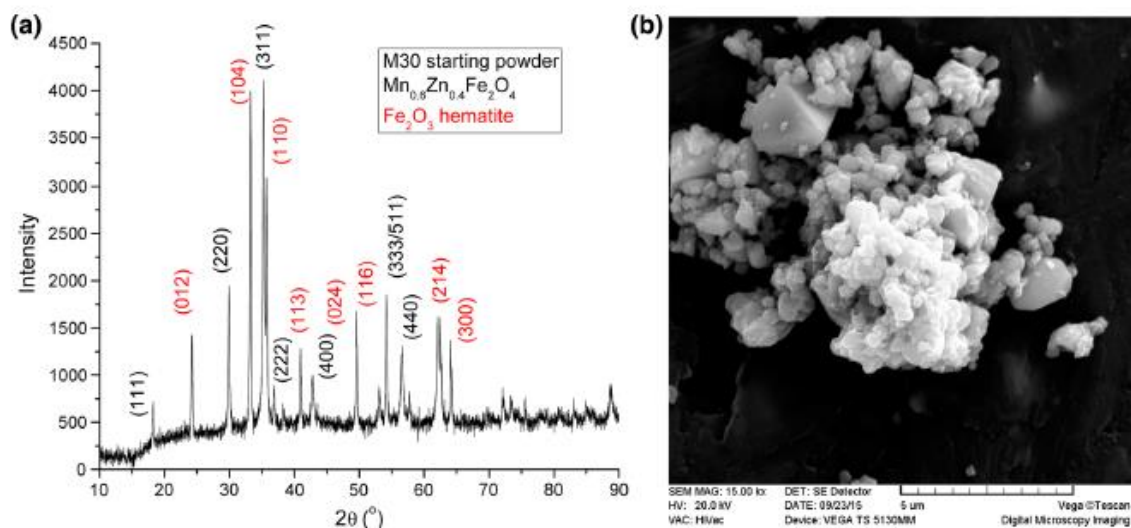
## 5.2 Strukturna analiza ispitivanih uzoraka

Analiza difrakcijom X-zraka na polaznom M30A i dodatno mlevenim prahovima bila je izvršena na difraktometru (Philips PW1050) sa  $\text{CuK}\alpha$  zračenjem, korakom od 0.02 sekunde sa vremenskim zadržavanjem u svakom koraku od 10 sekundi. Strukturna analiza merenja izvršena je Ritveldovom (*Rietveld*) metodom koristeći GSAS paket [107] sa EXPGUI grafičkim korisničkim interfejsom [108]. Početni parametri za Mn-Zn ferit (kubna rešetka, prostorna grupa  $Fd\bar{3}m$ ) uzeti su od Keninga (*U. König*) i Čoia (*G. Choi*) [109] pretpostavljajući punu zauzetost mesta i normalnu raspodelu katjona, sa  $\text{Mn}^{2+}$  i  $\text{Zn}^{2+}$  jonima koji zauzimaju tetraedarska mesta i  $\text{Fe}^{3+}$  jone koji zauzimaju oktaedarska mesta. Hematit ( $\alpha\text{-Fe}_2\text{O}_3$ ) je prepoznat kao romboedarska struktura, prostorne grupe  $R\bar{3}c$  koristeći Juove (*S. C. Yu*) polazne parametre [110]. Veličina kristalita je određena korišćenjem Šererove (*Paul Sherrer*) jednačine:

$$D = \frac{0.9\lambda}{\beta \cos \theta} \quad (88)$$

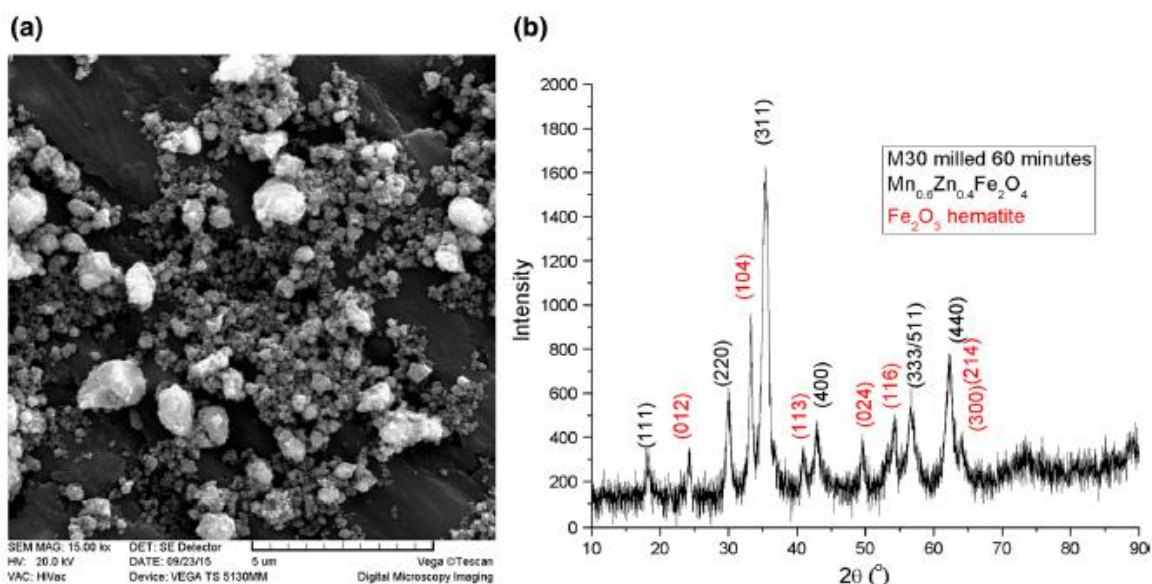
Gde je  $\lambda$  talasna dužina X-zraka,  $\theta$  je Bragov ugao (*W. L. Bragg*) i  $\beta$  je puna širina difrakcione linije na polovini maksimalnog intenziteta. SEM (SEM - Skenirajuća elektronska mikroskopija) mikrografovi početnog M30A praha i dodatno mlevenih prahova kao i SEM mikrografovi sinterovanih uzoraka zabeleženi su na TESCAN elektronskom mikroskopu VEGA TS 5130MM. , Na slikama 5.2 i 5.3 su prikazane difrakcije X-zracima (XRD – *X Ray Diffraction*, eng.) i SEM mikrografovi početnog M30A i praha dodatno mlevenog 60minuta.

## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala



5.2 (a) XRD dijagram i (b) SEM mikrograf početnog M30A praha.

Difrakcija X-zracima (XRD – *X Ray Diffraction*, eng.) početnog praha, kao što se očekivalo, pokazuje pikove za  $Mn_{0.63}Zn_{0.37}Fe_2O_4$  i  $Fe_2O_3$  (hematit), slika 5.2 (a). Slika 5.2 (b) prikazuje sliku sa SEM-a za početni M30A prah sa neregularno oblikovanim česticama. Mlevenjem početnog praha smanjuje se veličina zrna uz proširenje nekih pikova primetnih u XRD dijagramima mlevenih prahova, dok sastav ostaje isti. Primer je dat na slici 5.3 za M30A prah dodatno mleven 60 minuta. Parametri jedinične ćelije i proširenje mikrostezanja određeni su Ritveldovom (*Rietveld*) analizom, dok je veličina kristalita određena Šererovom jednačinom za polazne i mlevene prahove. Brojne vrednosti ovih parametara su date u tabeli 5.2. Mlevenje početnog praha dovodi do smanjenja veličine kristalita što se nastavlja sa povećanjem vremena mlevenja.

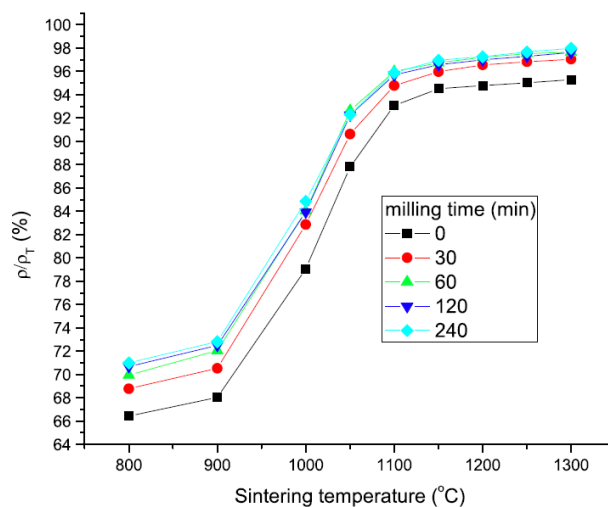


5.3 (a) SEM mikrograf i (b) XRD dijagram M30A praha mlevenog 60 minuta.

## 5.2 Parametri jedinične ćelije u (Å), veličina kristalita u (nm) i proširenje mikrostezanja početnog i mlevenih Mn-Zn prahova.

Prah M30A	Mn <sub>0.63</sub> Zn <sub>0.37</sub> Fe <sub>2</sub> O <sub>4</sub>			α-Fe <sub>2</sub> O <sub>3</sub>			
	a (Å)	Cryst. (nm)	S (%)	a (Å)	c (Å)	Cryst. (nm)	S (%)
Početni	8.4539(3)	59	0.64	5.0288(2)	13.7154(12)	48	0.09
Mleven 30 min	8.4445(10)	21	1.71	5.0279(8)	13.723(3)	32	0.67
Mleven 60 min	8.4412(11)	14	1.23	5.0296(13)	13.727(5)	21	0.52
Mleven 120 min	8.4390(8)	13	0.46	5.0328(17)	13.725(6)	27	0.38
Mleven 240 min	8.4498(8)	14	1.17	5.033(2)	13.720(8)	18	0.32

Svi uzorci, kako u obliku prstena tako i u obliku diska, su sinterovani u vazduhu u temperaturnom intervalu od 800°C do 1300°C u trajanju od 2h. Merenjem je utvrđeno da gustina uzoraka raste sa povećanjem temperature sinterovanja. Povećanje je značajno do temperature 1100°C. Posle te temperature povećanje je i dalje primetno, ali sporije (slika 5.4). Mlevenje takođe povećava gustinu uzoraka, međutim mlevenje duže od 60 minuta ne donosi značajniju promenu u gustini uzoraka.

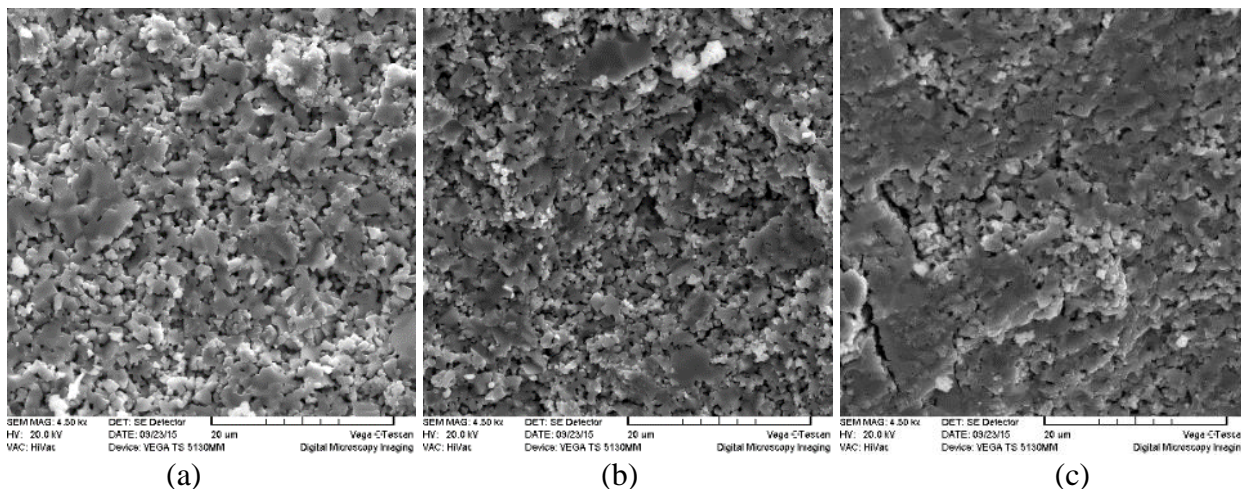


## 5.4 Promena gustine uzoraka u obliku diska u funkciji promene temperature sinterovanja.

SEM slike sinterovanih uzoraka pokazuju da i temperatura sinterovanja i vreme mlevenja početnog praha imaju uticaj na mikrostrukturu uzorka. Gustina uzoraka sinterovanih na 1000°C (slika 5.5) je između 79% za M30A-1000-0-0 i 85% za M30A-1000-0-240. Ako se pogleda mikrostruktura ovih uzoraka, može da se vidi da je uzorak M30A-1000-0-0, sl. 5.5(a), porozan sa iregularnom strukturom koja se sastoji od većih sinterovanih aglomerata i manjih zrna. Od praha mlevenog 30 minuta napravljen je uzorak M30A-1000-0-30, sl. 5.5(b), koji ima manju veličinu zrna i sličnu mikrostrukturu kao M30A-1000-0-0. Dalje mlevenje vodi ka zatvaranju pora u sinterovanim aglomeratima. Kod uzorka M30A-1000-0-120, sl. 5.5(c), se primećuje naglašenija

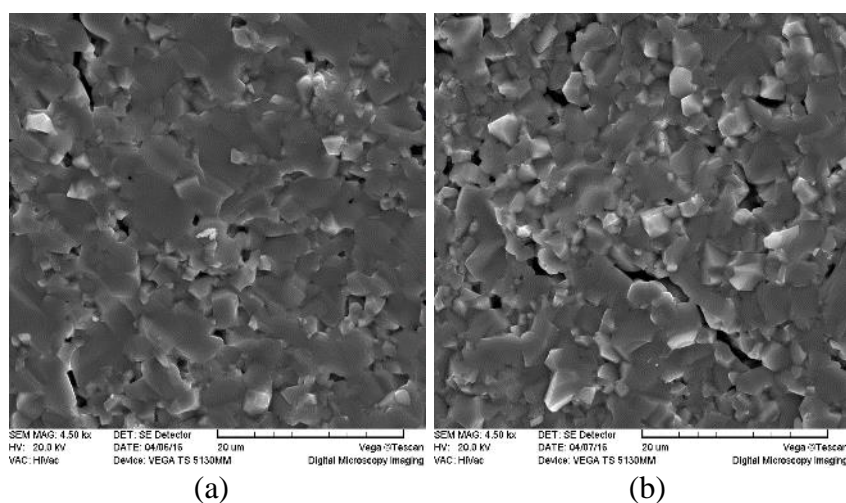
## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

razlika između sinterovanih aglomerata i zrna, sa većim porama između kojih ostaju manja zrna. Kod uzorka M30A-1000-0-240 je ova razlika još veća.



**5.5 SEM mikrografi Mn-Zn uzoraka: (a) M30A-1000-0-0, (b) M30A-1000-0-30, (c) M30A-1000-0-120.**

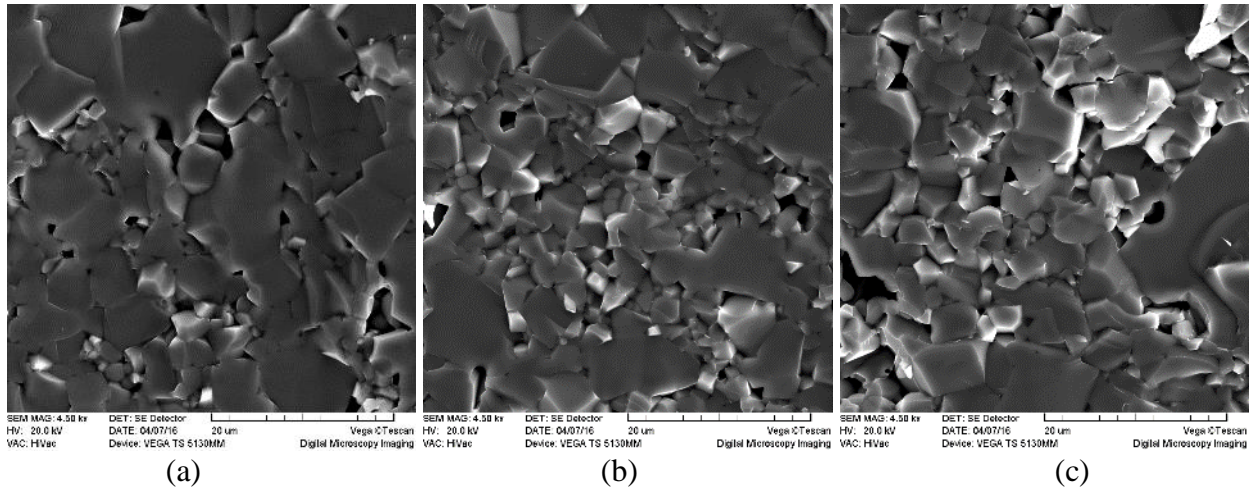
Uzorci sinterovani na 1100°C pokazuju strukturu koja se sastoji od relativno homogenih zrna, M30A-1100-0-0 na slici 5.6(a). Mlevenjem se neznatno smanjuje veličina zrna. Međutim kod uzorka M30A-1100-0-60 počinju da se pojavljuju veće pore/pukotine između zrna koje postaju naglašenije kod uzorka M30A-1100-0-120 slika 5.6(b) i M30A-1100-0-240.



**5.6 SEM mikrografi Mn-Zn uzoraka: (a) M30A-1100-0-0, (b) M30A-1100-0-120.**

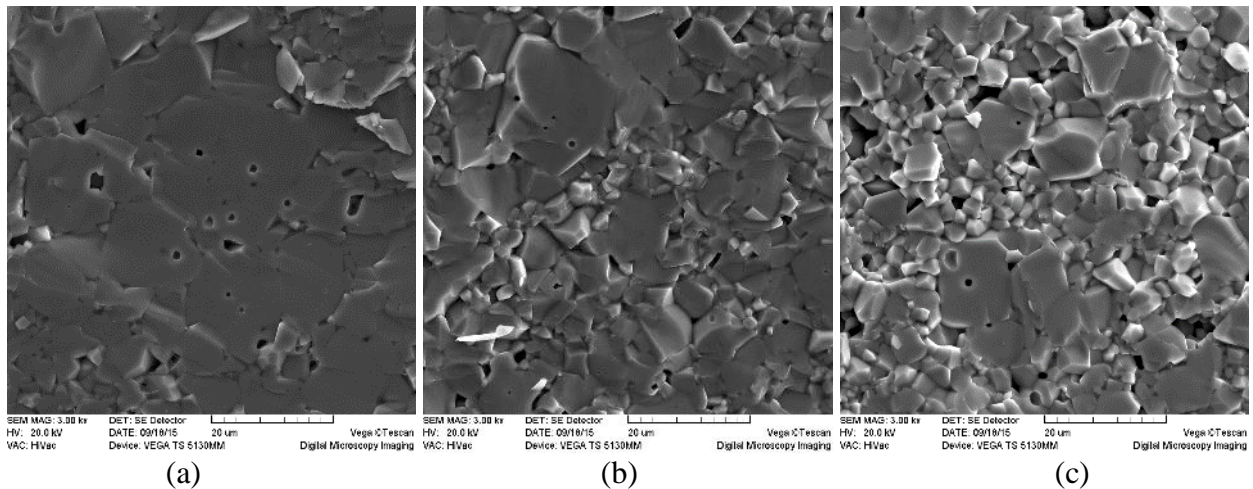
Posmatranjem SEM mikrografa uzorka M30A-1150-0-0 sinterovanog na 1150°C i poređenjem sa uzorcima M30A-1000-0-0 i M30A-1100-0-0 može da se primeti da sa porastom temperature sinterovanja kontinualno raste veličina zrna, povećavaju se pore između njih i počinju da se pojavljuju zatvorene pore, slika 5.7(a). Mlevenjem početnog praha se smanjuje veličina zrna i dolazi do pojave veće nehomogenosti mikrostrukture koja se sastoji od velikih zrna sa manjim zrnima između njih, slika 5.7(b). Povećanjem vremena mlevenja ova pojava postaje naglašenija.

Kod uzorka M30A-1150-0-60 počinju da se pojavljuju pukotine između većih zrna i postaje uočljivije kako raste vreme mlevenja, slika 5.7(c).



5.7 SEM mikrografi Mn-Zn uzoraka: (a) M30A-1150-0-0, (b) M30A-1150-0-30, (c) M30A-1150-0-120.

Gusta struktura koja sadrži smešu malih zrna i velikih zrna sa zatvorenim porama može da se primeti kod uzorka M30A-1200-0-0 (početni Mn-Zn prah sinterovan na 1200°C), slika 5.8(a). Mlevenje i sinterovanje na ovoj temperaturi rezultuje u smanjenju veličine zrna i većem udelu manjih zrna, slika 5.8(b). Zatvorena poroznost je još uvek primetna kod većih zrna, ali povećanjem vremena mlevenja (već kod 60 minuta) može da se uoči pojava velikih pora u obliku naprslina. Duže vreme mlevenja dovodi do još veće neregularnosti u strukturi koja se sastoji od velikih zrna okruženih malim zrnima i sa još više primetnim velikim porama u obliku naprslina, slika 5.8(c).



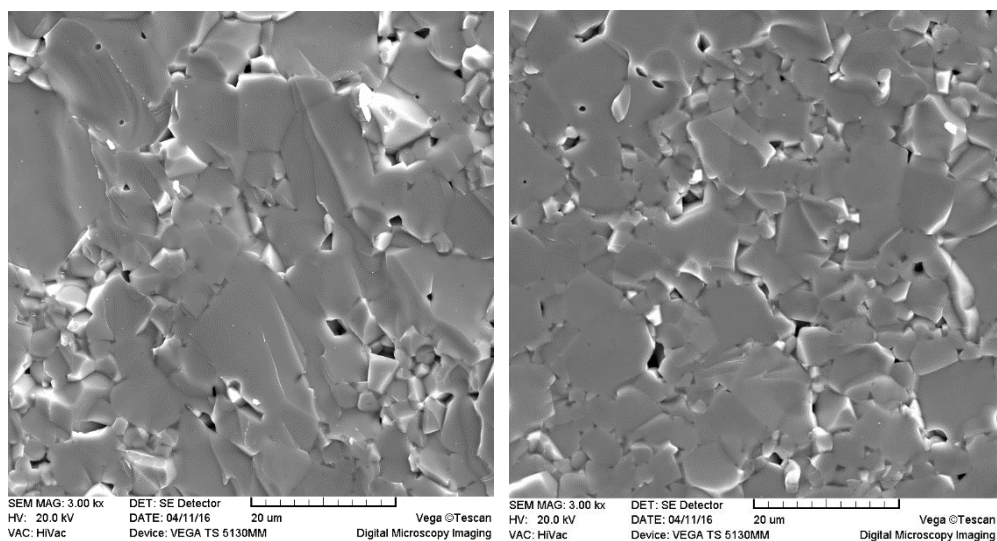
5.8 SEM mikrografi Mn-Zn uzoraka: (a) M30A-1200-0-0, (b) M30A-1200-0-30, (c) M30A-1200-0-120.

Dalje povećanje temperature sinterovanja (1300°C) rezultuje daljim rastom zrna i još naglašenijoj razlici u mikrostrukturi između uzoraka dobijenih od mlevenog praha i uzorka od početnog praha. Duže vreme mlevenja (iznad 60 minuta) i visoka temperatura sinterovanja dovode do guste ali nehomogene strukture koju čine mešavina velikih sinterovanih aglomerata sa porama

između kojih se nalaze mala zrna. Mlevenje generalno smanjuje veličinu zrna, ali takođe vodi do aglomeracije.

Kako je vreme sinterovanja svih uzoraka bilo isto (2 sata), može da se zaključiti da povećanje temperature sinterovanja vodi do progresije u procesu sinterovanja, od srednjeg stepena sinterovanja do krajnjeg stepena sinterovanja. Sinterovanje mlevenih prahova sa aglomeratima brže dostiže krajnju fazu usled aktivacije praha. Pukotine (naprsline) počinju da se pojavljuju kod uzoraka napravljenih od duže mlevenih prahova zbog nehomogenosti u strukturi mlevenih prahova. Pukotine postaju izraženije sa povećanjem temperature sinterovanja.

Na slici 5.9 je prikazan SEM uzoraka M30C-1200-325-60 i M30C-1200-400-24h napravljenih od početnog M30C praha na način opisan u delu 5.1. U oba slučaja sinterovanje je dostiglo krajnju fazu koja se vidi po gustoj mikrostrukturi koja se sastoji od relativno velikih zrna sa zatvorenim porama. Između ovih velikih zrna nalaze se nekoliko manjih zrna. Prosejavanjem praha mlevenog 60 minuta uklonjeni su veliki aglomerati formirani tokom mlevenja, što je rezultovalo mikrostrukturom bez velikih pukotina, slika 5.9(a). Daljim mlevenjem u ahatnom mlinu 24 sata i prosejavanjem kroz sito gustine 400 rezultovalo je relativno homogenom mikrostrukturom takođe bez velikih naprslina, iako su ostale neke pore između zrna, slika 5.9(b).

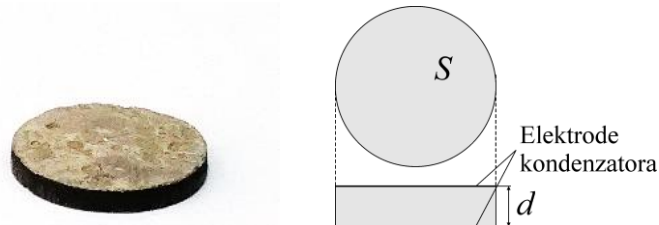


5.9 SEM mikrograf uzoraka M30C-1200-325-60 i M30C-1200-400-24h.

Karakterizacija feritnog materijala je obuhvatala određivanje magnetskih i električnih karakteristika. Ispitivanje magnetskih karakteristika je obuhvatalo određivanje KMP u funkciji frekvencije kao i određivanje GSG u funkciji frekvencije i vektora magnetske indukcije. Ispitivanje električnih osobina je obuhvatalo određivanje KEP i provodnosti u funkciji frekvencije. Sve navedene karakteristike su prikazane parametarski pri čemu su parametri vreme mlevenja i temperatura sinterovanja.

### 5.3 Uticaj mlevenja na električne osobine materijala

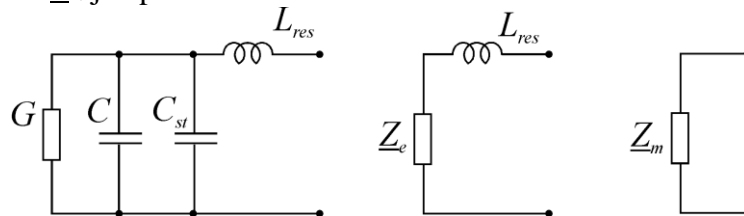
U ovom delu su prikazani rezultati merenja električnih osobina materijala M30A. Za potrebe merenja električnih osobina upotrebljeni su uzorci napravljeni u obliku diska čije su baze presvučene srebrnom pastom kako bi se dobio dobar kontakt. Uzorci su na ovaj način predstavljali pločasti kondenzator kao što je prikazano na slici 5.10. Svi uzorci su bili prečnika 9mm i visine 1.2mm.



5.10 Fotografija i dimenzije uzorka u obliku diska sa metalizovanim površinam.

Merenje KEP je izvršeno kapacitivnom metodom pri čemu je uzorak modelovan kao paralelna veza idealnog kondenzatora bez gubitaka kapacitivnosti  $C$  i otpornika provodnosti  $G$  koji predstavlja gubitke u uzorku. Ekvivalentna šema za merenje kompleksne permitivnosti je prikazana na slici 5.11. Merenje kompleksne električne permitivnosti (KEP) je izvršeno na temperaturi koja se kretala u opsegu 22°C do 26°C. Za merenje su korišćena dva analizatora impedanse: HP4194A u opsegu od 100Hz do 40MHz i HP4191A u opsegu od 1MHz do 1GHz.

Parazitna kapacitivnost  $C_{st}$  i induktivnost  $L_{res}$  instrumenata su uzeti u obzir prilikom obrade izmerenih rezultata, za HP4191A i za HP4194A  $L_{res}=1.3nH$  i  $C_{st}=1.1pF$ . Izdvajanje vrednosti  $C$  i  $G$  iz izmerene impedanse  $\underline{Z}_m$  je opisano u nastavku.



5.11 Ekvivalentna šema za merenje kompleksne permitivnosti.

Neka je impedansa ispitivanog uzorka zajedno sa parazitnim elementima jednaka  $\underline{Z}_m$ . Oduzimanjem impedanse induktivnosti instrumenta  $\underline{Z}_{L_{res}}$  dobija se impedansa  $\underline{Z}_e$

$$\underline{Z}_e = \underline{Z}_m - \underline{Z}_{L_{res}} \quad (89)$$

Prevođenjem  $\underline{Z}_e$  u  $\underline{Y}_e$  dobija se

$$\underline{Y}_e = \underline{Y} + j\omega C_{st} \quad (90)$$

gde je

$$\underline{Y} = G + j\omega C \quad (91)$$

Iz izraza (90) i (91) sledi da je kapacitivnost uzorka

## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

$$C = \frac{\text{Im}\{\underline{Y}\}}{\omega} = \frac{\text{Im}\{\underline{Y}_e\}}{\omega} - C_{sr}, \quad (92)$$

dok je provodnost uzorka

$$G = \text{Re}\{\underline{Y}\} = \text{Re}\{\underline{Y}_e\}. \quad (93)$$

Na osnovu izmerene vrednosti admitanse mogu da se izračunaju realni i imaginarni deo kompleksne permitivnosti  $\underline{\varepsilon} = (\varepsilon' - j\varepsilon'')$  pomoću izraza

$$\underline{Y} = j\omega\underline{\varepsilon} \frac{S}{d} = \omega\varepsilon'' \frac{S}{d} + j\omega\varepsilon' \frac{S}{d} = G + j\omega C, \quad (94)$$

$$\varepsilon' = C \frac{d}{S}, \quad \varepsilon'' = G \frac{d}{\omega S}, \quad (95).$$

gde je  $S$  površina elektroda,  $d$  rastojanje između elektroda, a  $\omega$  kružna frekvencija.

Za merenje otpornosti pri vremenski konstantnoj struji  $R_{dc}$  upotrebljen je Fluke digitalni multimeter. Specifična otpornost pri vremenski konstantnoj struji  $\rho_{dc}$  je određena pomoću izraza

$$\rho_{dc} = \frac{R_{dc} S}{d}. \quad (96)$$

AC specifična otpornost (AC – *Alternating Current*, eng.) i AC specifična provodnost uzorka je određena na osnovu imaginarne komponente KEP pomoću izraza

$$\rho_{ac} = \frac{1}{\omega\varepsilon_0\varepsilon''}, \quad \sigma_{ac} = \omega\varepsilon_0\varepsilon''. \quad (97)$$

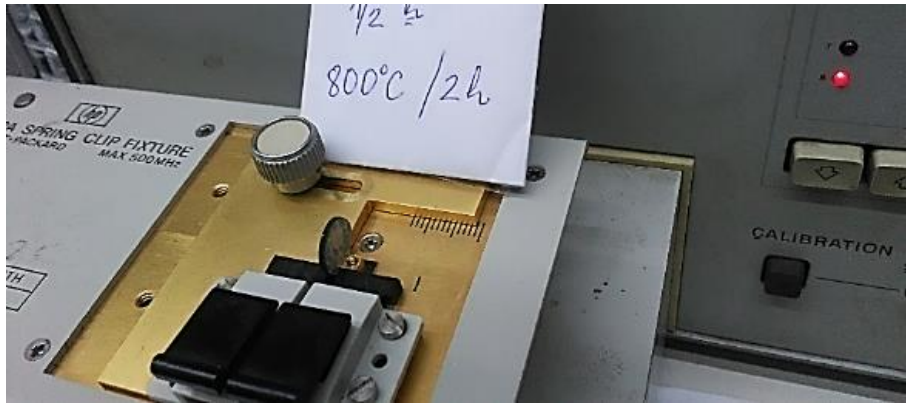
Na slikama 5.12 i 5.13 su prikazani uzorci u obliku tableta i merna oprema koja je korišćena za merenje KEP.



5.12 Merenje kompleksne permitivnosti uzorka pomoću instrumenta HP4194A (100Hz to 40MHz).

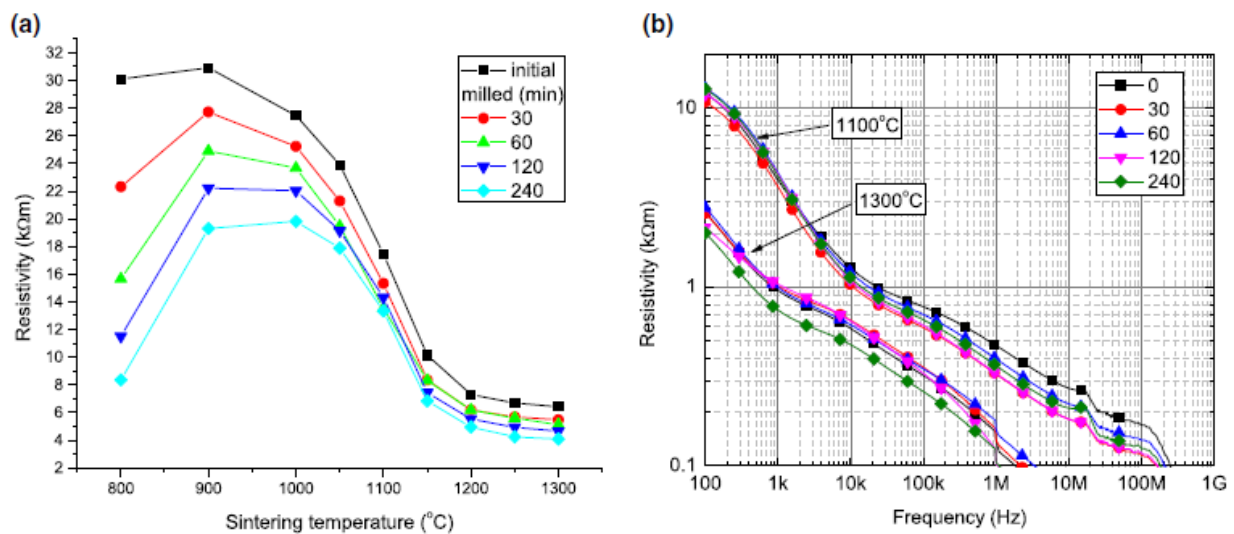


## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala



5.13 Merenje kompleksne permitivnosti uzoraka pomoću instrumenta HP4191A (1MHz to 1GHz).

Zavisnost specifične otpornosti pri vremenski konstantnoj struji  $\rho_{dc}$  od temperature sinterovanja je prikazana na slici 5.14(a). Specifična otpornost  $\rho_{dc}$  raste sa porastom temperatura sinterovanja do 900°C. Daljim povećanjem temperature sinterovanja  $\rho_{dc}$  naglo opada do 1100°C a zatim sporije kod uzoraka sinterovanih između 1150°C i 1300°C. Što se tiče dužine mlevenja,  $\rho_{dc}$  opada sa povećanjem vremena mlevenja, bez obzira na temperaturu sinterovanja. To ukazuje da postoji uticaj mlevenja na promene u mikrostrukтури.



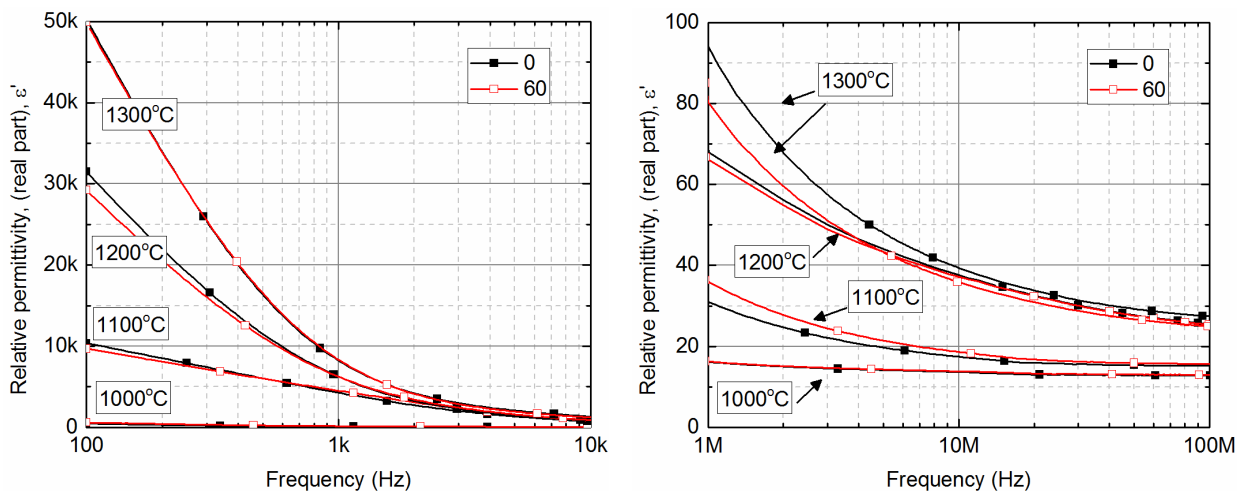
5.14 (a) DC specifična otpornost u funkciji temperature sinterovanja. (b) Frekvencijska zavisnost AC specifične otpornosti uzoraka sinterovanih na 1100 i 1300 °C.

Gubici u feritima koji postoje na višim frekvencijama su određeni specifičnom otpornošću granica zrna. Ova AC specifična otpornost  $\rho_{ac}$  se dovodi u vezu sa  $\rho_{dc}$  polikristalnih ferita, pri čemu se model polikristala sastoji od dobro provodnih zrna razdvojenih manje provodnim slojevima [111]. Na slici 5.14(b) je prikazana frekvencijska zavisnost  $\rho_{ac}$  za dve temperature sinterovanja, 1100 i 1300°C. Rezultati prikazani na slici 5.14(b) potvrđuju da temperatura sinterovanja ima veći uticaj na  $\rho_{ac}$  u odnosu na vreme mlevenja.

Realni deo KEP  $\epsilon'$  u funkciji frekvencije je prikazan na slici 5.15. Merenjem je utvrđeno da vreme mlevenja slabo utiče na promenu  $\epsilon'$  tako da su prikazani samo rezultati za uzorke

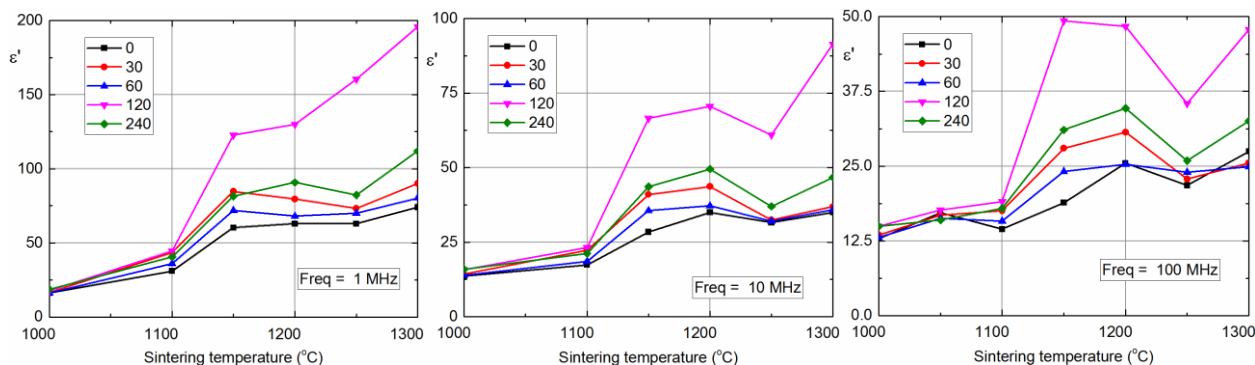
## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

dobijene od početnog praha (0) i praha mlevenog 60 minuta (60). Na slici 5.15 se vidi da  $\rho_{ac}$  i  $\varepsilon'$  opadaju sa frekvencijom. Sa porastom temperature sinterovanja raste i  $\varepsilon'$ , ali bez obzira na temperaturu sinterovanja opada sa porastom frekvencije. Takva frekvencijska zavisnost je u skladu sa očekivanim dielektričnim osobinama feritnih spinela. Ovakva dielektrička disperzija je moguća zahvaljujući Maxwell–Wagner tipu polarizacije [112]. To je posledica heterogene provodnosti uzoraka formirane u toku procesa sinterovanja [113].



**5.15 Frekvencijska zavisnost realnog dela kompleksne permitivnosti za dva vremena mlevenja i četiri temperature sinterovanja u (a) opsegu 100 Hz – 10 kHz i (b) 1 – 100 MHz**

Vreme mlevenja ima mali uticaj na permitivnost pri nižim temperaturama sinterovanja, kao što je ilustrovano na slici 5.16. Međutim sa porastom temperature sinterovanja raste i uticaj mlevenja. Kod uzoraka sinterovanih na temperaturama između 1150°C i 1300°C, najveća permitivnost je izmerena za uzorak mleven 120 minuta.

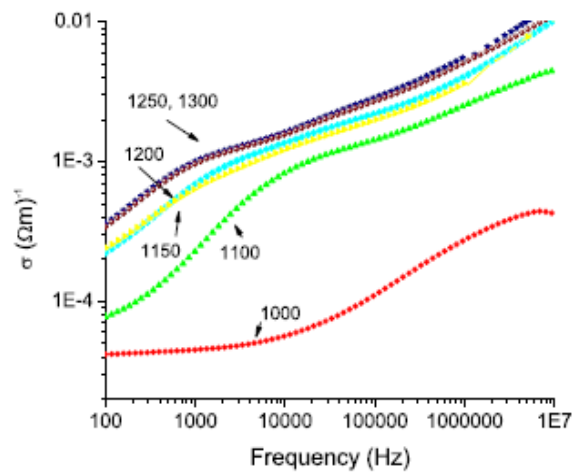


**5.16 Realni deo KEP uzoraka napravljenih od početnog praha i prahova mlevenih 30, 60 120 i 240 minuta u funkciji temperature sinterovanja na frekvencijama 1, 10 i 100MHz.**

Poređem izmerenih vrednosti električne provodnosti uzoraka utvrđeno je da električna provodnost više zavisi od temperature sinterovanja nego od vremena mlevenja. Frekvencijska zavisnost električne provodnosti uzoraka napravljenih od praha mlevenog 60 minuta je prikazana na slici 5.17. Električna provodnost uzoraka raste sa porastom temperature sinterovanja i porastom gustine uzoraka. Najmanja je za uzorke sinterovane na 1000°C. Porastom temperature sinterovanja

raste i provodnost, ali je taj porast sve manji kako se približavamo temperaturi 1300°C. Provodnost uzoraka sinterovanih na 1250°C i 1300°C je gotovo identična što ukazuje da se daljim porastom temperature sinterovanja ne može povećati provodnost materijala.

Porast provodnosti sa frekvencijom ukazuje da je mehanizam skokovitog kretanja malih polarona odgovoran za provodnost [114]. Ovakvo ponašanje provodnosti može da se objasni korišćenjem Maxwell–Wagner dvoslojnog modela i Kupove fenomenološke teorije [35] [111] (*C. G. Koops*), pretpostavljajući da su provodna zrna razdvojena granicama velike otpornosti koje se ponašaju kao barijera za kretanje elektrona.

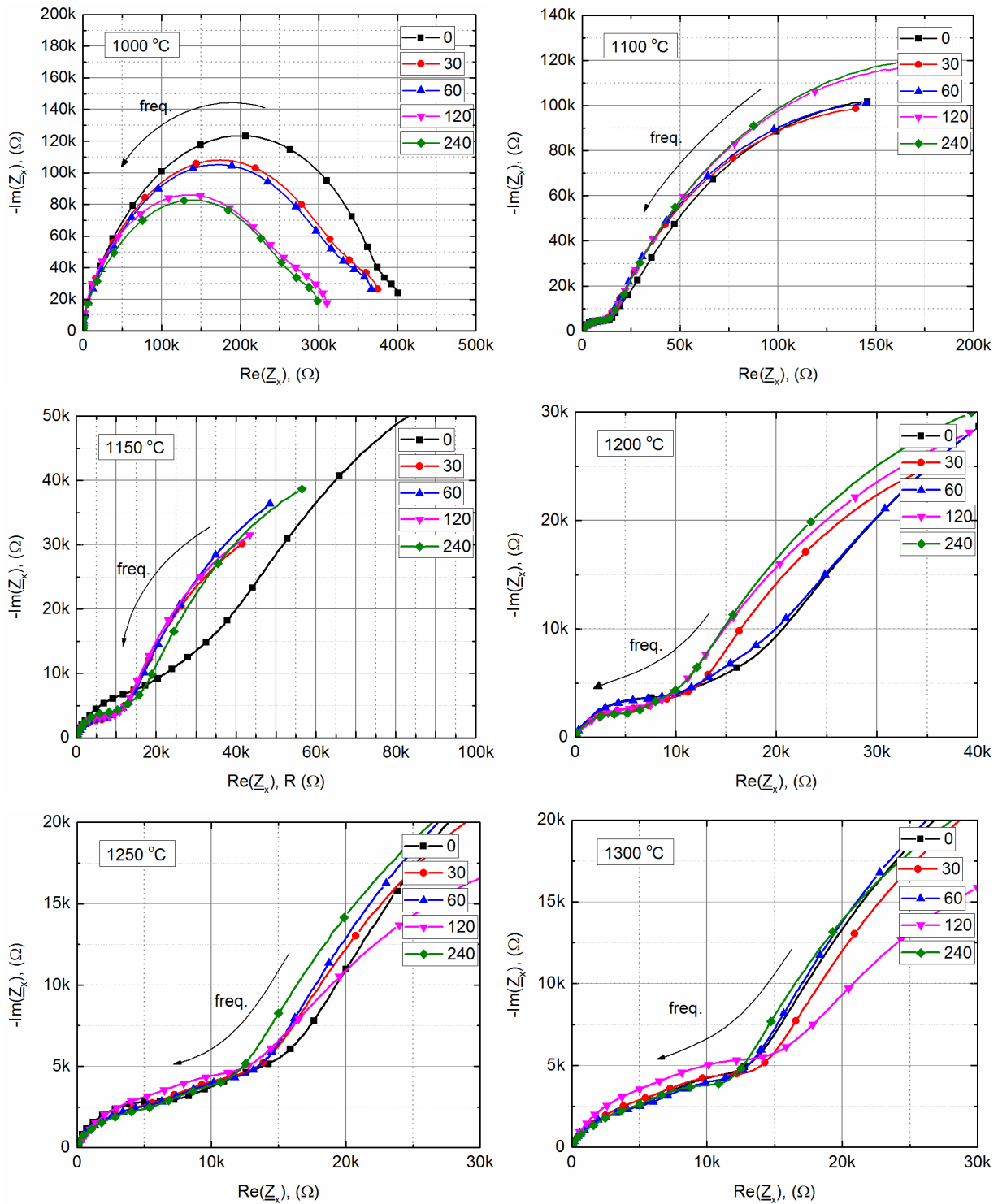


**5.17 Frekvencijska zavisnost električne provodnosti uzoraka napravljenih od praha mlevenog 60 minuta sinterovanih na temperaturama 1000, 1100, 1150, 1200, 1250 i 1300°C.**

Prevođenjem admitanse  $\underline{Y}$  definisane u izrazu (94) u impedansu  $\underline{Z} = 1/\underline{Y}$  izvršena je spektralne analize impedanse ispitivanih uzoraka [115].

Kompleksna impedansa uzoraka sinterovanih na 6 različitih temperatura (1000, 1100, 1150, 1200, 1250 i 1300°C) je prikazana na slici 5.18. Na graficima je predstavljena zavisnost imaginarnog dela imedanse  $\underline{Z}$  od realnog, tzv. Cole-Cole dijagram [115]. Kod uzorka sinterovanog na temperaturi 1000°C može da se uoči jedan polukružni luk odražavajući uticaj i zrna i granice zrna. Pri temperaturi 1100°C, kriva impedanse je malo izmenjena i pokazuje primetniji uticaj zrna koji se ogleda kroz pojavu manjeg luka. Daljim porastom temperature sinterovanja manji luk postaje sve primetniji, oslikavajući povećanje uticaja zrna. Ovaj trend se nastavlja do 1250°C kada se polako zaustavlja. Kriva impedanse na 1300°C je veoma slična kao i na 1250°C. Uticaj granice zrna utiče na oblikovanje dela polukružnog luka, što se jasnije može videti na poslednje četiri slike. To je u skladu sa promenom gustine i mikrostrukture uzoraka koja se menja sa povećanjem temperature sinterovanja. Uticaj dužine mlevenja se odražava u promeni otpornosti materijala, odnosno realnog dela impedanse  $\underline{Z}$ .

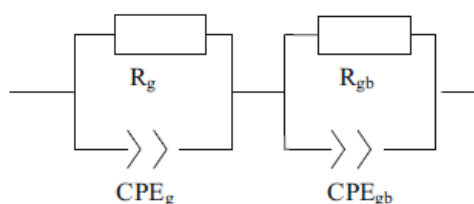
## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala



**5.18 Kompleksna impedansa uzoraka sinterovanih na 6 različitih temperatura sinterovanja.**

Spektralna analiza impedanse uzoraka  $\underline{Z}$  prikazanih na slici 5.18 je analizirana pomoću idealizovanog električnog modela sa diskretnim električnim komponentama, slika 5.19, kojim je pokazan uticaj zrna i granica zrna. Sa  $R_g$  i  $CPE_g$  je modelovan uticaj zrna (*grain*, eng.), dok je sa  $R_{bg}$  i  $CPE_{gb}$  modelovan uticaj granice zrna (*grain boundary*, eng.). Umesto kondenzatora upotrebljen je element konstante faze ( $CPE$  - *Constant phase elements*, eng.). Ovaj element se koristi kada je centar polukruga impedanse potisnut ispod realne ose [115]. Ovakav pristup

omogućuje da se uzime u obzir fenomen koji nastaje u oblastima između zrna, a koji je povezan sa nehomogenošću i difuzionim procesima [35].



**5.19 Ekvivalentno električno kolo sa diskretnim elementima za modelovanje električnih osobina.**

Impedanse CPE elemenata su definisane izrazom [116]

$$\underline{Z}_{CPEg} = A_g^{-1} (j\omega)^{-n_g}, \quad \underline{Z}_{CPEgb} = A_{gb}^{-1} (j\omega)^{-n_{gb}}, \quad (98)$$

gde je  $\omega$  kružna frekvencija,  $A_g$ ,  $A_{gb}$ ,  $n_g$  i  $n_{gb}$  ( $0 \leq n_g, n_{gb} \leq 1$ ) su parametri koji se zajedno sa parametrima  $R_g$  i  $R_{gb}$  određuju podešavanjem. Za određivanje parametara upotrebljen je program EIS [117]. Izračunate vrednosti ovih parametara su prikazani u tabeli 5.3.

**5.3 Parametri impedanse izračunati za model prikazan na slici 5.18.**

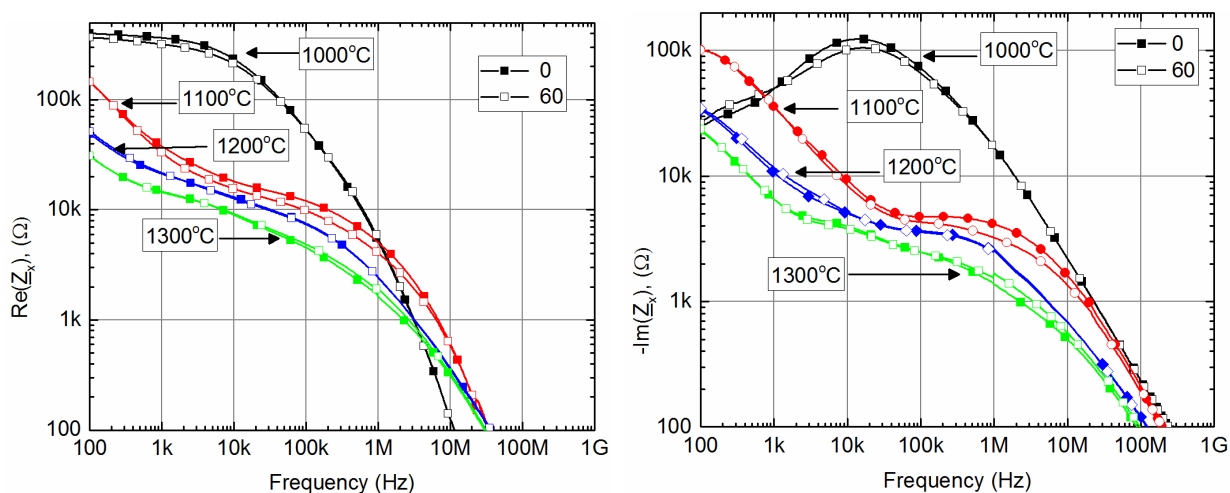
Vreme mlevenja (min)	Temperatura sinterovanja	$R_g$ (k $\Omega$ )	$A_g$	$n_g$	$R_{gb}$ (k $\Omega$ )	$A_{gb}$	$n_{gb}$
0	1000°C	383	0.766	0.7122	56.9	386	0.6235
30		309	0.666	0.7260	95.0	91.4	0.6028
60		309	0.828	0.7110	92.5	131	0.5842
120		220	0.372	0.7624	107	44.1	0.5961
240		244	0.936	0.7043	76	123	0.5781
0	1100°C	17.7	20.7	0.5618	327	39.1	0.7276
30		15.0	32.0	0.5529	303	35.5	0.7433
60		15.5	32.8	0.5474	308	31.5	0.7547
120		16.8	30.3	0.5517	351	26.2	0.7514
240		17.1	32.3	0.5436	360	28.4	0.7542
0	1200°C	18.6	107	0.4987	131	161	0.7241
30		11.8	59.5	0.5518	144	299	0.6635
60		14.1	38.4	0.5658	264	351	0.5884
120		94.1	59.5	0.5692	103	189	0.7125
240		98.4	75.1	0.5394	159	241	0.6717
0	1300°C	16.7	292	0.4681	82.4	168	0.8087
30		16.6	186	0.4969	73.9	167	0.8146
60		14.4	234	0.4754	96.3	205	0.7720
120		16.2	91.8	0.5731	64.1	379	0.7076
240		13.9	207	0.4946	67.2	173	0.8106

Kod svih uzoraka otpornost zrna i otpornost granice zrna opadaju sa porastom temperature sinterovanja. Takođe može da se uoči razlika između uzoraka napravljenih od mlevenog praha i

## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

uzoraka napravljenih od početnog praha. Dobile vrednosti otpornosti mlevenih jezgara sinterovanih na istoj temperaturi su veoma približne.

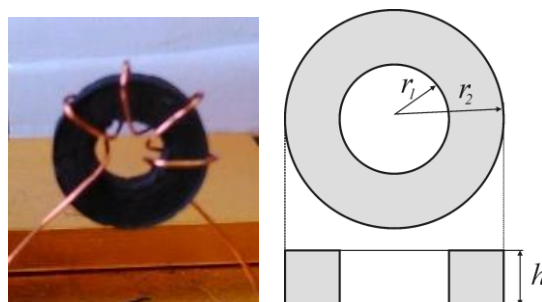
Na slici 5.20 su prikazane frekvencijske karakteristike realnog i imaginarnog dela kompleksne impedanse  $\underline{Z}$ , na osnovu kojih se takođe vidi uticaj temperature sinterovanja i mlevenja.



5.20 Frekvencijske karakteristike realnog i imaginarnog dela impedanse. Početni prah i prah mleven 60 min.

### 5.4 Uticaj mlevenja na kompleksnu permeabilnost

U ovom delu su prikazani rezultati merenja kompleksne magnetske permeabilnosti materijala M30A. Merenja su vršena na temperaturama koje su se kretale u opsegu 22°C do 26°C. Za potrebe merenja magnetskih osobina materijala napravljeni su uzorci u obliku prstena pravougaonog poprečnog preseka na kojima je postavljen namotaj sa  $N$  zavojava, slika 5.21.



5.21 Uzorak pripremljeni za merenje magnetskih osobina ispitivanog materijala.

Spoljašnji prečnik napravljenih torusnih jezgara je 6mm, unutrašnji prečnik je 3mm, a visina torusa je 2mm. Svaki uzorak je modelovan kao redna veza idealnog kalema bez gubitaka induktivnosti  $L$  i otpornika koji predstavlja gubitke u materijalu, otpornosti  $R$ . poluprečnik jezgra.

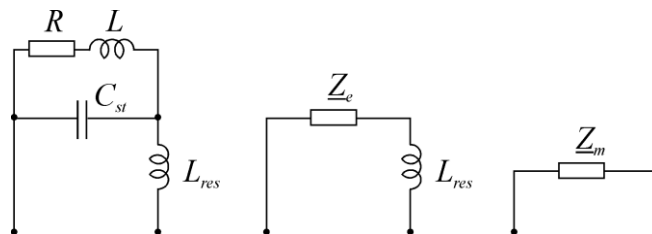
## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

Za merenje kompleksne permeabilnosti je upotrebljen IA HP4191A, prikazan na slici 5.22, u frekvencijskom opsegu od 1MHz do 1GHz. Na koaksijalni ulaz instrumenta je postavljena pločica kojom je omogućeno merenje induktivnosti pripremljenih uzoraka.



5.22 Analizator HP4191A i uveća deo dodatne pločice pomoću koje je omogućeno merenje induktivnosti pripremljenih uzoraka.

Na slici 5.23 je prikazana ekvivalentna šema merne postavke i uzorka koji se ispituje. Parazitna kapacitivnost  $C_{st}$  i induktivnost  $L_{res}$  instrumenta su uzeti u obzir prilikom obrade izmerenih rezultata, za HP4191A i za HP4194A  $L_{res}=1.3nH$  i  $C_{st}=1.1pF$ .



5.23 Ekvivalentna šema za merenje permeabilnosti.

Instrument za merenje impedanse meri i prikazuje ukupnu impedansu  $Z_m$ . Oduzimanjem impedanse induktivnosti instrumenta dobija se impedansa  $Z_e$  koja iznosi

$$\underline{Z}_e = \underline{Z}_m - j\omega L_{res}. \quad (99)$$

Kako je  $\underline{Z}_e$  ekvivalentna impedansa paralelene veze impedanse uzorka  $\underline{Z}$  i kondenzatora  $C_{st}$ , to znači da se impedansa uzorka  $\underline{Z}$  može odrediti pomoću izraza

$$\frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{\underline{Z}_e} - j\omega C_{st}.$$

Na osnovu izmerene vrednosti impedanse mogu da se izračunaju realni i imaginarni deo kompleksne permeabilnosti  $\underline{\mu} = (\mu' - j\mu'')$  pomoću izraza

$$\underline{Z} = j\omega(\mu' - j\mu'') \frac{N^2 h \ln(r_2/r_1)}{2\pi} = R + jX, \quad (100)$$

$$(a) \mu' = X \frac{2\pi}{\omega N^2 h \ln(r_2/r_1)}, \quad (101)$$

$$(b) \mu'' = R \frac{2\pi}{\omega N^2 h \ln(r_2/r_1)}.$$

gde je  $N$  broj zavojaka,  $\omega$  kružna frekvencija,  $h$  visina jezgra, a  $r_2, r_1$  su spoljašnji i unutrašnji poluprečnici jezgra.

Na slici 5.24 su prikazane frekvencijske karakteristike realnog i imaginarnog dela KMP materijala M30A u zavisnosti od vremena mlevenja za uzorke sinterovane na pet različitih temperatura (1100, 1150, 1200, 1250 i 1300°C). Temperatura sinterovanja od 1050°C je suviše mala da bi se primetila promena permeabilnosti sa vremenom mlevenja.

Na osnovu rezultata merenja može da se primeti da feritni materijal M30 ima konstantnu vrednost realnog dela KMP u frekvencijskom opsegu do nekoliko megaherca. Povećanjem temperature sinterovanja granična frekvencija se smanjuje od 10MHz za 1100°C do 5MHz za 1300°C. Permeabilnost dostiže maksimalnu vrednost za uzorke sinterovane na 1200°C sa graničnom frekvencijom 8MHz.

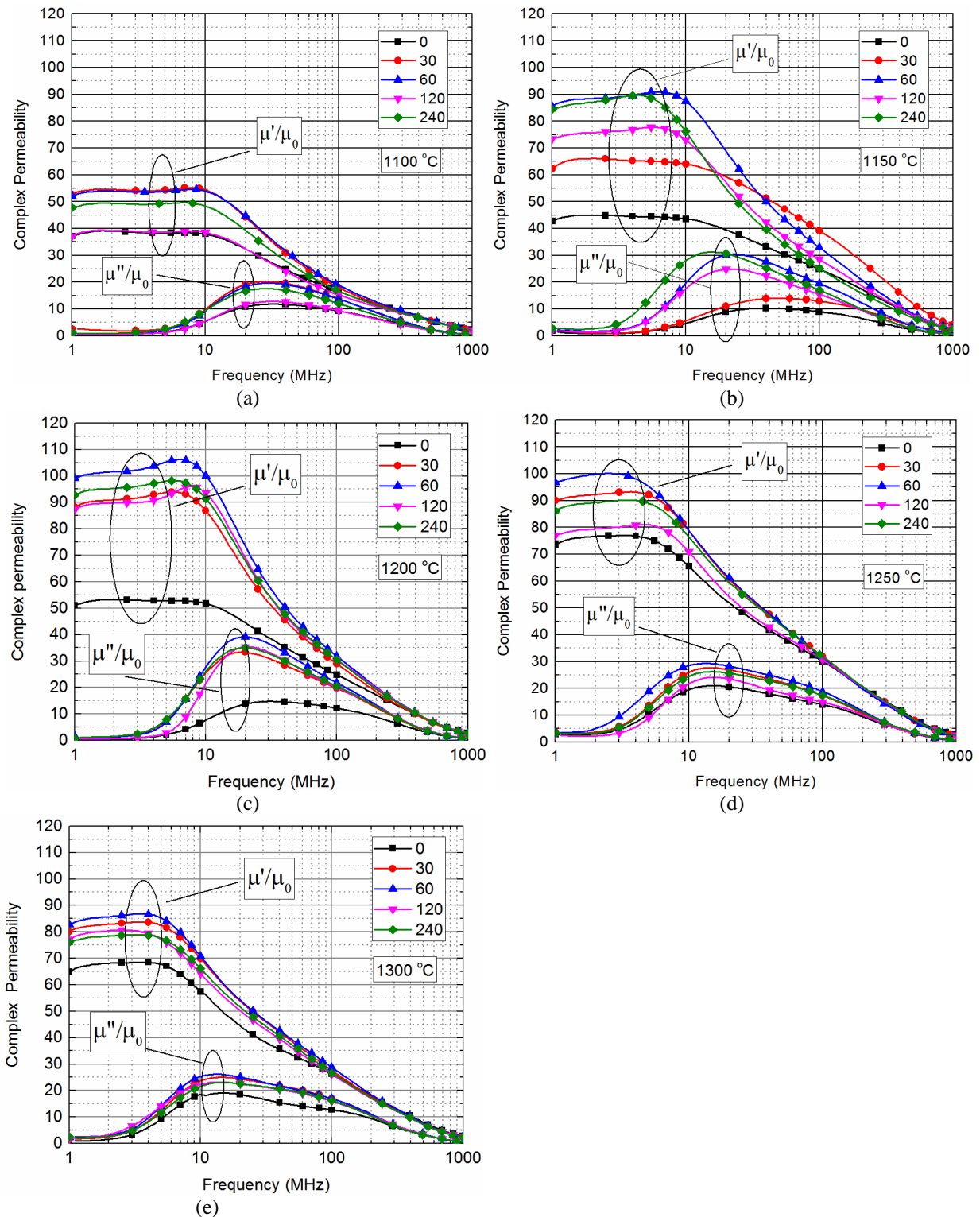
Mlevenjem početnog praha je dobijena veća vrednost permeabilnosti bez obzira na temperaturu sinterovanja. Za uzorke sinterovane na 1100°C permeabilnost je poboljšana mlevenjem 30 i 60 minuta, dok se daljim mlevenjem permeabilnost smanjuje, slika 5.24(a). Takva promena permeabilnosti može da se dovede u vezu sa promenom u mikrostrukturi uzorka gde mlevenje duže od 60 minuta može da izazove pojavu pukotina između većih sinterovanih zrna, slika 5.6.

Značajno poboljšanje permeabilnosti postupkom mlevenja je dobijeno za uzorke sinterovane na 1150°C, slika 5.24(b) i 1200°C, slika 5.24(c), pri čemu je maksimum postignut za uzorak mleven 60 minuta i sinterovan na 1200°C. Na temperaturama 1250°C, slika 5.24(d), i 1300°C, slika 5.24(e), uticaj mlevenja na povećanje permeabilnosti je smanjen, ali je još uvek primetan. Bez obzira na smanjenu razliku između permeabilnosti uzoraka dobijenih korišćenjem osnovnog i mlevenih prahova, mlevenje od 60 minuta još uvek pokazuje najveću vrednost.

Najveća promena u dobijenim rezultatima se vidi poređenjem permeabilnosti uzoraka sinterovanih na 1200°C napravljenih od početnog praha i praha mlevenog 60 minuta, slika 5.24(c). Pri tome je permeabilnost povećana oko dva puta i granična frekvencija smanjena oko dva puta. Na osnovu prethodno prikazanih rezultata može da se zaključi da proces mlevenja može da poveća relativnu permeabilnost i istovremeno da smanji graničnu frekvenciju.



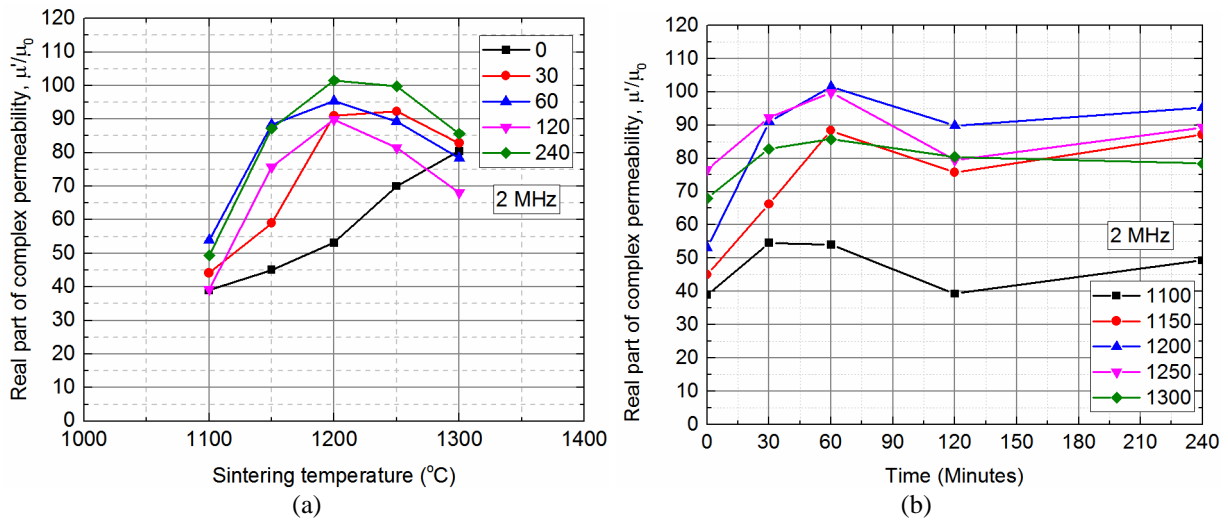
## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala



**5.24 Frekvencijska karakteristika KMP materijala M30A u zavisnosti od vremena mlevenja i temperature sinterovanja: (a) 1100°C, (b) 1150°C, (c) 1200°C, (d) 1250°C i (e) 1300°C.**

Na slici 5.25 je prikazana zavisnost permeabilnosti od temperature sinterovanja i vremena mlevenja pri frekvenciji 2MHz. Na slici 5.25(a) se vidi da se najveća permeabilnost mlevenih uzoraka postiže samo pri jednoj temperaturi sinterovanja, koja za materijal M30A iznosi oko 1200°C. Na slici 5.25(b) se vidi da je optimalno vreme mlevenja oko 60 minuta.

## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

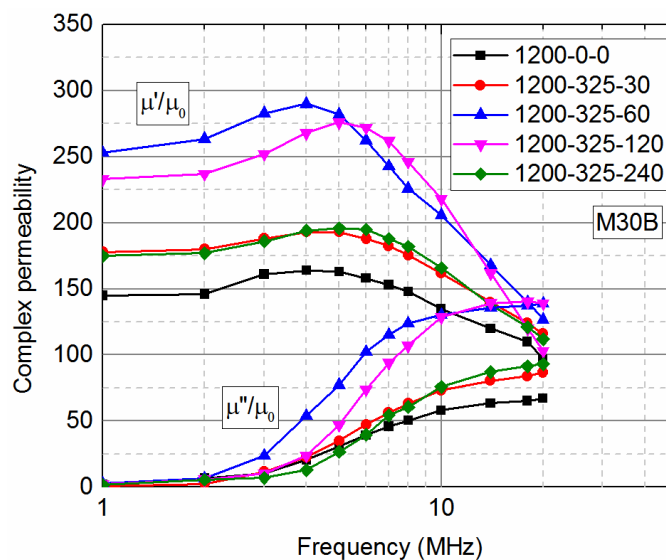


5.25 Realni deo KMP u zavisnosti od (a) temperature sinterovanja, (b) vremena mlevenja na frekvenciji 2MHz

## 5.5 Uticaj mlevenja i prosejavanja na kompleksnu permeabilnost

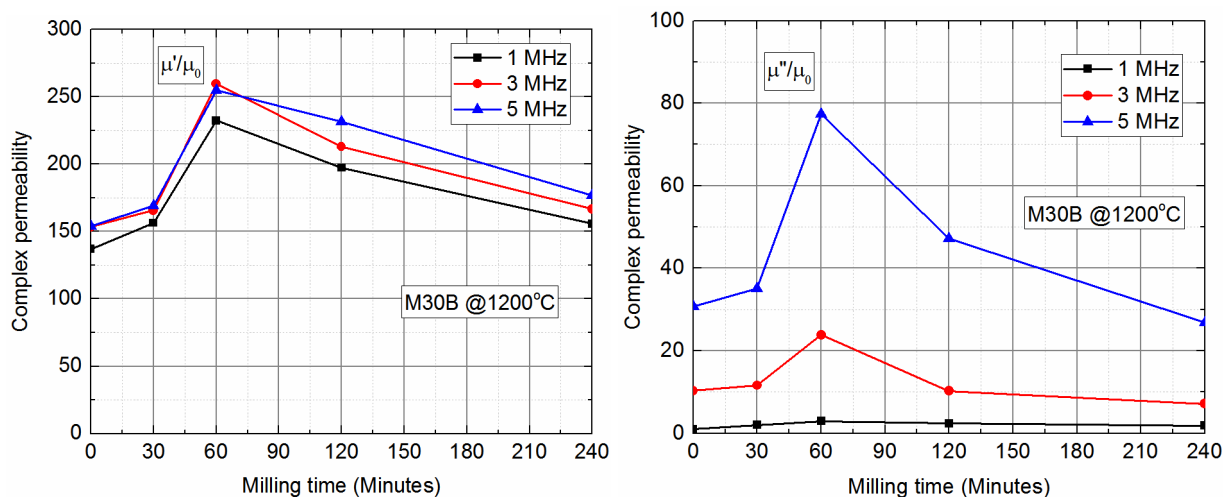
U ovom delu su prikazani rezultati merenja kompleksne magnetske permeabilnosti materijala M30B i M30C. Za merenje permeabilnosti je upotrebljena modifikovana vatmetarska metoda pomoću koje je izračunata KMP na način opisan u delu 3.6.

Na slici 5.26 su prikazane frekvencijske zavisnosti KMP uzoraka napravljenih od početnog M30B praha na način opisan u poglavlju 5.1. Uzorak M30B-1200-325-60 ima oko 1.8 puta veći realni deo KMP od uzorka M30B-1200-0-0, dok mu je istovremeno granična frekvencija oko 1.8 puta manja. Slično povećanje realnog dela KMP od oko 1.8 puta u odnosu na početni prah je uočeno i kod uzoraka prikazanih na slici 5.24(c), koji su napravljeni od isključivo mlevenih prahova. Dodatno prosejavanje već mlevenih prahova ne donosi dodatno povećanje realnog dela KMP.



5.26 Frekvencijska zavisnost realnog i imaginarnog dela KMP za uzorke M30B sinterovane na 1200°C.

Na slici 5.27 se vidi kako realni deo KMP zavisi od vremena mlevenja. U odnosu na uzorke M30A prikazane na slici 5.25(b), sada se jasnije primećuje lokalni maksimum koji ukazuje na optimalno vreme mlevenja od 60 minuta. Srazmerno povećanju realnog dela KMP raste i imaginarni deo KMP. Na frekvenciji 1MHz gubici u svim uzorcima su približno jednaki. Približavanjem graničnoj frekvenciji raste imaginarni deo KMP ali ne jednako. Najbrže raste kod uzorka M30B-1200-325-60 mlevenog 60 minuta. Na frekvenciji 5MHz realni deo KMP uzorka M30B-1200-325-120 je 10% manji u odnosu na uzorak M30B-1200-325-60, ali je zato imaginarni deo KMP uzorka (120 min) manji za oko 40% u odnosu na uzorak (60 min).



5.27 KMP prosejanih uzoraka sinterovanih na 1200°C u zavisnosti od vremena mlevenja.

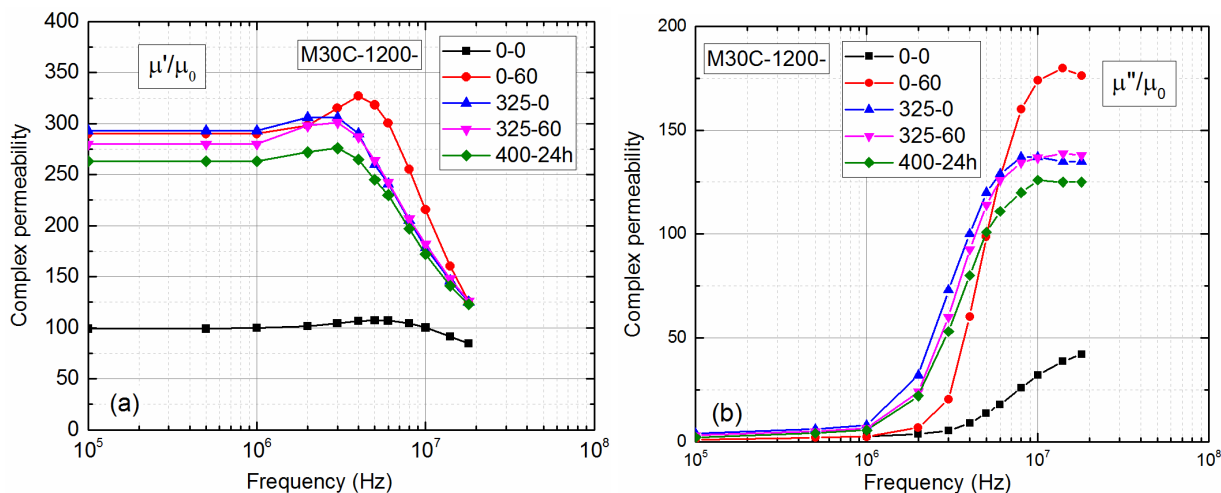
Početni prah M30C kao i prahovi dobijeni dodatnim mlevenjem i/ili prosejavanjem su upotrebljeni kao bi se ispitala razlika između prosejavanja i mlevenja kao i uticaj veličine sita za prosejavanje. U tabeli 5.4 je dat pregled uzoraka čiji su rezultati prikazani u nastavku. Svi uzorci su sinterovani na temperaturi 1200°C u trajanju od 2 sata. Dimenzije svih torusnih uzoraka su iste i iznose: 9.8mm spoljašnji prečnik, 4.3mm unutrašnji prečnik i 2.5mm visina torusa.

#### 5.4 Karakteristike uzoraka koji su iskorišćeni za poređenje uticaja mlevenja i prosejavanja na KMP.

Uzorak	Vreme mlevenja	Veličina sita za prosejavanje	Srednja gustina zrna (g/cm <sup>3</sup> )
M30C-1200-0-0	0	Neprosecano	4.84
M30C-1200-0-60	60 min	Neprosecano	4.94
M30C-1200-325-0	0	325	4.93
M30C-1200-325-60	60 min	325	4.95
M30C-1200-400-24h	24 časa	400	4.92

Merenje realnog i imaginarnog dela KMP je izvršeno pomoću predložene modifikovane vatmetarske metode koja je iskorišćena za merenje KMP na način opisan u poglavlju 3.6. KMP je

izmerena u frekvencijskom opsegu od 100kHz do 20MHz. Amplituda magnetske indukcije je održavana konstantnom na  $B_m=0.1\text{mT}$ . Temperatura jezgra je merena termokamerom pri čemu je bila u opsegu od  $26^\circ\text{C}$  do  $28^\circ\text{C}$ . Na slici 5.28 su prikazne zavisnosti realnog i imaginarnog dela KMP u funkciji frekvencije za svih pet uzorka iz tabele 5.4.



5.28 Realni i imaginarni deo KMP uzoraka napravljenih od početnog praha M30C.

Realni deo KMP  $\mu'$  uzorka M30C-1200-325-0 (napravljen od prosejanog početnog praha) je na frekvencijama do 2MHz oko 2.9 puta veći u odnosu na  $\mu'$  uzorka M30C-1200-0-0 (napravljen od početnog praha). Ostali uzorci imaju od 2.6 do 2.8 puta veću vrednost  $\mu'$  u odnosu na uzorak M30C-1200-0-0, pri čemu uzorak M30C-1200-400-24h ima najmanje povećanje  $\mu'$ . Povećanje permeabilnosti ( $\mu'$ ) može da se ostvari bilo prosejavanjem, bilo mlevenjem. Poredeći M30C-1200-0-60 i M30C-1200-325-60 može da se primeti da mlevenje početnog praha povećava njegovu permeabilnost, dok se dodatnim prosejavanjem ne postiže dodatno povećanje. Mlevenje od 24 časa i prosejavanje kroz gušće sito (sito veličine 400) ne donosi novo povećanje  $\mu'$ .

Modelovanje KMP analiziranih uzoraka je izvršeno pomoću funkcija (46). U tabeli 5.5 su prikazane izračunate vrednosti parametara modela PKMP koji su određeni podešavanjem, dok su na slici 5.29 prikazane izračunate i izmerene vrednosti parametara KMP za prva dva uzorka.

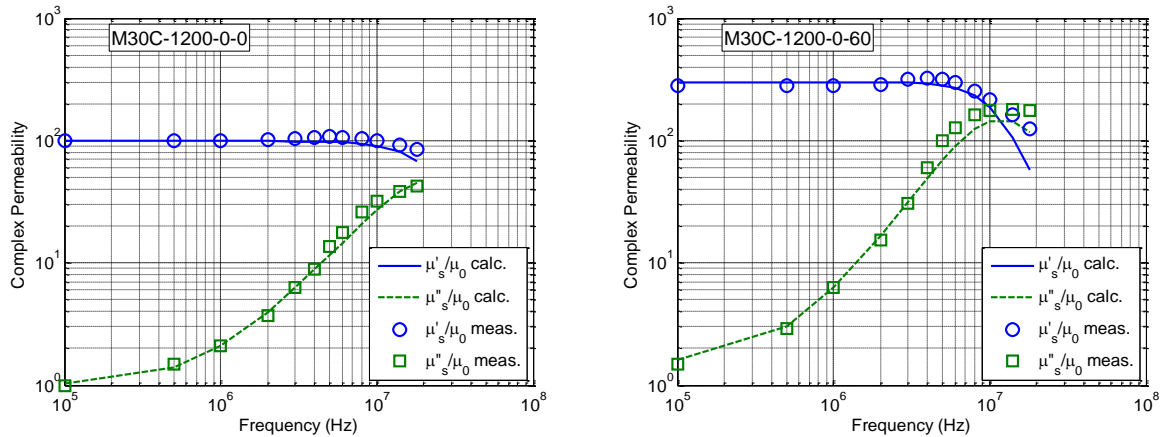
### 5.5 Parametri modela paralelne kompleksne magnetske permeabilnosti.

Uzorak	$\mu'_{pi} / \mu_0$	$f_1(\text{MHz})$	$a$	$\mu''_{pi} / \mu_0 \times 10^3$	$f_2(\text{MHz})$	$b$	$R^2$
M30C-1200-0-0	100	200	2	10	0.9	1.40	0.9994
M30C-1200-0-60	300	200	2	60	0.5	1.68	0.9664
M30C-1200-325-0	300	200	2	25	0.55	1.51	0.9915
M30C-1200-325-60	290	200	2	45	0.4	1.55	0.9986
M30C-1200-400-24h	280	200	2	35	0.3	1.31	0.9991

Mlevenje i prosejavanje povećavaju permeabilnost i smanjuju propusni opseg. Uzorak M30C-1200-0-60 ima najveću vrednost koeficijenta  $b$  što znači da gubici kod ovog uzorka rastu

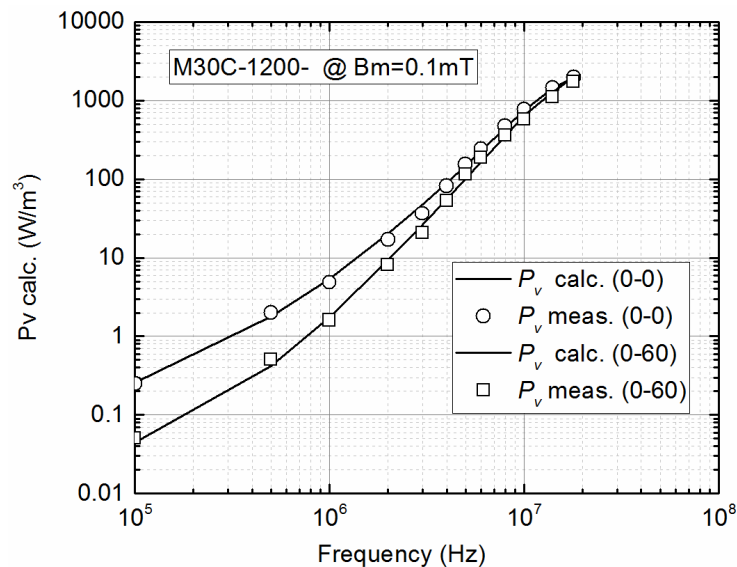
## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

najbrže sa porastom frekvencije. Isti uzorak ima najveću vrednost koeficijenta  $\mu''_{pi}$  što znači da taj uzorak ima najmanje gubitke na nižim frekvencijama. Uzorak M30C-1200-325-0 ima najveći realni deo KMP ali i najveći imaginarni deo KMP.



5.29 Izračunate i izmerene vrednosti KMP uzoraka M30C-1200-0-0 i M30C-1200-0-60.

Kvalitet izračunatih parametara je iskazan koeficijentom determinacije  $R^2$  pri čemu je izvršeno poređenje izračunate i izmerene GSG. Na slici 5.30 je prikazana izračunata i izmerena vrednost GSG u funkciji frekvencije u slučaju malih pobudnih signala za prva dva uzorka iz tabele 5.5. Polazeći od parametara modela PKMP datih u tabeli 5.5 i uzimajući u obzir da je prilikom merenja KMP održavana stalna vrednost vektora magnetske indukcije  $B_m=0.1\text{mT}$ , GSG je izračunata pomoću izraza (49).



5.30 Izračunata i izmerena GSG za uzorke M30C-1200-0-0 i M30C-1200-0-60, pri  $B_m=0.1\text{mT}$  i temperaturi jezgra od  $T=27^\circ\text{C}$ .

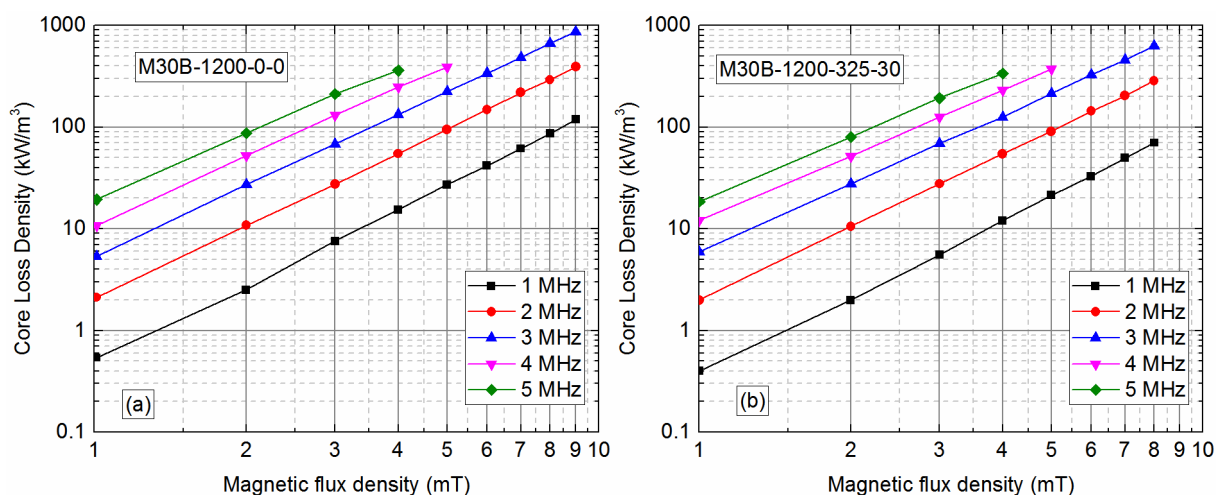
U slučaju malih vrednosti vektora magnetske indukcije ( $B_m=0.1\text{mT}$ ) GSG uzorka napravljenog od dodatno mlevenog praha može da bude od 2 puta ( $f=2\text{MHz}$ ) do 4 puta ( $f=500\text{kHz}$ ) manja u odnosu na uzorak napravljen od početnog praha.

## 5.6 Uticaj mlevenja i prosejavanja na gustinu snage gubitaka

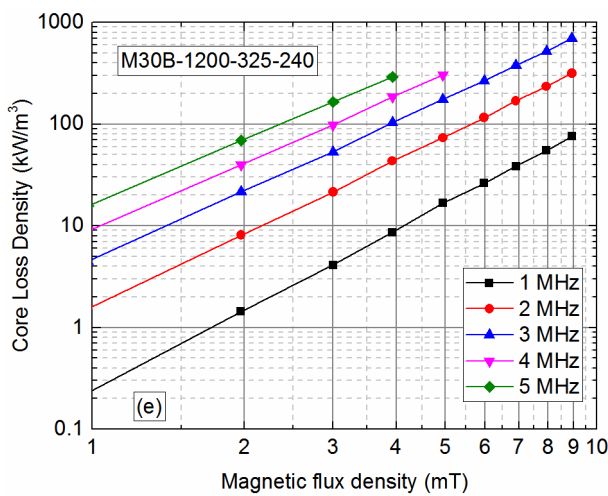
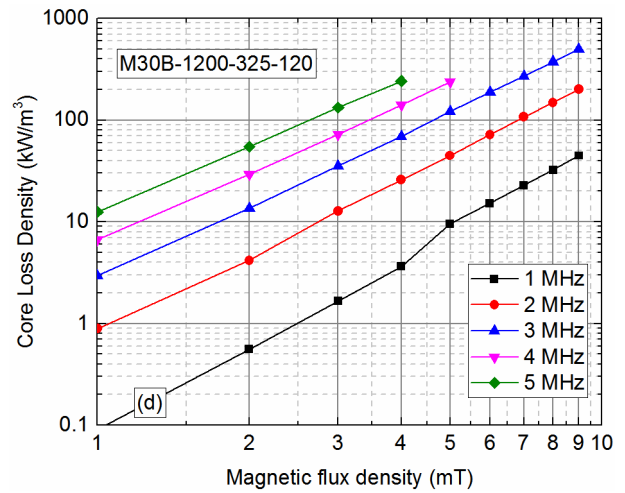
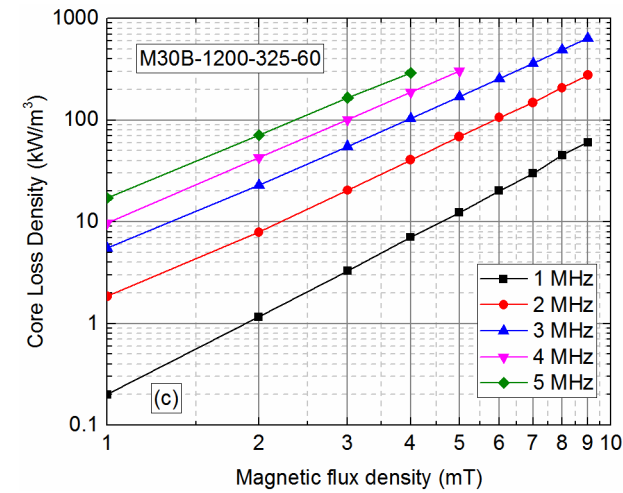
U ovom delu su prikazani uticaji dodatnih tehnoloških procesa obrade početnog praha na gustinu snage gubitaka u slučaju velikih signala. Za potrebe ispitivanja upotrebljeni su uzorci napravljeni od početnih prahova M30B i M30C čije su KMP prethodno prikazane u poglavlju 5.5. Gustina snage gubitaka (GSG) i histerezisna petlja ispitivanog materijala je izvršena predloženom modifikovanom vatmetarskom metodom.

GSG je merena u frekvencijskom opsegu od 0.5MHz do 5MHz, pri čemu je magnetska indukcija bila u opsegu od 1mT do 10mT. Na svako jezgro je namotano  $N=10$  zavojaka primarnog i sekundarnog namotaja. Temperatura jezgra je merena pomoću termalne IR kamere prikazane na slici 3.17. Merenjem je utvrđeno da je u korišćenom mernom opsegu temperatura jezgra varirala od 22°C do 36°C te da nije predstavljala značajnu promenu. Za potrebe merenja histerezisnih petlji na svako jezgro je povećan broj zavojaka primarnog i sekundarnog namotaja sa  $N=10$  na  $N=50$ . Na ovaj način je pomoću funkcijskog generatora HP3314A ostvareno magnetsko polje dovoljno veliko da odvede jezgro u zasićenje.

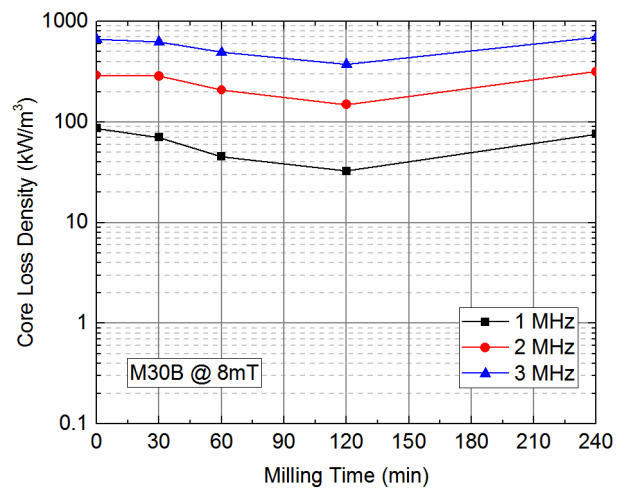
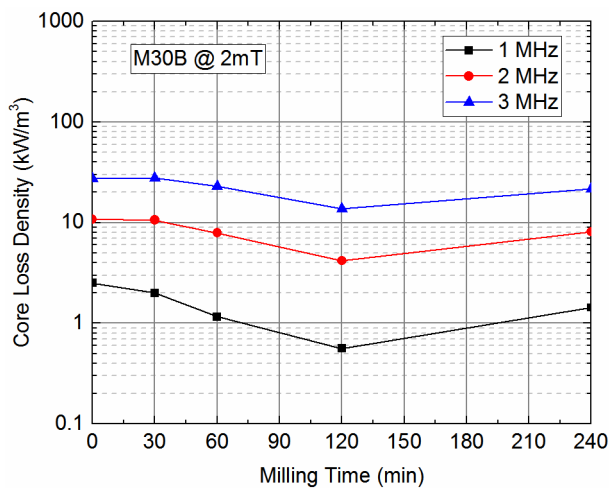
Uzorcima napravljenim od obrađenog praha M30B ispitan je uticaj mlevenja na GSG pri čemu je svaki od mlevenih prahova prosejan kroz sito 325. Na slici 5.31 je prikazana GSG u funkciji amplitude magnetske indukcije za svih pet uzoraka (početni prah M30B i četiri dodatno mlevena i prosejana praha). Poredeći GSG početnog praha sa mlevenim prahovima utvrđeno je da se mlevenjem mogu smanjiti gubici. Najveća razlika se primetila kod praha mlevenog 120 minuta. Na slici 5.32 je prikazana zavisnost GSG od vremena mlevenja na tri frekvencije za dve vrednosti amplitude vektora magnetske indukcije, 2mT i 8mT. Jezgro M30B-1200-325-120 napravljeno od praha mlevenog 120 minuta ima manje gubitke u odnosu na druga jezgra. Na manjim frekvencijama (1MHz) i manjim vrednostima magnetske indukcije (2mT) razlika GSG jezgra M30-1200-325-120 u odnosu na druga jezgra je velika (oko 4 puta manja u odnosu na M30-1200-0-0), ali se sa povećanjem frekvencije i magnetske indukcije ta razlika se smanjuje. Na 8mT i 3MHz GSG jezgra M30-1200-325-120 je oko 1.3 puta manja u odnosu na M30-1200-0-0.



## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala



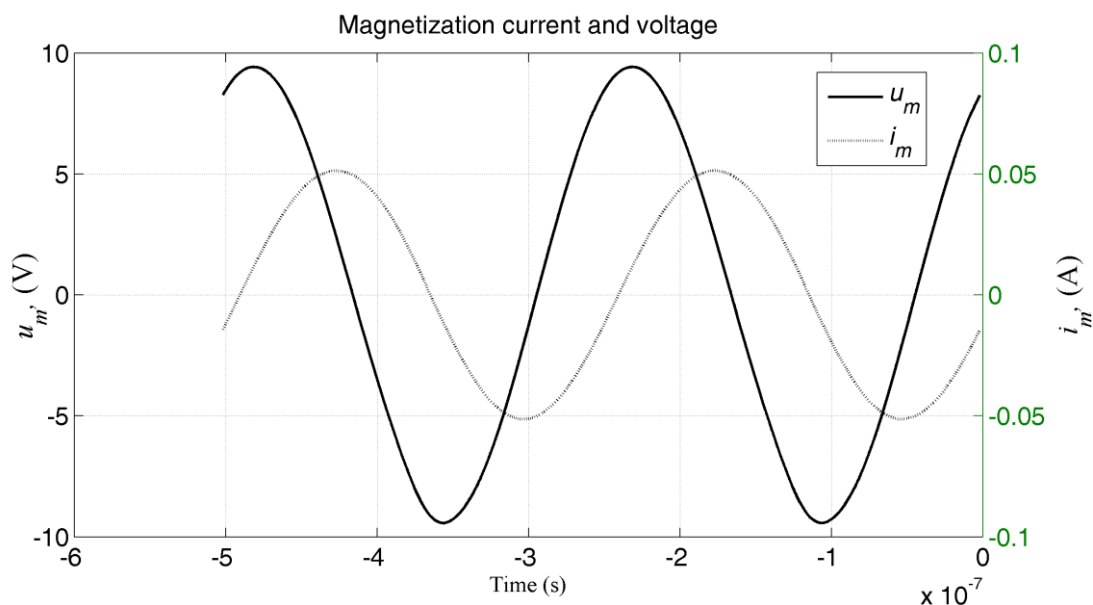
5.31 GSG u funkciji  $B_m$  za uzorke M30B-1200- (a) 0-0, (b) 325-30, (c) 325-60, (d) 325-120 i (e) 325-240



5.32 GSG uzoraka napravljenih od praha M30B u zavisnosti od vremena mlevenja pri  $B_m=2\text{mT}$  i  $B_m=8\text{mT}$ .

## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

Na slici 5.33 je prikazan vremenski oblik izmerenih signala prilikom merenja GSG jezgra M30B-1200-0-0 na frekvenciji 1MHz. Za jezgra M30B-1200-325-30, -60, -120 i -240 je dobijen identičan oblik izmerenih signala. Kako je merenje GSG u frekvencijskom opsegu od 1MHz do 5MHz izvršeno pri prostoperiodičnoj pobudi proračun GSG je izvršen primenom Štajnmeceve empirijske jednačine (1).



**5.33 Vremenski oblici struje magnetizacije i indukovano napona na krajevima sekundara prilikom merenja GSG jezgra M30B-1200-0-0 primenom modifikovane vatmetarske metode opisane u delu 3.**

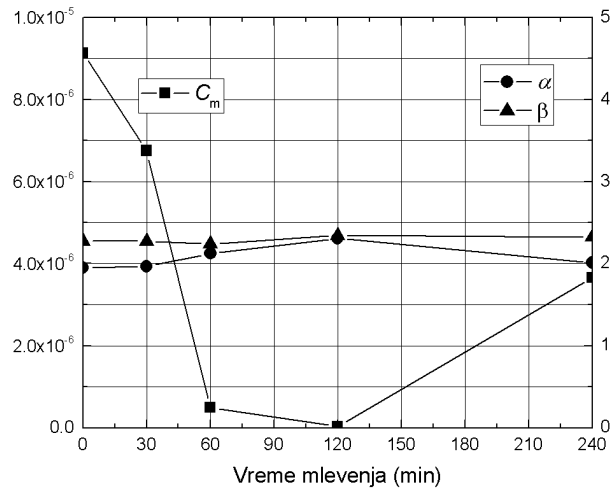
U tabeli 5.6 su prikazane vrednosti parametara modela. Ocena kvaliteta interpolacije je iskazana koeficijentom determinacije  $R^2$ , poređenjem izmerene i izračunate GSG. Parametar  $C_m$  opada sa vremenom mlevenja do 120 min a posle raste. To ukazuje da jezgro M30B-1200-325-120 ima najmanje gubitke pri jako malim vrednostima magnetske indukcije i jako niskim frekvencijama. Parametar  $\alpha$  raste sa porastom vremena mlevenja do 120 min a posle opada. To ukazuje da kod jezgra M30B-1200-325-120 gubici najbrže rastu sa porastom frekvencije. Parametar  $\beta$  ima lokalni minimum za prah mleven 60 minuta što ukazuje da kod ovog jezgra GSG najsporije opada sa porastom intenziteta magnetske indukcije. Na slici 5.34 je dat grafički prikaz promene parametara modela sa vremenom mlevenja.

**5.6 Parametri Štajnmeceve empirijske jednačine (1) za proračun GSG jezgara napravljenih od prahova M30B. Vrednost parametara odgovara vrednostima GSG  $P_v$  izražene u [W/m<sup>3</sup>], frekvencije  $f$  u [Hz], i magnetske indukcije  $B_m$  u [T].**

Uzorak	Vreme mlevenja	$C_m$	$\alpha$	$\beta$	$R^2$
M30B-1200-0-0	0	9.133e-3	1.950	2.275	0.999
M30B-1200-325-30	30 min	6.755e-3	1.966	2.274	0.999
M30B-1200-325-60	60 min	4.989e-4	2.123	2.269	0.999
M30B-1200-325-120	120 min	3.494e-5	2.307	2.343	0.999
M30B-1200-325-240	240 min	3.656e-3	2.012	2.325	0.999

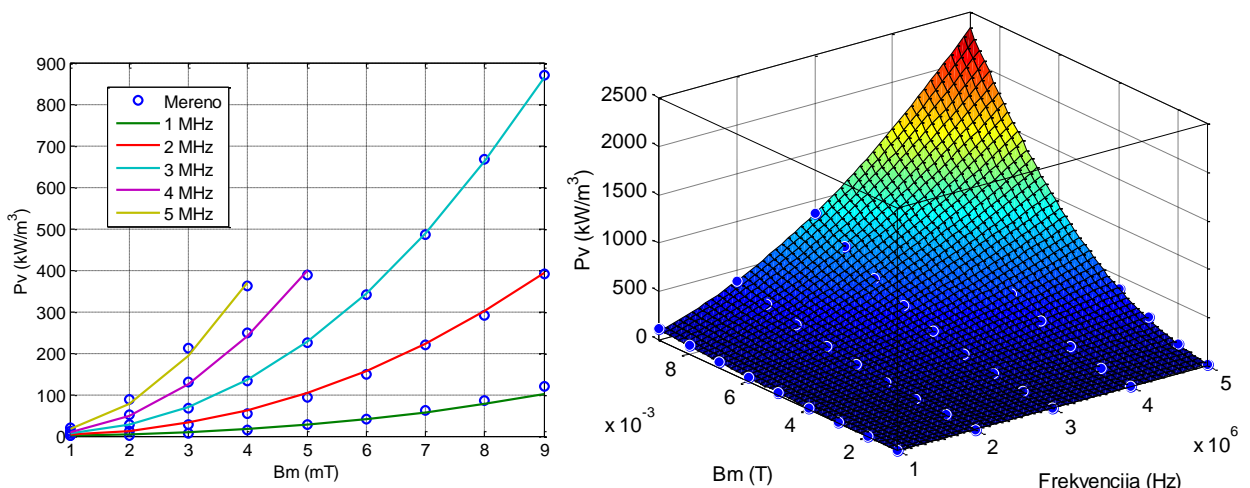


## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

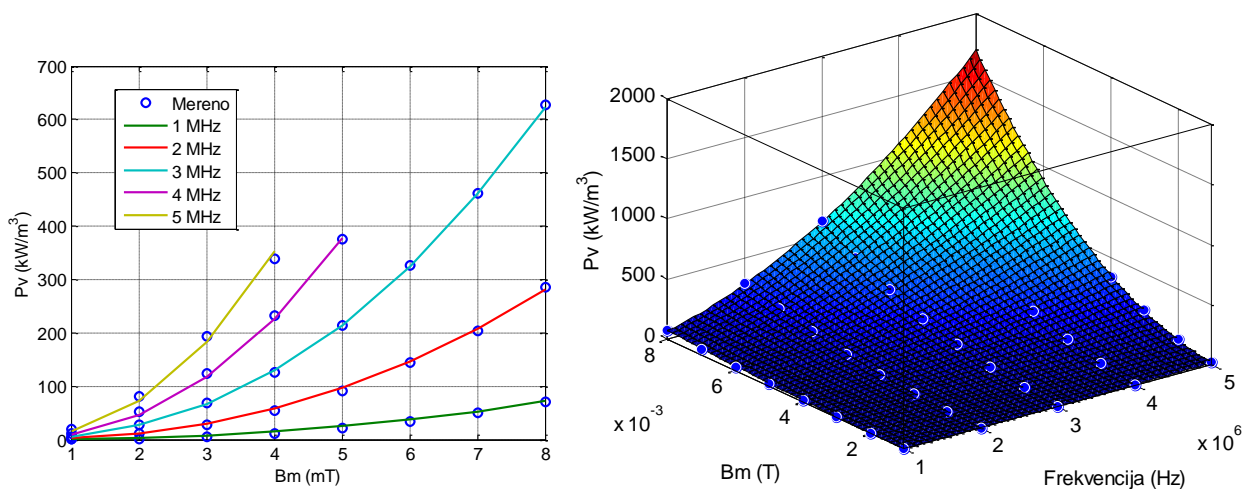


5.34 Parametri Štajmecove jednačine za proračun GSG uzoraka M30B u funkciji vremena mlevenja.

Na slikama 5.35 - 5.39 prikazani rezultati proračuna GSG dobijeni korišćenjem Štajmecove jednačine i parametara datih u tabeli 5.6. Rezultati dobijeni merenjem su na tim slikama prikazani markerom 'o'.

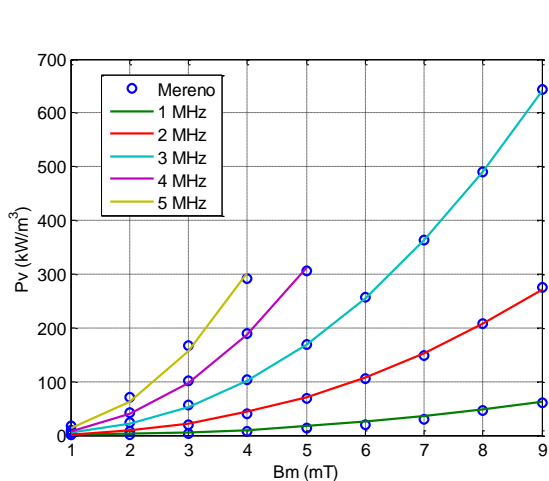


5.35 Izmerena i izračunata GSG jezgra M30B-1200-0-0. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti.

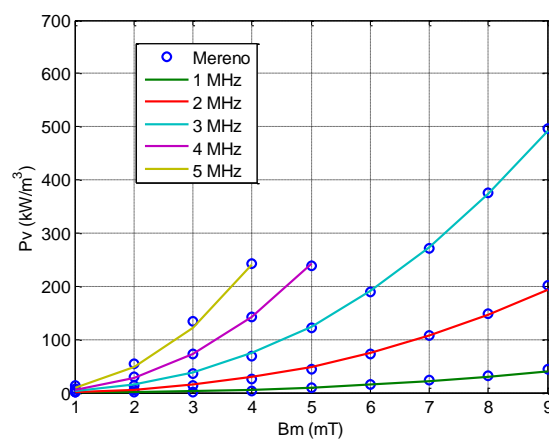
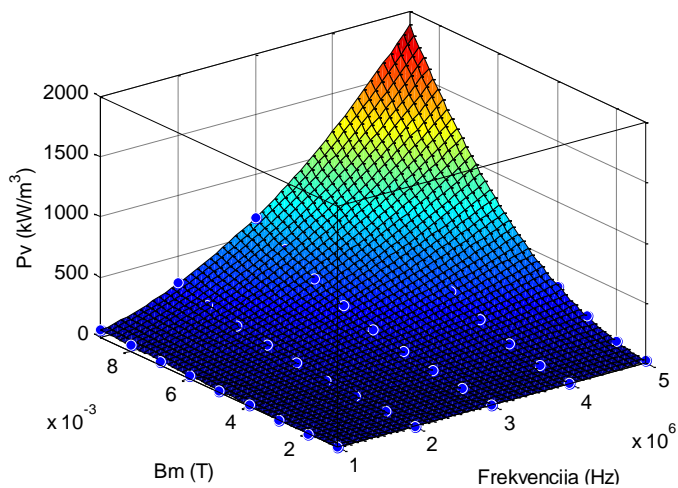


5.36 Izmerena i izračunata GSG jezgra M30B-1200-325-30. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti.

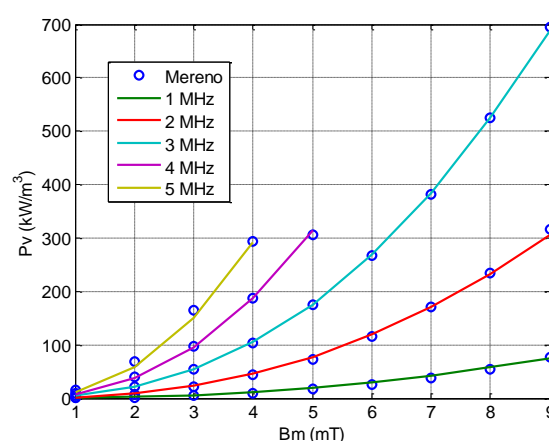
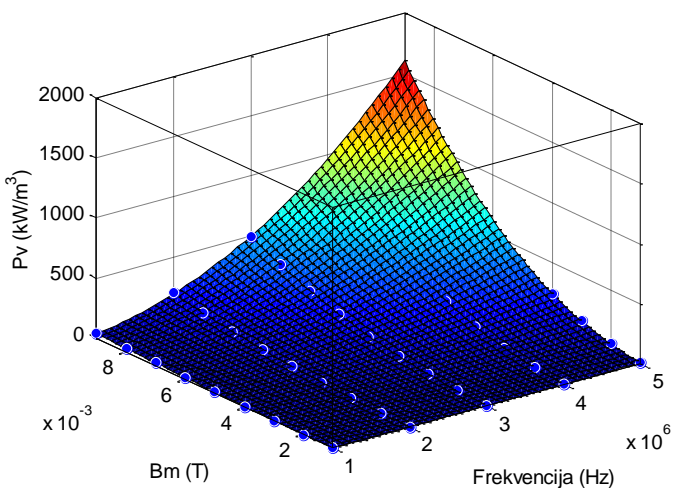
## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala



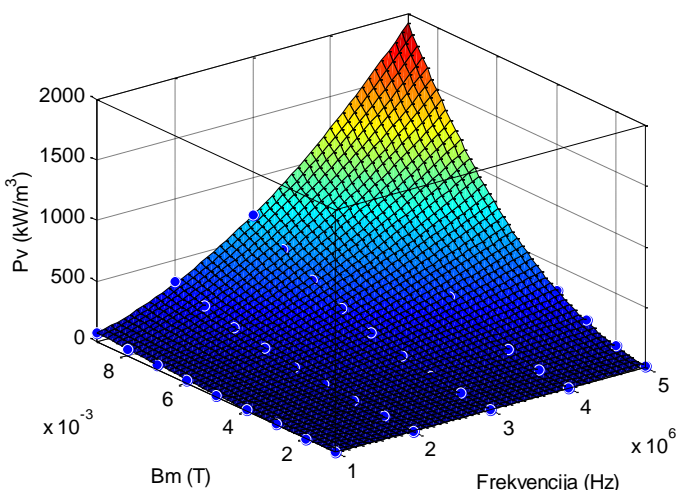
5.37 Izmerena i izračunata GSG jezgra M30B-1200-325-60. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti.



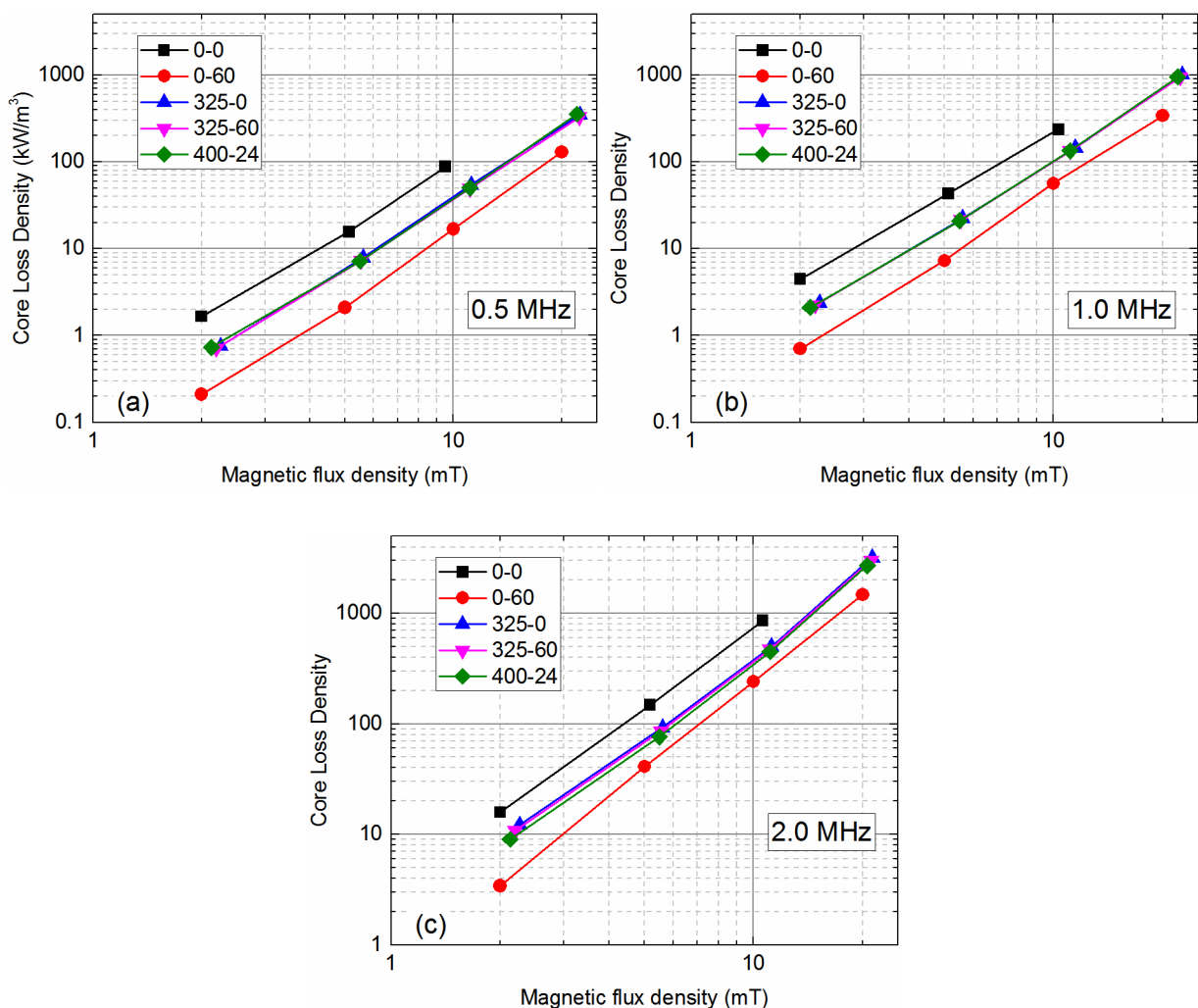
5.38 Izmerena i izračunata GSG jezgra M30B-1200-325-120. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti.



5.39 Izmerena i izračunata GSG jezgra M30B-1200-325-240. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti.



Kako bi se ispitala razlika uticaja prosejavanja i mlevenja na smanjenje GSG u slučaju velikih signala, kada je  $B_m > 1\text{mT}$ , upotrebljeni su uzorci napravljeni od mlevenog i/ili prosejanog početnog praha M30C, čije su izmerene KMP prikazane u poglavlju 5.5. Merenje GSG je izvršeno na tri frekvencije (500kHz, 1MHz i 2MHz) i četiri vrednosti amplitude magnetske indukcije (2, 5, 10 i 20mT). Merenje je izvršeno primenom predložene modifikovane vatmetarske metode. Rezultati merenja GSG ovih pet uzoraka su prikazani na slici 5.40. Najveću GSG ima uzorak M30C-1200-0-0 napravljen od početnog praha. Najmanju GSG ima uzorak M30C-1200-0-60, napravljen od praha mlevenog 60 minuta. Mlevenjem početnog praha 60 minuta GSG može da se smanji oko 4 puta, dok se prosejavanjem početnog praha kroz sito veličine 325 GSG može smanjiti oko 2 puta. Prosejavanjem već samlevenog praha ne postižu se dodatna smanjenja GSG.



5.40 GSG uzorka napravljenih od početnog materijala M30C u funkciji magnetske indukcije na tri različite frekvencije.

Istovremeno sa merenjem GSG merena je i temperatura jezgara pomoću termokamere pri čemu je ostavljen period od 10 minuta pri svakom merenju kako bi se postigla ujednačena temperatura. U tabeli 5.7 su prikazane izmerene temperature svih pet uzoraka pri amplitudi magnetske indukcije od 10mT i 20mT. Poredeći temperature uzoraka, može da se primeti da se

## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

najviše zagreva uzorak M30C-1200-0-0 dok se najmanje zagreva uzorak M30C-1200-0-60. Ova razlika postaje izraženija sa povećanjem magnetske indukcije.

**5.7 Temperatura uzoraka izmerena pri  $B_m=10\text{mT}$  i  $B_m=20\text{mT}$  na 3 različite frekvencije. Napomena: za uzorak M30-1200-0-0 GSG i temperatura nisu mereni na MHz i 20mT.**

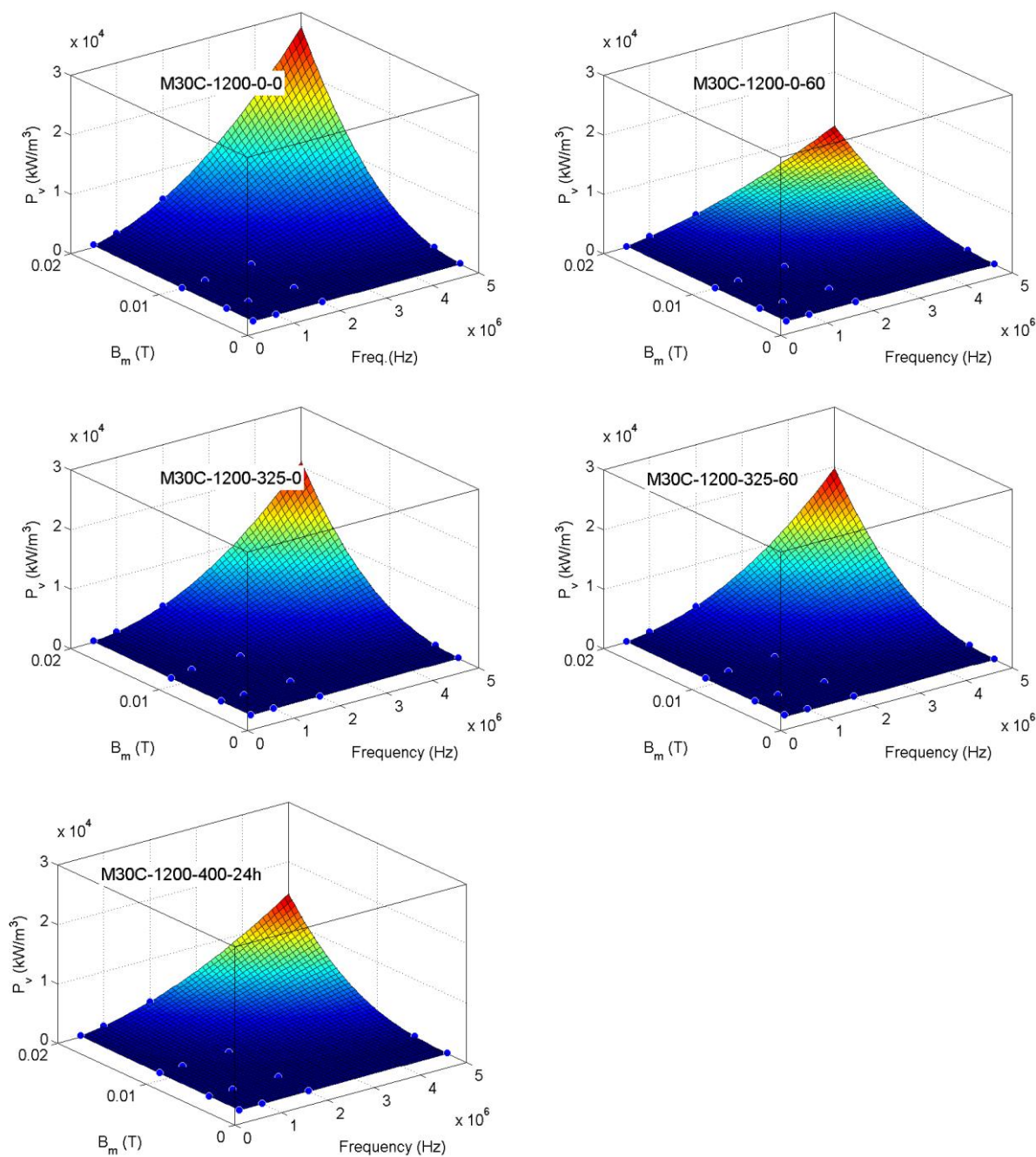
Uzorak	500kHz	1MHz	2MHz
M30C-1200-0-0	28°C / ~	30°C / ~	43°C / ~
M30C-1200-0-60	28°C / 34°C	29°C / 44°C	36°C / 75°C
M30C-1200-325-0	28°C / 34°C	29°C / 44°C	36°C / 77°C
M30C-1200-325-60	28°C / 34°C	29°C / 44°C	36°C / 84°C
M30C-1200-400-24h	28°C / 37°C	29°C / 49°C	36°C / 82°C

Na osnovu izmerenih vrednosti GSG ovih pet uzoraka izračunati su parametri Štajnmetcovog modela koji su prikazani u tabeli 5.8. Ocena kvaliteta modela i vrednosti izračunatih parametara je iskazana koeficijentom determinacije  $R^2$ , poređenjem izmerene i izračunate GSG. Vrednost parametara odgovara GSG izražene u ( $\text{W}/\text{m}^3$ ), frekvenciji u (Hz) i amplitudi magnetske indukcije u (T). Izračunati parametri potvrđuju uticaj mlevenja i prosejavanja na GSG. Poredeći uzorke, uzorak M30C-1200-0-60 ima najveću vrednost koeficijenta  $C_m$ , ali najmanju vrednost parametara  $\alpha$  i  $\beta$ . To ukazuje da kod uzorka M30C-1200-0-60 GSG najsporije raste sa porastom frekvencije i magnetske indukcije.

**5.8 Parametri Štajnmetcovog modela i ocena kvaliteta. Vrednost parametara odgovara vrednostima GSG  $P$ , izražene u [ $\text{W}/\text{m}^3$ ], frekvencije  $f$  u [Hz], i magnetske indukcije  $B_m$  u [T].**

Uzorak	$C_m$	$\alpha$	$\beta$	$R^2$
M30C-1200-0-0	0.1551	1.871	2.518	0.9990
M30C-1200-0-60	1.121	1.658	2.422	0.9990
M30C-1200-325-0	0.0597	1.902	2.545	0.9965
M30C-1200-325-60	0.0324	1.962	2.609	0.9968
M30C-1200-400-24h	0.5894	1.853	2.953	0.9979

Na slici 5.41 su prikazane izračunate i izmerene vrednosti GSG za svih pet uzoraka. Na osnovu izračunatih parametara izvršena je procena vrednosti GSG do frekvencije 5MHz i amplitude magnetske indukcije 20mT.

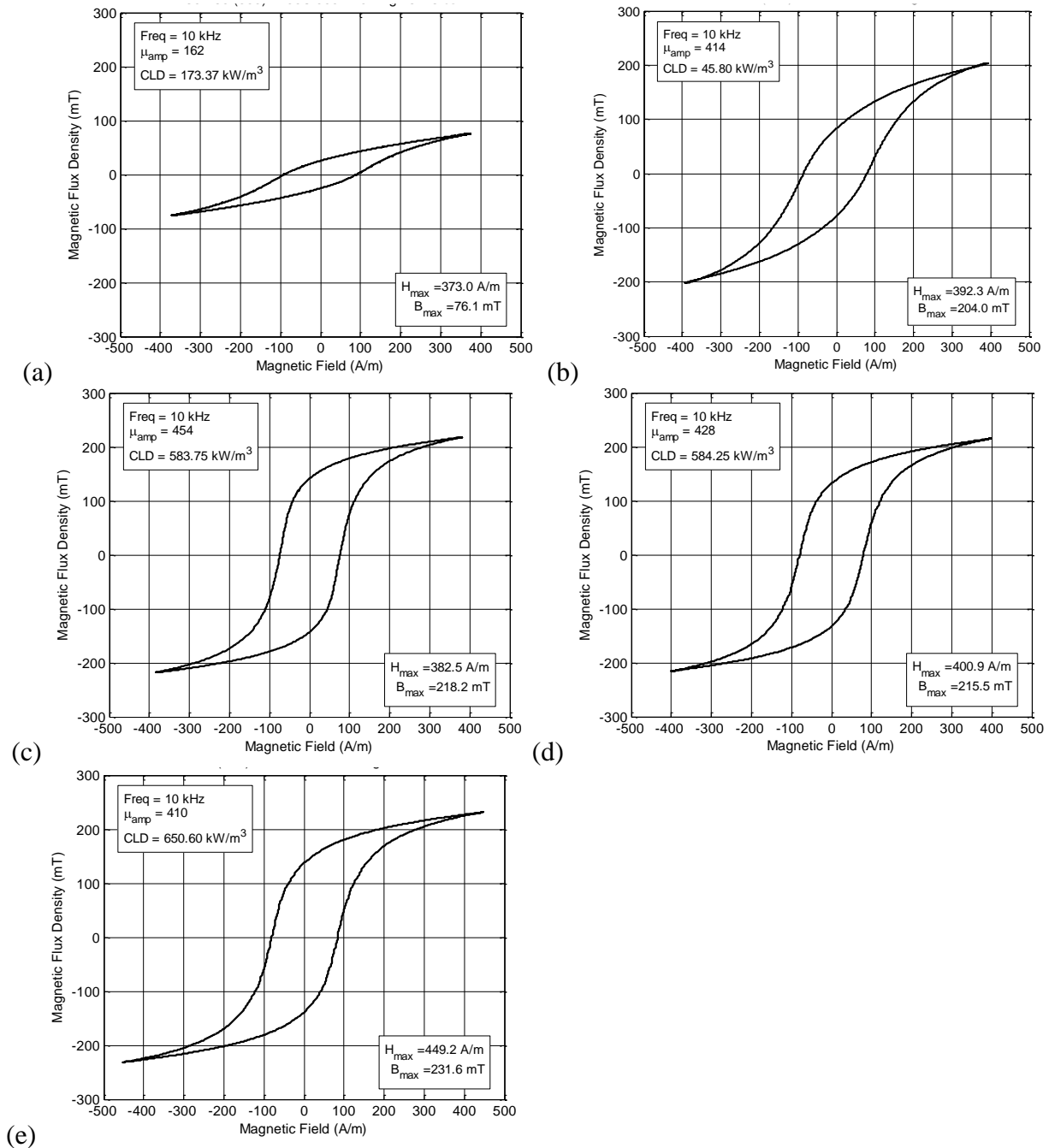


5.41 Izmerena i izračunata GSG uzoraka navedenih u tabeli 5.3. Kružićima su predstavljene izmerene vrednosti.

Histerezisne petlje ovih pet uzoraka su prikazane na slici 5.42. Na slici 5.42(a) je prikazana histerezisna petlja uzorka M30C-1200-0-0 napravljenog od početnog praha. Početni prah ima najmanju histerezisnu petlju, ali i najmanji nagib. Mlevenjem početnog praha 60min se postiže povećanje permeabilnosti što se reflektuje kroz povećanje nagiba histerezisne petlje uzorka M30C-1200-0-60, prikazanog na slici 5.42(b). Povećana je remanentna indukcija oko 4 puta i smanjeno koercitivno polje oko 2 puta. Generalni zaključak je da se mlevenjem mogu poboljšati magnetske osobine.

## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

Na slici 5.42(c) je prikazana histerezijsna petlja uzorka M30C-1200-325-0 napravljenog od početnog praha prosejanog kroz sito gustine 325 (otvori veličine 45 $\mu$ m). Prosejavanjem početnog praha postiže se sličan efekat kao i mlevenjem, ali sa još većom remanentnom indukcijom. Ovakav rezultat je u korelaciji sa veličinom zrna, zato što se i mlevenjem i prosejavanjem dobija prah koji ima srednju veličinu zrna manju od početnog praha. Međutim dodatnim prosejavanjem praha mlevenog 60 min ne postiže se nikakva promena, što može da se vidi posmatrajući histerezijsnu petlju uzorka M30C-1200-325-60, prikazanu na slici 5.42(d). To znači da je srednja veličina zrna praha mlevenog 60 minuta jednaka srednjoj veličini zrna prosejanog praha (sito gustine 325).



5.42 Histerezijsne petlje uzoraka (a) M30C-1200-0-0, (b) M30C-1200-0-60, (c) M30C-1200-325-0, (d) M30C-1200-325-60 i (e) M30C-1200-400-24h na frekvenciji 10kHz.

## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

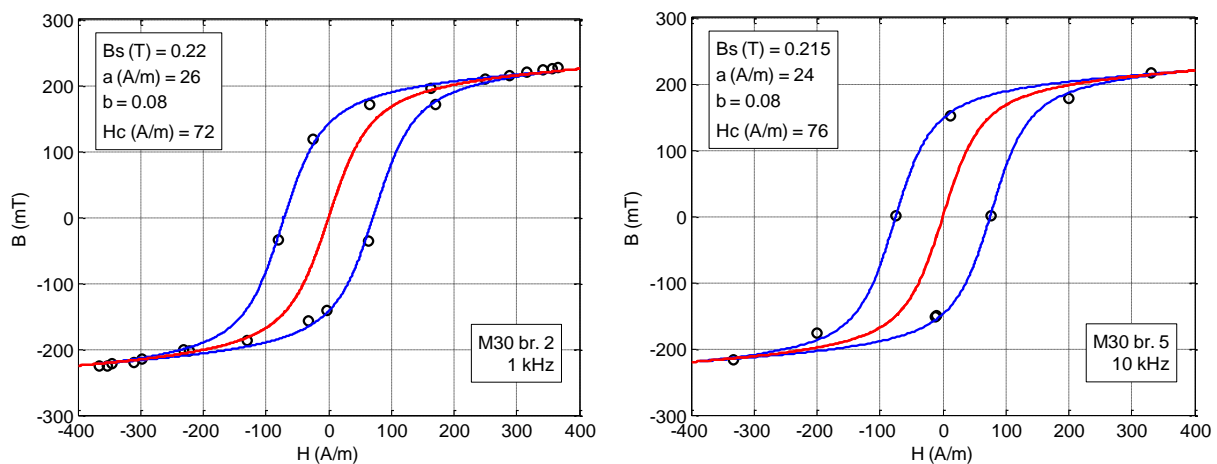
Kako bi se postigla još manja veličina zrna izvršeno je dodatno mlevenje u ahatnom mlinu 24 sata i prosejano kroz sito gustine 400 (otvori veličine  $37\mu\text{m}$ ). Posmatrajući histerezisnu petlju uzorka M30C-1200-400-24h napravljenog od tog praha, slika 5.42(e), može da se primeti da nema značajnih promena u odnosu na rezultate prikazane na slikama 5.42(c) i 5.42(d).

Za modelovanje histerezisne petlje uzorka M30C-1200-325-0 i M30C-1200-325-60 upotrebljen je model (84). U tabeli 5.9 su date karakteristične vrednosti izmerenih histerezisnih petlji jezgra M30-1200-325-0 napravljenog od prosejanog početnog praha. Parametri  $B_s$ ,  $a$ ,  $b$  i  $H_c$  su određeni podešavanjem za svaku petlju posebno i prikazani su u tabeli 5.9, u kolonama 7 do 10. Kvalitet izračunatih parametara je iskazan koeficijentom determinacije  $R^2$  definisanom u izrazu (37), poređenjem izmerenih i izračunatih vrednosti vektora magnetske indukcije.

### 5.9 Izmerene vrednosti i parametri modela histerezisnih petlji za jezgro M30C-1200-325-0.

Br.	$f$ (kHz)	$H_m$ (A/m)	$B_m$ (mT)	$B_r$ (mT)	$P_v$ (kW/m <sup>3</sup> )	$B_s$ (mT)	$a$ (A/m)	$b$	$H_c$ (A/m)	$R^2$
1.	1	183	178	113	34.4	190	26	0.06	62	0.9984
2.	1	366	227	140	51.8	220	26	0.08	72	0.9990
3.	10	104	113	71	171.6	140	26	0.06	52	0.9984
4.	10	288	208	139	518.5	210	26	0.06	74	0.9980
5.	10	382	222	145	595.1	215	24	0.08	76	0.9980

Na slici 5.43 su prikazani rezultati proračuna za drugu i petu histerezisnu petlju jezgra M30C-1200-325-0 (podaci iz table 5.9 pod rednim brojevima 2 i 5).



5.43 Izmerena i modelovana histerezisna petlja broj 2 i broj 5 jezgra M30C-1200-325-0.

Na osnovu modela izračunata je GSG i relativna greška proračuna GSG pomoću izraza (85) -(87). Rezultati su prikazani u tabeli 5.12. Relativna greška je manja od 10%.

## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

### 5.10 Poređenje izmerene i izračunate gustine snage gubitaka za jezgro M30C-1200-325-0.

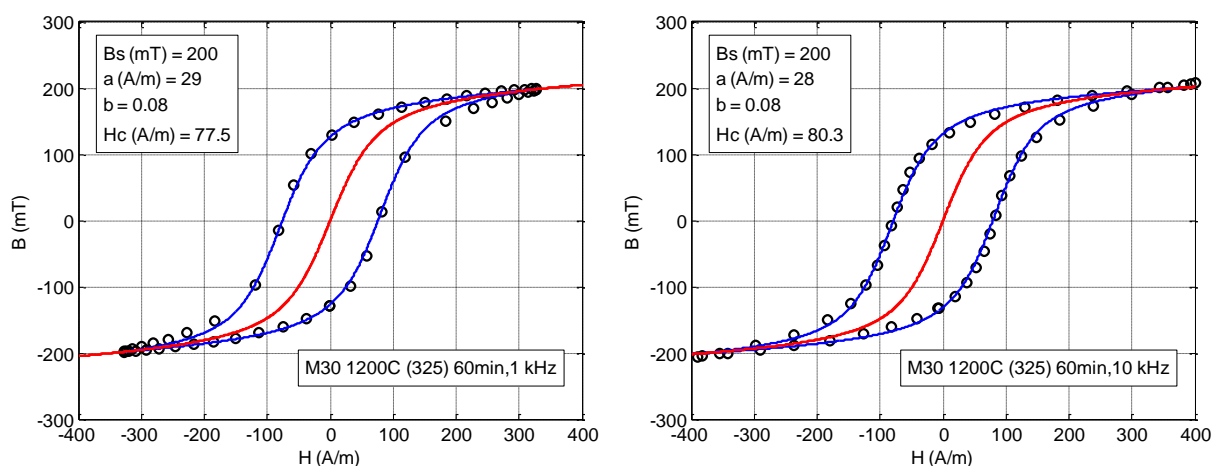
Petlja br.	1.	2.	3.	4.	5.
$P_v^{mer}$ (kW/m <sup>3</sup> )	34.4	51.8	171.6	518.51	595.09
$P_v$ (kW/m <sup>3</sup> )	35.7	55.1	181.9	522.4	579.04
$\delta P_v$	3.78 %	6.37 %	5.8 %	0.77 %	2.67 %

U tabeli 5.11 su date karakteristične vrednosti izmerenih histerezisnih petlji jezgra M30C-1200-325-60 dobijenog od mlevenog i prosejanog početnog praha. Parametri  $B_s$ ,  $a$ ,  $b$  i  $H_c$  su određeni podešavanjem za svaku petlju posebno i prikazani su u tabeli 5.11 u kolonama 7 do 10. Ocena kvaliteta podešenih parametara je iskazana kroz koeficijent determinacije  $R^2$ .

### 5.11 Izmerene vrednosti i parametri modela za histerezisnih petlji za jezgro M30C-1200-325-60.

Br.	$f$ (kHz)	$H_m$ (A/m)	$B_m$ (mT)	$B_r$ (mT)	$P_v$ (kW/m <sup>3</sup> )	$B_s$ (mT)	$a$ (A/m)	$b$	$H_c$ (A/m)	$R^2$
1.	1	163.9	143.6	90.4	28.92	160	26	0.06	63	0.9990
2.	1	328.6	198.5	127.6	55.55	200	29	0.08	77.5	0.9992
3.	10	116.2	103.9	60.6	161.72	120	26.5	0.06	53	0.9986
4.	10	287.3	187.0	119.4	477.61	190	27	0.06	77.5	0.9992
5.	10	402.7	207.2	126.7	563.7	200	28	0.08	80.3	0.9988

Na slici 5.44 su prikazani rezultati proračuna za drugu i petu histerezisnu petlju jezgra M30C-1200-325-60 (podaci iz tabele 5.11 pod rednim brojevima 2 i 5).



5.44 Izmerena i modelovana histerezisna petlja broj 2 i broj 5 jezgra M30C-1200-325-60.

Na osnovu modela izračunata je GSG i relativna greška proračuna GSG pomoću izraza (85)-(87). Rezultati su prikazani u tabeli 5.12. Relativna greška je manja od 5%.



## 5. Uticaj tehnoloških postupaka na magnetske i električne osobine Mn-Zn feritnog materijala

### **5.12 Poređenje izmerene i izračunate gustine snage gubitaka za jezgro M30-1200-325-60.**

Petlja broj	1.	2.	3.	4.	5.
$P_v$ (kW/ m <sup>3</sup> )	28.92	55.55	161.72	477.61	563.7
$P_v^{rac}$ (kW/ m <sup>3</sup> )	29.68	52.76	164.48	489.34	558.4
$\delta P_v$	2.6%	5.0%	1.7%	2.5%	0.9%

Na osnovu rezultata proračuna GSG korišćenjem modela histerezisne petlje može da se zaključi da predloženi model pokazuje zadovoljavajuće poklapanje sa izmerenim vrednostima.

## 6 Diskusija

U okviru disertacije je razvijena metoda za merenje, modelovanje i simulaciju gustine snage gubitaka (GSG) feritnih jezgara. Merna metoda predložena u disertaciji predstavlja modifikovanu vatmetarsku metodu. Metoda je prilagođena osciloskopima sa ulaznom impedansom  $50\Omega$  i maksimalnim naponom  $\pm 5V$  [95]. Zbog male ulazne impedanse sekundarni namotaj nije u režimu praznog hoda. Krajnji rezultat je potreba da se jezgro pobuđuje većim signalom nego u slučaju praznog hoda. Kako merna postavka nije uključivala RF pojačavač to je bio još jedan problem koji je trebalo rešiti. Početna pretpostavka prevazilaženja ovih problema je bila dodavanje otpornika u kolo sekundara i merenje napona sekundara primenom naponskog razdelnika. Na ovaj način je prevaziđen i problem maksimalnog napona koji može da se dovede na ulaz osciloskopa. Modifikovana vatmetarska metoda je prikazana na slici 3.4. Otpornosti dodatih otpornika su određene na osnovu teorijske analize i potvrđene na osnovu rezultata velikog broja merenja, pri čemu su korišćena komercijalna Mn-Zn jezgra 3F3 i 3E5 (Ferroxcube) i komercijalno Ni-Zn jezgro 52 (Fair-rite).

Analizom dobijenih rezultata je utvrđeno da kvalitet izmerenih signala u velikoj meri zavisi od vrednosti upotrebljenih otpornika. Naponski razdelnik u kolu sekundara dodatno obezbeđuje da napon na sondi osciloskopa bude manji od indukovanog napona na krajevima sekundara. Velika otpornost u kolu sekundara predstavlja problem prilikom merenja snage gubitaka pri niskim frekvencijama kada je amplituda indukovanog napona mala. Minimalni napon koji može da registruje osciloskop ( $2mV_{pp}$ ) je predstavljao gornju granicu otpornosti upotrebljenih otpornika. Sa druge strane mala vrednost otpornika u kolu sekundara predstavlja problem prilikom merenja snage gubitaka pri visokim frekvencijama kada je amplituda indukovanog napona velika. Maksimalni

napon koji može da meri osciloskop ( $10V_{pp}$ ) je predstavljao donju granicu otpornosti upotrebljenih otpornika.

Na osnovu velikog broja ispitivanja Mn-Zn i Ni-Zn jezgara i teorijske analize opisane u 3.3 određena je optimalna vrednost otpornika postavljenih u kolo sekundara, kojim je bilo moguće sa dostupnom mernom opremom izvršiti merenja u frekvencijskom i amplitudskom opsegu od interesa. Mn-Zn materijali imaju veliku permeabilnost i rade u nižem frekvencijskom području. Rezultati ispitivanja i analize u slučaju komercijalnih Mn-Zn uzoraka 3F3 i 3E5 (proizvođača Ferroxcube, Prilog 1) su pokazali da je korišćenjem otpornika  $R_3$  otpornosti  $1100\Omega$  pokriven frekvencijski opseg od 100kHz do 10MHz kao i opseg amplitude magnetske indukcije 0.5mT od 500mT. Amplituda magnetske indukcije od 0.5mT je dovoljno mala da mogu da se odrede parametri kompleksne permeabilnosti. Za potrebe snimanja histerezijsne petlje upotrebljen je otpornik  $R_3$  iste otpornosti. Kako merna oprema nije uključivala RF pojačavač bilo je potrebno povećati broj zavojaka da bi se ostvarilo dovoljno veliko magnetsko polje koje dovodi jezgro u zasićenje. Rezultati merenja gustine snage gubitaka, kompleksne magnetske permeabilnosti i histerezijsne petlje ispitivanih komercijalnih uzoraka pokazuju dobro slaganje sa podacima koje daje proizvođač. Ni-Zn materijali imaju manju permeabilnost od Mn-Zn, ali rade u višem frekvencijskom području. Rezultati ispitivanja i analize u slučaju komercijalnog Ni-Zn uzorka 52 (proizvođača Fair-Rite, Prilog 1) su pokazali da je korišćenjem otpornika  $R_3$  otpornosti  $5000\Omega$  pokriven frekvencijski opseg od 1MHz do 20MHz kao i da je omogućeno merenje kompleksne permeabilnosti pri minimalnoj vrednosti amplitude magnetske indukcije od 1mT. Za potrebe merenja histerezijsne petlje upotrebljen je isti otpornik, ali je na jezgro namotano više zavojaka. Maksimalna vrednost vektora magnetske indukcije koja je mogla da se izmeri sa ovim otpornikom je 400mT. Rezultati merenja gustine snage gubitaka, kompleksne magnetske permeabilnosti i histerezijsne petlje Ni-Zn komercijalnog uzorka pokazuju dobro slaganje sa podacima koje daje proizvođač.

U okviru disertacije osim merenja GSG, razvijene su metode za proračun GSG. Izvršeno je modelovanje GSG kako u režimu malih, tako i u režimu velikih signala.

U režimu malih signala GSG zavisi od frekvencije, pri čemu sa povećanjem frekvencije raste i GSG. Uobičajeno je da se u režimu malih signala jezgro karakteriše kompleksnom magnetskom permeabilnošću (KMP). U disertaciji je jezgro modelovano korišćenjem paralelne kompleksne magnetske permeabilnosti (PKMP) kod koje je imaginarni deo PKMP u direktnoj vezi sa GSG. Predložen je model sa šest parametara. GSG je određena na osnovu imaginarnog dela PKMP i amplitude vektora magnetske indukcije  $B_m$ , pri kojoj je izvršeno merenje KMP. Kvalitet poklapanja izmerenih vrednosti GSG komercijalnog materijala 3F3 sa modelom je iskazan koeficijentom determinacije  $R^2$  koji je iznad 0.986.

U režimu malih signala feritno jezgro može da se modeluje i pomoću elemenata ekvivalentnog električnog kola. U disertaciji je predložen model sa pet elemenata pomoću kojih je izvršena interpolacija realnog i imaginarnog dela izmerene impedanse uzorka. Model je testiran na komercijalnom uzorku 3F3. Na osnovu određenih elemenata i poznavanjem amplitude vektora magnetske indukcije  $B_m$ , pri kojoj je izvršeno merenje impedanse, primenom analitičke funkcije je izračunata GSG. Kvalitet poklapanja izmerenih vrednosti GSG komercijalnog materijala 3F3 sa modelom, iskazan koeficijentom determinacije  $R^2$  je 0.999. Prednost ovog modela u odnosu na druge modele sa elementima električnih kola je u tome što je model izveden za jezgro na kojem je namotan jedan zavojak. Na ovaj način brojne vrednosti elemenata modela ne zavise od broja zavojaka upotrebljenih prilikom merenja. Osim toga, umesto otpornosti, induktivnosti i kapacitivnosti upotrebljenih elemenata model koristi provodnost, permeabilnost i permitivnost koji su u direktnoj vezi sa izmerenom provodnošću, permitivnošću i permeabilnošću.

Metodom konačnih elemenata (FEM) je takođe izvršena simulacija GSG u režimu malih signala pri čemu je jezgro modelovano pomoću kompleksne magnetske permeabilnosti, kompleksne električne permitivnosti i provodnosti. Kvalitet poklapanja izmerenih vrednosti GSG komercijalnog materijala 3F3 sa modelom, iskazan koeficijentom determinacije  $R^2$  je 0.9927. Prostorna raspodela vektora magnetske indukcije u poprečnom preseku jezgra je približno uniformna do frekvencije 400kHz.

Za potrebe proračuna GSG u režimu velikih signala u okviru disertacije je korišćena Štajnmecova empirijska jednačina koja se koristi u slučaju prostoperiodičnih signala bez jednosmerne komponente. Kvalitet poklapanja izmerenih vrednosti GSG komercijalnog materijala 3F3 sa modelom, iskazan koeficijentom determinacije  $R^2$  je 0.9964. Osim toga proračuna GSG u režimu velikih signala je izvršen korišćenjem modela histerezisne petlje. U okviru disertacije su upotrebljena dva modela histerezisne petlje. Prvi model koristi operaciju konvolucije u vremenu kako bi se unelo kašnjenje vektora magnetske indukcije u odnosu na vektor jačine magnetskog polja i tako dobila zavisnost koja se opisuje histerezisnom petljom. Kod drugog modela kašnjenje vektora magnetske indukcije u odnosu na vektor jačine magnetskog polja modelovano dodatnim parametrima. Kvalitet poklapanja izmerenih vrednosti vektora magnetske indukcije komercijalnog materijala 3F3 sa modelom, iskazan koeficijentom determinacije  $R^2$  je iznad 0.998 za  $B_m > 160\text{mT}$ . Rezultati simulacije GSG na testiranim jezgrima pokazuju odstupanja od merenih rezultata koja su manja od 10%.

Razvijena merna metoda je upotrebljena za ispitivanje uticaja tehnoloških postupaka izrade feritnih materijala na magnetske karakteristike jezgra. Poznato je da od veličine zrna Mn-Zn praha i od temperature sinterovanja zavise magnetske karakteristike tako napravljenih jezgara. Primenom dodatnih koraka u tehnološkom postupku stvoreni su novi Mn-Zn materijali različite veličine zrna. Od početnog komercijalnog Mn-Zn feritnog praha M30A, M30B i M30C dodatnim mlevenjem i/ili

prosejavanjem su dobijeni novi prahovi manje veličine zrna. U zavisnosti od trajanja procesa mlevenja zavisi i veličina zrna. Prosejavanjem se može takođe dobiti prah manje veličine zrna. Za potrebe ispitivanja napravljen je veliki broj uzoraka dobijenih od prahova različite veličine zrna sinterovanih na različitim temperaturama.

Karakterizacija uzoraka je obuhvatala merenje električnih i magnetskih osobina uzoraka. Merenje električnih osobina je podrazumevalo merenje frekvencijske zavisnosti parametara kompleksne električne permitivnosti (KEP) i provodnosti u režimu malih signala u frekvencijskom opsegu 100Hz – 1GHz. Za potrebe ispitivanja električnih osobina uzorci su napravljeni u obliku diska sa metaliziranim površinama. Merenje KEP je izvršeno korišćenjem analizatora impedanse, a primenjena je kapacitivna metoda opisana u poglavlju 5.3. Merenje magnetskih osobina je podrazumevalo merenje frekvencijske zavisnosti kompleksne magnetske permeabilnosti (KMP) kao i merenje GSG. Za potrebe merenja KMP i GSG uzorci su napravljeni u obliku prstena na kojima su postavljeni namotaji. Za merenje KMP je upotrebljen analizator impedanse pri čemu je primenjena metoda za određivanje KMP opisana u poglavlju 5.4. Za ispitivanje uticaja mlevenja i prosejavanja na KMP izvršeno je merenje KMP novom modifikovanom vatmetarskom metodom u frekvencijskom opsegu do 20MHz. Gustina snage gubitaka i histerezisna petlja uzoraka je izmerena pomoću nove modifikovane vatmetarske metode.

Strukturnom analizom je utvrđeno da mlevenje smanjuje veličinu kristalita sa 39.4nm koliko ima početni prah, na 18.2nm koliko ima prah mleven 30 min, odnosno na 17.1nm kod praha mlevenog 60 min. Duže mlevenje dalje smanjuje veličinu kristalita na 16.1nm u slučaju 120 minuta i 13.7nm za prah mleven 240 minuta. Međutim duže mlevenje vodi ka stvaranju aglomerata stvorenih nakon sinterovanja i rezultuje nehomogenošću mikrostrukture i stvaranju velikih pora između zrna koje su u obliku pukotina. Ovaj efekat je primetniji pri temperaturama sinterovanja iznad 1100°C. Gustina uzoraka raste sa vremenom mlevenja do otprilike 60 minuta, posle toga razlika u gustini postaje veoma približna. Gustina uzoraka takođe raste sa temperaturom sinterovanja do 1150°C, nakon čega je promena neznatna. Otpornost uzoraka opada sa porastom temperature sinterovanja i porastom vremena mlevenja. Permitivnost raste sa porastom temperature sinterovanja dok je uticaj vremena mlevenja vrlo malo primetan. Analizom kompleksne impedanse je pokazano da i otpornost zrna i otpornost granice zrna opadaju sa porastom temperature sinterovanja.

Kada je u pitanju relativna permeabilnost, rezultati jasno ukazuju na uticaj vremena mlevenja. Relativna permeabilnost je povećana postupkom mlevenja početnog praha. Najbolji rezultat je ostvaren kod uzoraka koji su napravljeni od praha mlevenog 60 minuta. Permeabilnost zavisi i od temperature sinterovanja. Na osnovu rezultata ispitivanja došlo se do zaključka da je najveće poboljšanje ostvareno pri temperaturi sinterovanja od 1200°C. Ispitivanjem prosejanih

prahova došlo se do zaključka da se i na taj način može povećati permeabilnost. Prosejavanjem ili mlevenjem početnog praha može da se poveća permeabilnost za oko 3 puta.

Analize uticaja tehnoloških postupaka na magnetske karakteristike je izvršena posmatranjem parametara modela kojima su modelovani gubici u jezgru. U režimu velikih signala primenjena je empirijska Steinmetzova jednačina koja se koristi u slučaju prostoperiodičnih signala. Analizom parametara dobijenih na osnovu rezultata merenja GSG uzoraka napravljenih od dodatno obrađenog početnog praha M30B, sinterovanih na 1200°C, može da se primeti sledeće:

- Parametar  $C_m$  opada sa vremenom mlevenja do 120 min a posle raste. To ukazuje da jezgro M30B-1200-325-120 ima najmanje gubitke pri jako malim vrednostima magnetske indukcije i jako niskim frekvencijama.
- Parametar  $\alpha$  raste sa porastom vremena mlevenja do 120 min a posle opada. To ukazuje da kod jezgra M30B-1200-325-120 gubici najbrže rastu sa porastom frekvencije.
- Parametar  $\beta$  ima lokalni minimum za prah mleven 60 minuta što ukazuje da kod ovog jezgra GSG najsporije opada sa porastom intenziteta magnetske indukcije.

Uticaj mlevenja i/ili prosejavanja je ispitan merenjem GSG uzoraka napravljenih od dodatno obrađenog praha M30C. Analizom podataka dobijenih merenjem na različitim frekvencijama izlaganjem različitim vrednostima vektora magnetske indukcije zaključeno je da se gustina snage gubitaka može smanjiti 2 puta (za 50%) prosejavanjem, odnosno 4 puta (za 75%) mlevenjem početnog praha. Posmatranjem histerezisnih petlji uzoraka napravljenih od početnog i dodatno obrađenih prahova primećeno je da oba tehnološka procesa povećavaju saturaciju i remanentnu magnetsku indukciju, dok mlevenje dodatno smanjuje koercitivno polje. Dodatnim prosejavanjem mlevenog praha se nisu dobila značajna poboljšanja.

## 7 Zaključak

U okviru ove disertacije izvršeno je merenje, modelovanje i simulacija gustine snage gubitaka (GSG) u feritnim jezgrima u režimu malih i velikih prostoperiodičnih signala. Za potrebe merenja GSG razvijena je nova metoda koja predstavlja modifikaciju vatmetarske metode. U disertaciji je prikazana analiza greške merenja i određen je opseg merenja predložene metode. Metoda je namenjena za merenje snage gubitaka feritnih jezgara napravljenih u obliku torusa. Metoda podrazumeva postavljanje dva namotaja na ispitivano torusno jezgro. Merna metoda je prilagođena digitalnom osciloskopu sa ulaznom impedansom  $50\Omega$  i maksimalnom mernom naponu  $\pm 5V$ . U režimu velikih signala predloženom mernom metodom je osim gustine snage gubitaka moguće izmeriti i parametre histerezisne petlje. U režimu malih signala predloženom mernom metodom je moguće izmeriti kompleksnu permeabilnost uz kontrolisanu amplitudu vektora magnetske indukcije. Merna metoda je upotpunjena programom za obradu podataka koji je napisan u programskom paketu Matlab. Na ovaj način je dobijena metoda koja koristi mernu opremu (funkcijski generator i digitalni osciloskop) za određivanje magnetskih karakteristika feritnih materijala u opsegu do 1GHz. Merna metoda je testirana na više komercijalnih Mn-Zn i Ni-Zn jezgara pri čemu je pokazala zadovoljavajuće rezultate.

Osim predložene merne metode, u okviru disertacije je predloženo više metoda za proračun snage gubitaka. U režimu malih signala gustina snage gubitaka je izračunata primenom tri različita modela: modelovanje kompleksne permeabilnosti analitičkim funkcijama, modelovanje impedanse pomoću elemenata električnih kola i modelovanje snage gubitaka pomoću metode konačnih elemenata. Analitičkim funkcijama je simulirana frekvencijska zavisnost kompleksne permeabilnosti na osnovu koje je izračunata GSG. Pri tome su predložene dve funkcije sa po tri parametra kojima su modelovani realni i imaginarni deo kompleksne permeabilnosti. Od šest

parametara koji su predloženi u modelu dva parametara se veoma lako određuju na osnovu rezultata dobijenih merenjem. Prednost modela paralelne kompleksne permeabilnosti je ta što je GSG u direktnoj relaciji sa imaginarnim delom paralelne kompleksne permeabilnosti. U okviru metode bazirane na modelovanju jezgra pomoću ekvivalentne električne šeme predložen je model sa pet elemenata. Prednost ove metode u odnosu na druge istog tipa je ta što su vrednosti elemenata električnog kola preko dimenzija ispitivanog jezgra povezane sa kompleksnom permeabilnošću, kompleksnom permitivnošću i provodnošću jezgra. Treća metoda kojom je simulirana GSG u režimu malih signala je metoda konačnih elemenata gde su određeni parametri kojima su modelovane osobine jezgra iskazane pomoću kompleksne permeabilnosti, kompleksne permitivnosti i provodnosti. Poređenjem izmerenih i izračunatih vrednosti GSG potvrđena je validnost predloženih modela na testiranom komercijalnom uzorku 3F3.

U režimu velikih signala primenjena je empirijska Štajnmecova jednačina kojom su dobijeni veoma dobri rezultati proračuna GSG. Dodatno je u režimu velikih signala simulacija GSG izračunata pomoću modela histerezisne petlje. Pri tome su u okviru disertacije upotrebljena dva modela bazirana na Langevinovoj funkciji. Prvi model koristi operaciju konvolucije u vremenu kako bi se unelo kašnjenje vektora magnetske indukcije u odnosu na vektor jačine magnetskog polja. Kod drugog modela kašnjenje je modelovano dodatnim parametrima. Rezultati simulacije GSG na testiranom 3F3 jezgru pokazuje odstupanja od merenih rezultata koja su manja od 10%.

Merenjem GSG pomoću razvijene metode ispitana je mogućnost poboljšanja magnetskih karakteristika materijala primenom tehnoloških postupaka dodatne obrade postojećih komercijalnih feritnih materijala. Rezultati istraživanja pokazuju da postupci mlevenja i prosejavanja početnog komercijalnog Mn-Zn praha M30A, M30B i M30C imaju značajan uticaj na strukturu, električne i magnetske osobine sinterovanih uzoraka. Prosejavanjem ili mlevenjem početnog praha može da se poveća permeabilnost za oko 3 puta. Permeabilnost zavisi i od temperature sinterovanja. Na osnovu rezultata ispitivanja došlo se do zaključka je da je najveće poboljšanje ostvareno pri temperaturi sinterovanja od 1200°C. Analizom podataka dobijenih merenjem velikog broja uzoraka na različitim frekvencijama i izlaganjem različitim vrednostima vektora magnetske indukcije, zaključeno je da se GSG uzoraka sinterovanih na temperaturi 1200°C može smanjiti 2 puta (za 50%) prosejavanjem, odnosno 4 puta (za 75%) mlevenjem početnog praha. Posmatranjem histerezisne petlje, oba tehnološka procesa povećavaju saturaciju i remanentnu magnetsku indukciju, dok mlevenje dodatno smanjuje koercitivno polje.

Zahvaljujući razvijenoj metodi za merenje i modelovanje snage gubitaka upotpunjeni su zaključci o uticaju tehnoloških postupaka izrade feritnih jezgara na njihove magnetske osobine. Na ovaj način metoda za merenje snage i metode za modelovanje snage opisane u disertaciji predstavljaju doprinos karakterizaciji magnetskih materijala i određivanju optimalnih parametara tehnoloških procesa za izradu feritnih jezgara ciljanih magnetskih karakteristika.



Razvijene metode za merenje i modelovanje gustine snage gubitaka će biti upotrebljene za buduća istraživanja u cilju pronalaženja tehničko-tehnološkog postupka pravljenja feritnih jezgara kojim bi se dodatno smanjili gubici, što je veoma značajno pri primeni feritnih materijala kod kalemova i transformatora. Jedan od budućih pravaca istraživanja je ispitivanje lameliranih feritnih jezgara.

Iz ovih istraživanja su proistekli radovi:

1. M. Milutinov, N. Blaz, Lj. Zivanov, „Ferrite core loss measurement issues and technique,“ 18th International Symposium on Power Electronics, EE 2015, Novi Sad, Serbia, Oct. 2015. Proceedings of Full Papers (CD-ROM), ISBN 978-86-7892-757-7.
2. M. Milutinov, M. V. Nikolic, M. Lukovic, N. Blaz, Z. Vasiljevic, Lj. Zivanov, O. Aleksic, “Influence of starting powder milling on structural properties, complex impedance, electrical conductivity and permeability of Mn–Zn ferrite,” *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, vol. 27, pp. 11856-11865, DOI 10.1007/s10854-016-5328-1, Juli 2016.
3. M. Milutinov, M.V. Nikolic, M. Lukovic, O. Aleksic, N. Blaz, Lj. Zivanov, “Influence of Starting Powder Milling on the Permeability and Core Loss Density of Mn-Zn Ferrite in the High Frequency Range,” *Proceedings of Academics World 24th International Conference*, Abu Dhabi, UAE, 20th February 2016, ISBN: 978-93-85973-45-1

Kao i radovi predloženi za objavljivanje

4. M. Milutinov, N. Blaž, Lj. Živanov, „Sensitivity and error analysis of wattmeter method using a low-impedance and high performance digital oscilloscope,“ *IEEE Trans. Instrum. Meas.*
5. M. Milutinov, M. V. Nikolic, M. Lukovic, N. Blaz, O. Aleksic, Lj. Zivanov, „Influence of Starting Powder Sieving and Milling on the Core Loss Density of Mn-Zn Ferrite,“ *IEEE Trans. Magn.*

# Literatura

- [1] C. D. Graham, „Physical origin of losses in conducting ferromagnetic materials“, *J. Appl. Phys.*, vol. 53, p. 8276, Nov. 1982.
- [2] G. Bertotti, „Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materia's. t Theoretical considerations“, *J. Appl. Physics*, vol. 57, p. 2110 (1985)
- [3] G. Bertotti, „General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials“, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, no. 1, Jan. 1988.
- [4] H. Meuche, M. Esguerra, „Correlation between Losses, Complex Permeability and Electron Diffusion in Power Ferrites“, *Journal de Physique IV Colloque*, vol. 07 (C1), pp. 95-98, 1997.
- [5] J. M. D. Coey, *Magnetism and Magnetic Materials*, Published in the United States of America by Cambridge University Press, New York, 2009 (Chapter 12)
- [6] S. Yamada, E. Otsuki, „Analysis of Eddy Current Loss in Mn-Zn Ferrites for Power Supplies“, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 6, Nov. 1995.
- [7] H. Saotome, Y. Sakaki, „Iron Loss Analysis of Mn-Zn Ferrite Cores“, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 1, Jan. 1997.
- [8] H. Saotome, Y. Sakaki, „Complex Permeability of Polycrystalline Mn-Zn and Ni-Zn Ferrites“, *Electrical Engineering in Japan*, vol. 123, No. 2, 1998.
- [9] T. Sato and Y. Sakaki, „Physical meaning of equivalent loss resistance of magnetic cores“, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 26, pp. 2894-2897, Sept. 1990.
- [10] W. Roshen, „Ferrite Core Loss for Power Magnetic Components Design“, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, no. 6, Nov. 1991.
- [11] J. Fan, F. Sale, „Analysis of Power Loss on Mn-Zn Ferrites Prepared by Different Processing Routes.“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, no. 5, Sept 1996.
- [12] Colonel Wm. T. Mclyman, *Transformer and inductor design handbook*, printed 2004 by Marcel Dekker, Inc. (Ch. 1).

- [13] W. G. Odendaal, J. A. Ferreira, „Effects of scaling high-frequency transformer parameters,“ *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.35, no.4, pp.932-940, Jul/Aug 1999.
- [14] G. Wenjian, L. Rui, „A Study of Volume and Weight vs. Frequency for High Frequency Transformers“, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1123-1129, June 1993.
- [15] D. Perreault, J. Hu, J. Rivas, Y. Han, O. Leitermann, R. Pilawa-Podgurski, A. Sagneri, C. Sullivan, „Opportunities and Challenges in Very High Frequency Power Conversion“, *Applied Power Electronics Conference and Exposition 2009, APEC 2009, 24th Annual IEEE*, pp. 1-14.
- [16] M. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, John Wiley & Sons, Wright State University, Dayton, Ohio, USA, 2014.
- [17] F. D. Tan, J. L. Vollin, S. M. Cuk, „A Practical approach for magnetic core-loss characterization,“ *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 2, Mar. 1995.
- [18] Y. Han, G. Cheung, A. Li, C. R. Sullivan and D. J. Perreault, „Evaluation of Magnetic Materials for Very High Frequency Power Applications,“ *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4270-4276, June 2008.
- [19] Z. Sakaki, T. Matsuoka, M. Zamaguchi, „Effect of Dimensions on Power Losses in Mn-Zn Ferrite Cores,“ *IEEE Translat. J. Magn. Jpn.*, vol. TJMJ-1, no. 9, Dec. 1985.
- [20] F. Fiorillo, C. Beatrice, O. Bottauscio, and E. Carmi, „Eddy-Current Losses in Mn-Zn Ferrites,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 1, Jan. 2014.
- [21] G. Kogias, V. Tsakaloudi, P. Van der Valk, V. Zaspalis, „Improvement of the properties of Mn-Zn ferrite power cores through improvements on the microstructure of the compacts,“ *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 324, no. 2, pp. 235-241, Jan. 2012.
- [22] P. J. van der Zaag, J. J. M. Ruigrok, A. Noordmeer, M. H. W. M. van Delden, P. T. Por, M. Th. Rekveldt, D. M. Donnet and J. N. Chapman, „The initial permeability of polycrystalline Mn-Zn ferrites: The influence of domain and microstructure,“ *J. App. Phys.*, vol. 74, no. 6, pp. 4085-4095, Sep. 1993.
- [23] H. Su, H. Zhang, X. Tang and X. We, „Effects of calcining and sintering parameters on the magnetic properties of high-permeability Mn-Zn ferrites,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 11, pp. 4225-4228, Nov. 2005
- [24] Luca Callegaro, *Electrical Impedance: Principles, Measurement, and Applications*, CRC Press Taylor & Francis Group, 2013.
- [25] IEEE Std 393-1991 Standard for Test Procedures for Magnetic Cores, 1991, Reaffirmed 2007.
- [26] M. Albach, T. Durbaum and A. Brockmeyer, „Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches,“ *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*, Baveno, 1996, pp. 1463-1468, vol. 2.
- [27] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar and A. Ecklebe, „Core losses under DC bias condition based on Steinmetz parameters,“ *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, Sapporo, 2010, pp. 2430-2437.
- [28] F. Preisach, „Über die magnetische Nachwirkung“, *Zeitschrift für Physik*, vol. 94, pp. 277-302, 1935.
- [29] D. C. Jiles and D. L. Atherton, „Theory of Ferromagnetic Hysteresis,“ *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 61, pp. 48-60, 1986.

- [30] H. Waqas, A. H. Qureshi, K. Subhan, and M. Shahzad, „Nanograin Mn-Zn ferrite smart cores to miniaturize electronic devices,“ *Ceram. Int.*, vol. 38, no. 2, pp. 1235–1240, March 2012.
- [31] G. Ott, J. Wrba, R. Lucke, „Recent developments of Mn-Zn ferrites for high permeability applications“, *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 254-255, pp. 535-537, 2003.
- [32] J. Kalarus, G. Kogias, D. Holz, V.T. Zaspalis, „High permeability–high frequency stable Mn-Zn ferrites,“ *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 324, no. 18, pp. 2788-2794, Sept. 2012.
- [33] M. R. Syue, F.-J. Wei, C. S. Chou, C. M. Fu, „Magnetic, dielectric, and complex impedance properties of nanocrystalline Mn–Zn ferrites prepared by novel combustion method,“ *Thin Solid Films*, vol. 519, no. 23, pp. 8303-8306, Sept. 2011.
- [34] Z. G. Zheng, X. C. Zhong, Y. H. Zhang, H. Y. Yu, D. C. Zeng, „Synthesis, structure and magnetic properties of nanocrystalline  $Zn_xMn_{1-x}Fe_2O_4$  prepared by ball milling,“ *J. Alloys Compd.*, vol. 466, no. 1-2, pp. 377-382, Oct. 2008.
- [35] D. L. Sekulic, Z. Z. Lazarevic, M. V. Sataric, C. D. Jovalekic, N. Z. Romcevic, „Temperature-dependent complex impedance, electrical conductivity and dielectric studies of  $MFe_2O_4$  (M = Mn, Ni, Zn) ferrites prepared by sintering of mechanochemical synthesized nanopowders,“ *J. Mater. Sci.: Mater. Electron*, vol. 26, no. 3, pp. 1291-1303, March 2015.
- [36] S. F. Mansour, M. A. Elkestawy, „A comparative study of electric properties of nano-structured and bulk Mn–Mg spinel ferrite,“ *Ceram. Int.*, vol. 37, no. 4, pp. 1175-1180, May 2011.
- [37] H. N. Ji, Z. W. Lan, Z. Y. Xu, H. W. Zhang, J. X. Yu and M. Q. Li, „Effects of Second Milling Time on Temperature Dependence and Improved Steinmetz Parameters of Low Loss Mn-Zn Power Ferrites,“ *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 24, no. 5, pp. 1-4, Oct. 2014.
- [38] K. Zehani, B. Ahmadi, V. Loyau, Y. Champion, L. Bessais, M. LoBue, E. Labouré, and F. Mazaleyrat, „Structural, Dielectric, and Magnetic Properties of NiZnCu Ferrites Synthesized by Reactive Spark Plasma Sintering Process,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 4, pp. 1-4, April 2014.
- [39] Y. Matsuo, K. Ono, T. Hashimoto and F. Nakao, „Magnetic properties and mechanical strength of Mn-Zn ferrite,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 4, pp. 2369-2372, Jul 2001.
- [40] N. Blaz, A. Maric, G. Radosavljevic, L. Zivanov and G. Stojanovic, „Modeling and characterization of frequency and temperature variation of complex permeability of ferrite LTCC material,“ *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 23, pp. 131-146, 2010.
- [41] N. Blaz, A. Maric, I. Atassi, G. Radosavljevic, Lj. Zivanov, H. Homolka, W. Smetana, „Complex Permeability Changes of Ferritic LTCC Samples With Variation of Sintering Temperatures,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol.48, no.4, pp.1563-1566, April 2012.
- [42] M. Milutinov, N. Blaz, Lj. Zivanov, „Ferrite core loss measurement issues and technique,“ *18th International Symposium on Power Electronics*, EE 2015, Novi Sad, Serbia, Oct. 2015. Proceedings of Full Papers (CD-ROM), ISBN 978-86-7892-757-7.
- [43] M. Milutinov, M. V. Nikolic, M. Lukovic, N. Blaz, Z. Vasiljevic, Lj. Zivanov, O. Aleksic, „Influence of starting powder milling on structural properties, complex impedance, electrical conductivity and permeability of Mn–Zn ferrite,“ *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, DOI 10.1007/s10854-016-5328-1.
- [44] M. Milutinov, M.V. Nikolic, M. Lukovic, O. Aleksic, N. Blaz, Lj. Zivanov, „Influence of Starting Powder Milling on the Permeability and Core Loss Density of Mn-Zn Ferrite in the

- High Frequency Range," *Proceedings of Academics World 24th International Conference*, Abu Dhabi, UAE, 20th February 2016, ISBN: 978-93-85973-45-1
- [45] W. Zhang, M. Mu, D. Hou, Y. Su, Q. Li, and F. C. Lee, „Characterization of Low Temperature Sintered Ferrite Laminates for High Frequency Point-of-Load (POL) Converters," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 11, Nov. 2013.
- [46] A. Vepsalainen, K. Chalapat, G. Paraoanu, „Measuring the Microwave Magnetic Permeability of Small Samples using the Short-circuit Transmission line method," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 9, pp. 2503-2510, Sep. 2013.
- [47] J. Shenhui, and J. Quanxing, „An Alternative Method to Determine the Initial Permeability of Ferrite Core Using Network Analyzer," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, no. 3, Aug. 2005.
- [48] R. Huang, D. Zhang, „Using a Single Toroidal Sample to Determine the Intrinsic Complex Permeability and Permittivity of Mn–Zn Ferrites," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 10, pp. 3807-3815, Oct. 2007.
- [49] F. Fiorillo, M. Coisson, C. Beatrice, and M. Pasqualea, „Permeability and losses in ferrites from dc to the microwave regime," *J. Appl. Phys.*, vol. 105, no. 7, 2009.
- [50] K. Chalapat, K. Sarvala, J. Li and G. S. Paraoanu, „Wideband Reference-Plane Invariant Method for Measuring Electromagnetic Parameters of Materials," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 9, Sept. 2009.
- [51] K. Chalapat<sup>1</sup>, J. Timonen, M. Huuppola, L. Koponen, C. Johans, R. Ras, O. Ikkala, M. A Oksanen, E. Seppälä, and G. Paraoanu, „Ferromagnetic resonance in -Co magnetic composites," *Nanotechnology*, vol. 25, no. 48, pp. 485707, Nov. 2014.
- [52] K. Naishadham, „Closed-Form Design Formulas for the Equivalent Circuit Characterization of Ferrite Inductors," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 53, no. 4, Nov. 2011.
- [53] P. Fulmek, G. Holler, H. Wegleiter, B. Schweighofer, and P. Haumer, „Method for the Measurement of Transient Magnetic AC Properties of Soft Ferrites," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 2, Feb. 2010.
- [54] R. Dosoudil, E. Usak, V. Olah, „Computer controlled system for complex permeability measurement in the frequency range of 5Hz-1GHz," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 57, no. 8/s, pp. 105-109, 2006.
- [55] N. Blaž, M. Luković, M. V. Nikolic, O. Aleksić, Lj. Živanov, and L. Lukić, „Analysis of a Mn–Zn Ferrite Bundle EMI Suppressor Using Different Suppressing Principles and Configurations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 8, Aug. 2013.
- [56] M. Luković, M. V. Nikolic, Nelu. Blaž, Lj. Živanov, O. Aleksić, and L. Lukić, „Mn-Zn Ferrite Round Cable EMI Suppressor With Deep Grooves and a Secondary Short Circuit for Different Frequency Ranges," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 3, March 2013.
- [57] M. LoBue, F. Mazaleyrat and V. Loyau, „Study of Magnetic Losses in Mn-Zn Ferrites Under Biased and Asymmetric Excitation Waveforms," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 2, Feb. 2010.
- [58] M. LoBue, V. Loyau, and F. Mazaleyrat, „Analysis of volume distribution of power loss in ferrite cores," *J. Appl. Phys.*, vol. 109, no. 7, 2011.
- [59] E. Carminati, A. Ferrero, „A Virtual Instrument for the Measurement of the Characteristics of Magnetic Materials," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 41, no. 6, Dec. 1992.

- [60] B. Koprivica, A. Milovanović, M. Djekić, „Determination of Characteristics of Ferromagnetic Material using Modern Data Acquisition System,“ *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 6, no. 3, December 2009, pp. 451 – 459,
- [61] V. Thottuvelil, T. Wilson, H. Owen, „High-Frequency Measurement Techniques for Magnetic Cores,“ *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, no. 1, Jan 1990.
- [62] P. Nakmahachalasint, K. Ngo, „High-Temperature, High-Frequency Characterization System for Power Ferrites,“ *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 52, no. 3, June 2003.
- [63] A. J. Batista, J. S. Fagundes, P. Viarouge, „An Automated Measurement System for Core Loss Characterization,“ *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 2, Apr. 1999.
- [64] M. Mu, Q. Li, D. Gilham, F. Lee, K. Ngo, „New Core Loss Measurement Method for High-Frequency Magnetic Materials,“ *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no.8, pp.4374-4381, Aug. 2014.
- [65] B. Tellini, R. Giannetti, G. Robles, and S. Lizón-Martínez, „New Method to Characterize Magnetic Hysteresis in Soft Ferrites Up to High Frequencies,“ *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 55, no. 1, Feb. 2006.
- [66] B. Tellini, R. Giannetti, S. Lizon-Martinez, „Sensorless Measurement Technique for Characterization of Magnetic Materials Under Nonperiodic Conditions“, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 57, no. 7, p. 1465--1469, Jul 2008.
- [67] C. A. Baguley, B. Carsten, U. K. Madawala, „The Effect of DC Bias Conditions on Ferrite Core Losses,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, No. 2, Feb. 2008.
- [68] C. A. Baguley, U. K. Madawala, B. Carsten, „A New Technique for Measuring Ferrite Core Loss Under DC Bias Conditions,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, No. 11, Nov. 2008.
- [69] Y. Han, W. Eberle and Y. Liu, „New Measurement Methods to Characterize Transformer Core Loss and Copper Loss In High Frequency Switching Mode Power Supplies,“ *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004, pp. 1965-1701.
- [70] J. K. Watson and S. Amoni, “A Four-component Model for High- $\mu$  Ferrites,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 25, no. 5, pp. 4227-4229, Sep. 1989.
- [71] J. K. Watson and S. Amoni, “Using Parallel Complex Permeability for Ferrite Characterization,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 25, no. 5, pp. 4224-4226, Sep. 1989.
- [72] C. E. Cuellar Quispe, „HF Characterization and modeling of magnetic materials for the passive components used in EMI filters“, Ph.D. dissertation, Lille University of Science and Technology, Lille 2013.
- [73] P. Wilson, J. Ross, and A. Brown, „Modeling Frequency-Dependent Losses in Ferrite Cores,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 3, May 2004.
- [74] K. V. Namjoshi, J. D. Lavers, P. P. Biringer, „Eddy-Current Power Loss in Toroidal Cores with Rectangular Cross Section,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, no. 3, May 1998.
- [75] D. Zhang, C. F. Foo, „A Practical Method to Determine Intrinsic Complex Permeabilities and Permittivities for Mn–Zn Ferrites,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 4, April 2005.
- [76] D. Zhang, C. F. Foo, „Theoretical Analysis of the Electrical and Magnetic Field Distributions in a Toroidal Core with Circular Cross Section,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 3, May 1999.

- [77] R. Huang and D. Zhang, "Theoretical and Experimental Comparison of Different Lumped Circuit Methods for Determination of Mn–Zn Ferrites' Intrinsic Complex Permeability and Permittivity," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 6, June 2008.
- [78] R. Huang, D. Zhang, K. J. Tseng, „An Efficient Finite-Difference-Based Newton–Raphson Method to Determine Intrinsic Complex Permeabilities and Permittivities for Mn–Zn Ferrites," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 6, June 2006.
- [79] S. Hanf, D. Kürschner, „Calculating Power Loss of Contactless Power Transmission Systems with Ferrite Components," COMSOL Conference 2009, Milan
- [80] Z. Gmyrek, „Modelling of the Properties in Soft Magnetic Material After Punching Process," (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R. 88 NR 1a/2012.
- [81] Z. Zeng, L. Udpa, and S. S. Udpa, „Finite-Element Model for Simulation of Ferrite-Core Eddy-Current Probe," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 3, March 2010.
- [82] K. Preis, O. Bíró1, and I. Tícar, „FEM Analysis of Eddy Current Losses in Nonlinear Laminated Iron Cores," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, May 2005.
- [83] C. P. Steinmetz, „On the law of hysteresis," *J. Am. Inst. Elect. Eng.*, vol. 9, pp. 344, 1892.
- [84] D. Lin, P. Zhou, W. N. Fu, Z. Badics, and Z. J. Cendes, „A Dynamic Core Loss Model for Soft Ferromagnetic and Power Ferrite Materials in Transient Finite Element Analysis," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, March 2004.
- [85] H. Y. Lu, J. G. Zhu, S. Y. R. Hui, „Measurement and Modeling of Thermal Effects on Magnetic Hysteresis of Soft Ferrites," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 11, pp. 3952-3960, Nov. 2007.
- [86] L. D'Alessandro, A. Ferrero, „A method for the determination of the parameters of the hysteresis model of magnetic materials," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 43, no. 4, pp. 599-605, Aug. 1994.
- [87] N. Schmidt and H. Guldner, „A Simple Method to Determine Dynamic Hysteresis Loops of Soft Magnetic Materials," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, no. 2, Mar. 1996.
- [88] D. Grimaldi, L. Michaeli, A. Palumbo, „Automatic and accurate evaluation of the parameters of a magnetic hysteresis model," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 49, no. 1, pp. 154-160, Feb. 2000.
- [89] D. Zhang, J. E. Fletcher, „Double-Frequency Method Using Differential Evolution for Identifying Parameters in the Dynamic Jiles–Atherton Model of Mn–Zn Ferrites," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 2, Feb. 2013.
- [90] K. Chwastek, J. Szczygłowski, „Estimation methods for the Jiles-Atherton model parameters - a review," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 84, no. 12, pp. 145-148, 2008.
- [91] G. Skutt, F. Lee, J. Breslin, „Measurement issues in the Characterization of Ferrite Magnetic Material," VPEC Seminar series, pp. 1-6, 1996.
- [92] J. Zhang, G. Skutt, and F. C. Lee, „Some Practical Issues Related to Core Loss Measurement Using Impedance Analyzer Approach" *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, Dallas, TX, 1995, pp. 547-553, vol. 2.
- [93] G. Skutt, „High-frequency dimensional effects in ferrite-core magnetic devices", Ph.D. Dissertation. Blacksburg, Virginia, 1996.

- [94] M. Mu, „High Frequency Magnetic Core Loss Study“, Ph.D. dissertation, Virginia Polytech. Inst. and State University, Blacksburg, Virginia, 2013.
- [95] Digital Storage Oscilloscope DSO 90604A Data Sheet, Online at <http://www.keysight.com/>
- [96] Yageo Company, Ferroxcube, “Soft Ferrites and Accessories,” Data handbook, 2013.
- [97] Fair-Rite Product's Catalog Part Data Sheet, 5952020601, Printed: 2013-07-03.
- [98] M. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, John Wiley & Sons, Wright State University, Dayton, Ohio, USA, 2014. (Chapter 7.21).
- [99] Jean-Marie Dufour, *Coefficients of determination*, McGill University, Montréal, Canada, July 2011.
- [100] T. Nakamura, „Snoek’s limit in high-frequency permeability of polycrystalline Ni–Zn, Mg–Zn, and Ni–Zn–Cu spinel ferrites,“ *J. Appl. Phys.*, vol. 88, pp. 348, July 2000.
- [101] J. L. Snoek, „Dispersion and absorption in magnetic ferrites at frequency above one Mc/s,“ *Physica*, XIV, no. 4, pp. 207, May 1948.
- [102] B. Popović, *Elektromagnetika*, drugo izdanje, Beograd: Građevinska knjiga, 1986.
- [103] Z. Chi, M. Jia, Q. Xu, „Fuzzy PID Feedback Control of Piezoelectric Actuator with Feedforward Compensation,“ *Mathematical Problems in Engineering*, vol 2014, Article ID 107184, doi 10.1155/2014/107184, Nov 2014.
- [104] J. Takács, „A phenomenological mathematical model of hysteresis,“ *COMPEL: Int. J. Comp. Math. E. E.*, vol. 20, no. 4, pp. 1002-1014, 2001.
- [105] K. Chwastek, „A dynamic extension to the Takács model,“ *Physica B: Condensed Matter*, vol. 405, no. 17, pp. 3800–3802, Sept. 2010.
- [106] S. Rosenbaum, M. Ruderman, T. Ströhla, and T. Bertram, „Use of Jiles–Atherton and Preisach Hysteresis Models for Inverse Feed-Forward Control,“ *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 12, Dec 2010.
- [107] A. C. Larson, R. B. Von Dreele, „General Structure Analysis System (GSAS)“, Los Alamos National Laboratory Report LAUR 86-748, 2004.
- [108] B. H. Toby, „EXPGUI, a graphical user interface for GSAS,“ *J. Appl. Crystallogr.*, vol. 34, no. 2, pp. 210-213, Apr. 2001.
- [109] U. König, G. Choi, „Röntgenbeugungs- und Neutronenbeugungsuntersuchungen an Ferriten der Reihe  $M_nxZn_{1-x}Fe_{204}$ ,“ *J. Appl. Crystallogr.*, vol. 1, pp. 124-126, 1968.
- [110] S. C. Yu, J. S. Lee, S. F. Tung, C. L. Lan, „Synthesis and Structural Features of a Flux-Grown Hematite,“ *I*, vol. 42, no. 3, pp. 349-358, 1999.
- [111] G. Koops, „On the Dispersion of Resistivity and Dielectric Constant of Some Semiconductors at Audiofrequencies,“ *Phys. Rev.*, vol. 83, no. 1, pp. 121, July 1951.
- [112] Z. Yu, C. Ang, „Maxwell–Wagner polarization in ceramic composites  $BaTiO_3$ – $(Ni_{0.3}Zn_{0.7})Fe_{2.1}O_4$ ,“ *J. Appl. Phys.*, vol. 91, no. 2, pp. 794-797, Jan. 2002.
- [113] A. Bhaskar, R. Murthy, „Effect of sintering temperature on the electrical properties of Mn (1%) added MgCuZn ferrites by microwave sintering method,“ *J. Mater. Sci.: Mater. Electron.*, vol. 24, no. 9, pp. 3292-3298, Sept. 2013.



- 
- [114] M. S. Khandekar, R. C. Kambale, J. Y. Patil, Y. D. Kolekar, S. S. Suryavanshi, „Effect of calcination temperature on the structural and electrical properties of cobalt ferrite synthesized by combustion method,“ *J. Alloys Compd.*, vol. 509, no. 3, pp. 1861-1865, Feb. 2011.
- [115] E. Barsoukov, J. R. Macdonald, *Impedance Spectroscopy Theory, Experiment, and Applications*, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2005.
- [116] R. Martinez, A. Kumar, R. Palai, J.F. Scott, R.S. Katiyar, „Impedance spectroscopy analysis of  $\text{Ba}_{0.7}\text{Sr}_{0.3}\text{TiO}_3/\text{La}_{0.7}\text{Sr}_{0.3}\text{MnO}_3$  heterostructure,“ *J. Phys. D: Appl. Phys.*, vol. 44, no. 10, pp. 105302, Feb. 2011.
- [117] A. S. Bondarenko, G. Ragoisha, EIS spectrum analyzer (a freeware program for analysis and simulation of impedance spectra), <http://www.abc.chemistry.bsu.by/vi/analyzer>.

## Prilog 1 – Fabrički podaci ispitivanih komercijalnih jezgara

Manufacturer		Ferroxcube		Fair-rite
Material		3F3	3E5	52
Dimensions <sup>a</sup>		14/9/5	10/6/4	9.4/4.7/3.3
Inductance factor, $A_L$ (nH)		790	3470	151
Effective area, $A_e$ (mm <sup>2</sup> )		12.3	7.8	7.2
Initial Permeability, $\mu_i$		1800	10000	250
Core loss $P$ (W) at	100kHz, 0.1T, 100°C	0.05	/	/
	400kHz, 0.05T, 100°C	0.08	/	/
Loss factor at	30kHz, 0.25mT, 25°C		$\leq 25 \cdot 10^{-6}$	/
	100kHz, 0.25mT, 25°C		$\leq 75 \cdot 10^{-6}$	/
	1MHz, 1mT, 25°C		/	$45 \cdot 10^{-6}$

## Prilog 2 – Program za obradu izmerenih podata vatmetarskom metodom

Za obradu merenih podataka razvijene vatmetarske metode razvijen je softver u programskom paketu Matlab, kojim su dobijene brojne vrednosti parametara kompleksne permeabilnosti, gustine snage gubitaka, kao i parametara histerezijsne petlje.

Kako bi upravljanje obradom podataka bilo brže i lakše napravljena je grafička korisnička konzola (GUI – *Graphic User Interface*, eng.) prikazan u disertaciji na slici 3.16.

U okviru programa predviđene su sledeće opcije:

1. Učitavanje datoteke sa odbircima izmerenih signala dobijenih sa digitalnog osciloskopa.
2. Unošenje dimenzija jezgra i broja zavojaka ili odabirom već unešenih parametara za ogovarajuće jezgro.
3. Uključivanje parametara kojima su modelovani parazitni efekti.
4. Definisavanje parametara obrade signala (usrednjavanje, filtriranje, uklanjanje DC komponente)
5. Odabir izlaznih parametara za grafičku predstavu.
6. Snimanje brojnih podataka u izlaznu datoteku.
7. Snimanje grafika u izlaznu datoteku.

U toku obrade podataka u programu su implementirane funkcije za određivanje periode izmerenog signala, funkcije za detekciju amplitude i fazne razlike između signala. U programu su implementirane sve funkcije pomenute u delu 3 kojima se određuje gustina snage gubitaka jezgra, ugao gubitaka, parametri histerezijsne krive kao i parametri kompleksne permeabilnosti.

U nastavku je prikazan kod glavne funkcije.

```
% --- Executes on button press in RUN.
function RUN_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to RUN (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

clc;
format long
set(handles.NsampPerT,'String','Wait ...')
set(handles.Fsemp,'String','Wait ...')
set(handles.NsampPerT,'BackgroundColor',get(handles.CalcFreq,'BackgroundColor'))
set(handles.CalcFreq,'String','Wait ...')
```

## Prilozi

---

```
set(handles.Out_Permeability,'String','Wait ...')
set(handles.Out_Power,'String','Wait ...')
set(handles.Out_Impedance,'String','Wait ...')
pause(1)

list = get(handles.File_box,'String');
item_selected = char(list(get(handles.File_box,'Value')));
if isempty(strfind(item_selected,','.csv'))
    set(handles.Out_Power,'String','Nije sektovana ulazna datototeka')
    beep
    return
end

% citanje podataka o jezgru -----
OD = str2double(get(handles.OD,'String'))*1e-3;
ID = str2double(get(handles.ID,'String'))*1e-3;
H = str2double(get(handles.H,'String'))*1e-3;
Ae = str2double(get(handles.Ae,'String'))*1e-6;
Le = str2double(get(handles.Le,'String'))*1e-3;
MURi = str2double(get(handles.MURi,'String'));
AL = str2double(get(handles.AL,'String'))*1e-9;
ALperc = str2double(get(handles.ALperc,'String'));
N = str2double(get(handles.N,'String'));

% citanje podataka o modelu -----
R1 = str2double(get(handles.R1,'String'));
if isnan(R1)
    R1 = 1e9;
end
R2 = str2double(get(handles.R2,'String'));
if isnan(R2)
    R2 = 1e9;
end
R3 = str2double(get(handles.R3,'String'));
C = str2double(get(handles.C,'String'))*1e-9;
if C == 0
    C_switch = false;
else
    C_switch = true;
end

% Rasipanje fluksa -----
Ls_switch = and(get(handles.Leakage,'Value'),get(handles.Ls,'Value'));
if Ls_switch
    koef_sprege = str2double(get(handles.k,'String'));
    Lls = (1-koef_sprege) * AL * N^2;
else
    koef_sprege = 1;
    Lls = 0;
end

% Parazitna capacitivnost -----
Cp_switch = get(handles.Cp_on,'Value');
if (Cp_switch)
    Cp = str2double(get(handles.Cp,'String'))*1e-12;
else
    Cp = 0;
end

Cs_switch = get(handles.Cs_on,'Value');
if (Cs_switch)
    Cs = str2double(get(handles.Cs,'String'))*1e-12;
else
    Cs = 0;
end

% Otpornosti zice usled skin efekta -----
kontakt = 2*15e-3;
l_zice = N * (OD - ID + 2*H) + kontakt;
Rp_switch = get(handles.Rp,'Value');
Rs_switch = get(handles.Rs,'Value');
```

```

if (Rs_switch)
    d = str2double(get(handles.d,'String'))*1e-3;
    if isnan(freq)
        set(handles.Out_Power,'String','Freq nije definisana.',...
            'BackgroundColor','yellow')
        beep
        return
    end
    [Rws,~] = skin(d,l_zice,freq);
else
    Rws = 0;
end

if (Rp_switch)
    d = str2double(get(handles.d,'String'))*1e-3;
    if isnan(freq)
        set(handles.Out_Power,'String','Freq nije definisana.',...
            'BackgroundColor','yellow')
        beep
        return
    end
    [Rwp,~] = skin(d,l_zice,freq); %#ok<*NASGU>
else
    Rwp = 0;
end

% citanje parametara Osciloskopa -----
Kch1 = str2double(get(handles.Kch1,'String'));
Kch2 = str2double(get(handles.Kch2,'String'));

% Citanje ulazne datoteke -----
item_selected = list(get(handles.File_box,'Value'));
PathName = handles.curr_folder;
FileName = char(item_selected);
waveforms = csvread([PathName,'\',FileName],row_num,0);

[xrows xcols] = size(waveforms);
ResampleN = str2double(get(handles.ResampleN,'String'));
a = 1 : ResampleN : xrows;
b = 1 : xcols;
waveforms = waveforms(a,b);

time = waveforms(10:end,1);
v01 = waveforms(10:end,2) / Kch1;
v02 = waveforms(10:end,3) / Kch2;

freq = str2double(get(handles.Freq,'String'))*1e3;
Navg = str2double(get(handles.Navg,'String'));

% Average v1 -----
if get(handles.AvgV1,'Value')
    v1 = smooth(time,v01,Navg,'moving');
else
    v1 = v01;
end
v1 = v1 - (max(v1)+min(v1))/2;

% Average v2 -----
if get(handles.AvgV2,'Value')
    v2 = smooth(time,v02,Navg,'moving');
else
    v2 = v02;
end
v2 = v2 - (max(v2)+min(v2))/2;

% Odredjivanje Broja uzoraka po periodi i FREQ -----
Fs = 1/(time(10)-time(9));

```

## Prilozi

---

```
set(handles.Fsemp,'String',num2str(round(Fs*1e-6)))
N_temp = ceil(Fs/freq);
locs = pozicije_preseka(N_temp,v1);

double_interval = [];
if length(locs) > 4
    double_interval = locs(1):locs(5)-1;

    NumSamp = length(double_interval)/2;
    time = time(double_interval);
    set(handles.CalcFreq,'String',num2str(freq/1e3,'%4.2f'))
    set(handles.NsampPerT,'String',num2str(NumSamp))
    handles.NumSamp = NumSamp;
    v1 = v1(double_interval);
    v2 = v2(double_interval);
elseif length(locs) > 3
    interval = locs(2):locs(4)-1;
    NumSamp = length(interval);
    time = time(interval);
    set(handles.CalcFreq,'String',num2str(freq/1e3,'%4.2f'))
    set(handles.NsampPerT,'String',num2str(NumSamp))
    handles.NumSamp = NumSamp;
    v1 = v1(interval);
    v2 = v2(interval);
elseif length(locs) > 2
    interval = locs(1):locs(3)-1;
    NumSamp = length(interval);
    time = time(interval);
    set(handles.CalcFreq,'String',[num2str(freq/1e3,'%4.2f'),' kHz'])
    set(handles.NsampPerT,'String',[num2str(NumSamp),' Samp/T'])
    handles.NumSamp = NumSamp;
    v1 = v1(interval);
    v2 = v2(interval);
else
    set(handles.NsampPerT,'String','Reduce avg',...
        'BackgroundColor','yellow')
    return
end

% DC offset v1 -----
if get(handles.offset1,'Value')
    v1 = removeDC(v1);
end

% DC offset v2 -----
if get(handles.offset2,'Value')
    v2 = removeDC(v2);
end

% ----- POMERANJE SIGNALA
if get(handles.pomeraj,'Value')
    delta_samp = round(delta_teta/360*T*Fs);
    v2 = circshift(v2,[-delta_samp 0]);
end

% ----- Struje i1 i2 -----
Re1 = R1*Ro1/(R1+Ro1);
Re2 = R2*Ro2/(R2+Ro2);
i1 = v1 / Re1;
i2 = v2 / Re2;

% ----- Integral struje i2 -----
newDC = str2double(get(handles.newDC,'String'))* max(i2) /1000;
%int_i2 = (time(10)-time(9))*filter(1,[1 -1],i2);
int_i2 = cumtrapz(i2)*(time(10)-time(9));
if get(handles.offset_int_i2,'Value');
    int_i2 = removeDC(int_i2);
end

% Lokalni maksimumi -----
```

```

[lpks1] = peakseek(int_i2,ceil(NumSamp/2),0);
pks1 = int_i2(lpks1);

cla(handles.Trend)
if isempty(pks1)
    set(handles.Trend,'FontSize',6)
    plot(handles.Trend,0,0,'or','LineWidth',2)
else
    set(handles.Trend,'FontSize',6)
    plot(handles.Trend,100*(pks1-pks1(1))/pks1(1),'k','LineWidth',2)
    grid on
end

% ----- PRVI izvod struje i2 -----
if (C_switch || Cs_switch || Ls_switch)
    der_i2 = filter([1 -1],1,i2) / (time(10)-time(9));
    der_i2 = smooth(time,der_i2,0.1,'loess');
    der_i2 = removeDC(der_i2);
else
    der_i2 = 0;
end

% ----- DRUGI izvod struje i2 -----
if (C_switch || Cs_switch) && Ls_switch
    der2_i2 = filter([1 -1],1,der_i2) / (time(10)-time(9));
    der2_i2 = smooth(time,der2_i2,Navg,'moving');
else
    der2_i2 = 0;
end

% ----- NAPONI I STRUJE -----
% struja kroz Cs
ics = Cs * (R3 + Re2) * der_i2;

% struja kroz C
ic = C * (R3 + Re2) * der_i2;

% napon na induktivnosti rasipanja sekundara i otpornosti namotaja
us1 = Lls * der_i2 + Lls*(C+Cs)*(R3+Re2)*der2_i2;
us2 = Rws * (i2 + ic + ics);

% struja kroz Cp
icp = 0;

% Struja i napon magnetizacije, Um i Im
im = i1 - i2 - icp - ics - ic;
um = us1 + us2 + (R3+Re2)*i2;

i1_diff = (i1(1)-i1(end))/max(i1)*100;
i2_diff = (i2(1)-i2(end))/max(i2)*100;

if get(handles.offset_im,'Value');
    im = removeDC(im);
end

im_avg = mean(im);
im_diff = (im(1)-im(end))/max(im)*100;

if get(handles.offset_um,'Value');
    um = removeDC(um);
end

um_avg = mean(um);
um_diff = (um(1)-um(end))/max(um)*100;

% ----- FLUKS : int(um) -----
flux = Lls*i2 + Lls*(C+Cs)*(R3+Re2)*der_i2 + ...
    Rws*((C+Cs)*(R3+Re2)*i2 + int_i2) + ...
    (R3 + Re2) * int_i2;

```

## Prilozi

---

```
%----- H(A/m) i B(T) -----
H = N*im/Le;
B = flux/(N*Ae);

if get(handles.AvgH,'Value')
    H = smooth(time,H,Navg,'moving');
end

if get(handles.AvgB,'Value')
    B = smooth(time,B,Navg,'moving');
end

% fi_HB = fazna_razlika(N_temp,time,T,H,B)*180/pi;
% if isempty(fi_HB)
%     set(handles.Out_Power,'FontSize',9,'String',...
%     {'Resemplovanje je';
%     'suviše veliko ili';
%     'je Ae i le prazno :'})
% return
% end
%
%----- MUR amp. -----
Hm = (max(H)-min(H))/2; % [A/m]
Bm = (max(B)-min(B))/2*1e3; % [mT]
mur_a = Bm/Hm/(4*pi)*1e4;

um_max = (max(um)-min(um))/2;
Bm_2 = um_max/(2*pi*freq*N*Ae)*1e3; % mT

%----- SNAGA GUBITAKA i FAZNA RAZLIKA -----

power = um .* im; %[W]

der_power = filter([1 -1],1,power) * Fs;
der2_power = filter([1 -1],1,der_power) * Fs;
max_der2_power = max(der2_power(5:end));

if ~isempty(double_interval)
    core_loss = trapz(time,power)*freq/2; % [W]
    err = (time(end) - time(1))^3 * max_der2_power / (12*length(power)^2) * freq/2;
else
    core_loss = trapz(time,power)*freq; % [W]
    err = (time(end) - time(1))^3 * max_der2_power / (12*length(power)^2) * freq;
end

% Snaga jezgra
power_avg = mean(power);
power_diff = (power(1)-power(end))/max(power)*100;
core_loss_error = err;

[lpks1] = peakseek(power,ceil(NumSamp/4),0);
pks1 = power(lpks1);
[lpks1] = peakseek(-power,ceil(NumSamp/4),0);
pks1 = power(lpks1);

fi = fazna_razlika(N_temp,time,T,um,im);
dfi = 2*pi*freq*(time(10)-time(8));
tanD = tan(pi/2-fi);

%----- IMPEDANSA: Zm = Rm + jXm -----
if ~isempty(double_interval)
    leff = sqrt(trapz(time,im.^2)*freq/2); %[A]
    Ueff = sqrt(trapz(time,um.^2)*freq/2); %[V]
else
    leff = sqrt(trapz(time,im.^2)*freq); %[A]
    Ueff = sqrt(trapz(time,um.^2)*freq); %[V]
end

Umax = (max(um) - min(um))/2;
Imax = (max(im) - min(im))/2;
```



```

disp(['Im_{max} = ',num2str(Imax*1e3)]) % mA

% Preko U/i i fi Rp || Lp -> Rs + Ls
Rp = Umax/(Imax*cos(fi));
Xp = Umax/(Imax*sin(fi));
Dp = Xp/Rp;
Rm = Rp*Dp^2/(1+Dp^2);
Xm = Xp/(1+Dp^2);
Zm = abs(Rm + 1i*Xm);

Rp1 = Umax/(Imax*cos(fi+dfi));
Xp1 = Umax/(Imax*sin(fi+dfi));
Dp1 = Xp1/Rp1;
Rm1 = Rp1*Dp1^2/(1+Dp1^2);
Xm1 = Xp1/(1+Dp1^2);

dRm = Rm - Rm1;
dXm = Xm - Xm1;
AL_mer = Xm/N^2/(2*pi*freq)/koef_sprege;

% Preko P i S
S = Imax*Umax/2;
fi2 = acos(core_loss/S);
Rp2 = Umax/(Imax*cos(fi2));
Xp2 = Umax/(Imax*sin(fi2));
Dp2 = Xp2/Rp2;
Rm2 = Rp2*Dp2^2/(1+Dp2^2);
Xm2 = Xp2/(1+Dp2^2);
AL2_mer = Xm2/N^2/(2*pi*freq)/koef_sprege;

% Snaga na zici sekundara
I2max = (max(i2) - min(i2))/2;
winding_loss = Rws * I2max^2 / 2;

% ----- Kompleksna permeabilnost, ako je B < B data sheet -----
L0 = 4*pi*1e-7*N^2*Ae/Le;
Lin = l_zice*0.5e-7;
mur_re = (Xm / (2*pi*freq) - Lin) / L0;
dmur_re = dXm / L0 / (2*pi*freq);
mur_im = Rm / L0 / (2*pi*freq);
dmur_im = dRm / L0 / (2*pi*freq);
mur2_re = (Xm2 / (2*pi*freq) - Lin) / L0;
mur2_im = Rm2 / L0 / (2*pi*freq);

% ----- PRINT OUTPUT POWER
CLD = core_loss/(Ae*Le);
if CLD < 1000
set(handles.Out_Power,'FontSize',9,'String',...
    {'Hmax = ',num2str(Hm,'%4.2f'),' A/m'];
    ['Bmax = ',num2str(Bm,'%4.2f'),' (' ,num2str(Bm_2,'%4.2f'),' ) mT'];
    ['mura = ',num2str(mur_a,'%4.2f')];
    ['CLD = ',num2str(CLD,'%6.3f'),' W/m3'];
    ['\tn(d)/mur = ',num2str(tanD/MURi,'%3.2e')]});
else
set(handles.Out_Power,'FontSize',9,'String',...
    {'Hmax = ',num2str(Hm,'%4.2f'),' A/m'];
    ['Bmax = ',num2str(Bm,'%4.2f'),' (' ,num2str(Bm_2,'%4.2f'),' ) mT'];
    ['mura = ',num2str(mur_a,'%4.2f')];
    ['CLD = ',num2str(CLD*1e-3,'%6.3f'),' kW/m3'];
    ['\tn(d)/mur = ',num2str(tanD/MURi,'%3.2e')]});
end

handles.power_data = num2clip([round(freq)/1e6 Hm Bm core_loss/(Ae*Le)*1e-3 mur_a],...
    '%4.2f %4.2f %4.2f %4.2f %4.2f');

% ----- PRINT OUTPUT IMPEDANCE (NORMALIZE)
set(handles.Out_Impedance,'FontSize',9,'String',...
    {'Z = ',num2str(Zm/N^2,'%4.2g')};
    {'F = ',num2str(rad2deg(fi),'%4.2f'),' (' ,num2str(rad2deg(dfi),'%3.2f'),' )'});
    {'R = ',num2str(Rm/N^2,'%4.2f')};
    {'X = ',num2str(Xm/N^2,'%4.2f')};

```

```

['F2 = ',num2str(rad2deg(fi2),'%4.3f')]

handles.imp_data = num2clip([round(freq)/1e6 Zm/N^2 fi Rm/N^2 Xm/N^2],...
'%4.2f %4.2f %4.2f %4.2f %4.2f');

% ----- PRINT OUTPUT PERMEABILITY
set(handles.Out_Permeability,'FontSize',9,'String',...
{'\mu' = ',num2str(mur_re,'%4.3f'),' (' ,num2str(dmur_re,'%2.1f)'),'});
['\mu' = ',num2str(mur_im,'%4.3f'),' (' ,num2str(dmur_im,'%2.1f)'),'}];
['AL = ',num2str(AL_mer*1e9,'%4.2f'),' nH'];
['\mu^2 = ',num2str(mur2_re,'%5.3f')];
['\mu^2 = ',num2str(mur2_im,'%5.3f')]

handles.mur_data = num2clip([round(freq)/1e3 mur_re mur_im Bm Hm],...
'%4.2f %4.2f %4.2f %4.2f %4.2f');

% --- HISTEREZIS ----- FIGURE 1
if get(handles.Plot_hist,'Value')
    if double_interval
        H_length = length(H);
        Hhist = H(1:ceil(H_length/2)+1);
        Bhist = B(1:ceil(H_length/2)+1);
    else
        Hhist = H;
        Bhist = B;
    end
    handles.histerezis = [Hhist Bhist*1e3];
    handles.fig1 = figure (1);
    FontS = 10;
    FontN = 'Ariel';
    LineW = 1.0;
    plot(Hhist,Bhist*1e3,'-k','LineWidth',1.5)
    xlabel('Magnetic Field (A/m)')
    ylabel('Magnetic Flux Density (mT)')
    title(strrep(FileName,'_' , ''))
    grid on
    set(gca,'GridLineStyle','-')
    set(gca,'LineWidth',LineW)
    set(gca,'FontName',FontN)
    set(gca,'FontSize',FontS)
    if get(handles.Auto,'Value')
        axis auto
        X = get(gca,'Xlim');
        Y = get(gca,'Ylim');
        set(handles.Hmax,'String',num2str(X(2),'%4.0f'))
        set(handles.Hmin,'String',num2str(X(1),'%4.0f'))
        set(handles.Bmax,'String',num2str(Y(2),'%4.0f'))
        set(handles.Bmin,'String',num2str(Y(1),'%4.0f'))
    elseif get(handles.Equal,'Value')
        axis equal
        X = get(gca,'Xlim');
        Y = get(gca,'Ylim');
        set(handles.Hmax,'String',num2str(X(2),'%4.0f'))
        set(handles.Hmin,'String',num2str(X(1),'%4.0f'))
        set(handles.Bmax,'String',num2str(Y(2),'%4.0f'))
        set(handles.Bmin,'String',num2str(Y(1),'%4.0f'))
    else
        Hmax = str2double(get(handles.Hmax,'String'));
        Bmax = str2double(get(handles.Bmax,'String'));
        Hmin = str2double(get(handles.Hmin,'String'));
        Bmin = str2double(get(handles.Bmin,'String'));
        axis([Hmin Hmax Bmin Bmax])
        set(gca,'XTick',Hmin:ceil((Hmax-Hmin)/10):Hmax)
        set(gca,'YTick',Bmin:100:Bmax)
    end
    X = get(gca,'Xlim');
    Y = get(gca,'Ylim');
    text(X(1) + 0.05*(X(2)-X(1)),Y(2)-0.05*(Y(2)-Y(1)),...
    {'Freq = ',get(handles.Freq,'String'),' kHz'];...
    ['\mu_{amp} = ',num2str(mur_a,'%4.0f')];...
    ['CLD = ',num2str(core_loss/(Ae*Le)*1e-3,'%6.2f'),' kW/m^3'],...

```

```

'BackgroundColor',[1 1 1],...
'VerticalAlignment','top',...
'Margin',5,...
'EdgeColor','black',...
'FontSize',FontS)
text(X(2) - 0.05*(X(2)-X(1)),Y(1)+0.05*(Y(2)-Y(1)),...
{'H_{max} =',num2str(Hm,'%4.1f'),' A/m'};...
['B_{max} =',num2str(Bm,'%4.1f'),' mT']},...
'BackgroundColor',[1 1 1],...
'VerticalAlignment','bottom',...
'Margin',5,...
'EdgeColor','black',...
'FontSize',FontS,...
'HorizontalAlignment','right')

set(gcf,'defaultAxesFontSize',FontS,...
'defaultAxesFontName',FontN,...
'defaultAxesLineWidth',LineW)
end

% --- VOLTAGES ----- FIGURE 2
vg = um + v1;
vg_max = (max(vg) - min(vg))/2;
Rg = str2double(get(handles.Rg,'String'));
vrg = Rg*i1;
Eg = vg + vrg;

v1_max = (max(v1) - min(v1))/2;
v2_max = (max(v2) - min(v2))/2;
teta = rad2deg(fazna_razlika(N_temp,time,T,v2,v1));
%dteta = atand(v2_max*Re1/(v1_max*Re2*sind(teta)));
dteta = 2*pi*freq*(time(10)-time(8));

FontS = 10;
FontN = 'Ariel';
vlegend = [];
if get(handles.Plot_v1,'Value')
figure (2);
plot(time,v1,'-', 'LineWidth',1.5)
hold on
vlegend = [vlegend;v1 ''];
end
if get(handles.Plot_v2,'Value')
figure (2)
plot(time,v2*v1_max/v2_max,'--', 'LineWidth',1.5)
hold on
vlegend = [vlegend;v2_n''];
end
if get(handles.Plot_um_e,'Value')
figure (2)
plot(time,um,'.',...
time,Eg,'-', 'LineWidth',1.5)
hold on
vlegend = [vlegend;um ' ';vg ''];
end
if ~isempty(vlegend)
hold off
X = get(gca,'Xlim');
Y = get(gca,'Ylim');
text(X(1) + 0.05*(X(2)-X(1)),Y(2)-0.05*(Y(2)-Y(1)),...
{'v_{1max} =',num2str(v1_max*1e3,'%4.2f'),' mV'};
{'v_{2max} =',num2str(v2_max*1e3,'%4.2f'),' mV'};
{'\theta_{12} =',num2str(teta,'%4.2f'),' \circ'};
{'\Delta\theta =',num2str(dteta,'%4.2f'),' \circ'}},...
'BackgroundColor',[1 1 1],...
'VerticalAlignment','top','Margin',5,...
'EdgeColor','black','FontSize',FontS)
grid on
legend(vlegend);
xlabel('Time (s)')
ylabel('Voltages (V)')

```

end

% ---- CURRENTS ----- FIGURE 3

```

i1_max = (max(i1) - min(i1))/2;
i2_max = (max(i2) - min(i2))/2;
ilegend = [];

if get(handles.Plot_i1,'Value')
    figure (3);
    plot(time,i1,'-', 'LineWidth',1.5)
    hold on
    ilegend = [ilegend;'i1 '];
end
if get(handles.Plot_i2,'Value')
    figure (3)
    plot(time(:,i2(:),'--', 'LineWidth',1.5)
    hold on
    ilegend = [ilegend;'i2 '];
end
if get(handles.Plot_im,'Value')
    figure (3)
    plot(time(:,im(:),'-', 'LineWidth',1.5)
    hold on
    ilegend = [ilegend;'im '];
end
if get(handles.Plot_der_i2,'Value')
    figure (3)
    plot(time(:,der_i2(:)/(2*pi*freq),...
    '-r', 'LineWidth',1.5)
    hold on
    ilegend = [ilegend;'di2 '];
end
if get(handles.Plot_der2_i2,'Value')
    figure (3)
    plot(time(:,der2_i2(:)/(2*pi*freq)^2,...
    '-g', 'LineWidth',1.5)
    hold on
    ilegend = [ilegend;'d2i2'];
end
if get(handles.Plot_int_i2,'Value')
    figure (3)
    plot(time(:,int_i2(:)*(2*pi*freq),...
    '-k', 'LineWidth',1.5)
    hold on
    ilegend = [ilegend;'lni2'];
end
if ~isempty(ilegend)
    hold off
    X = get(gca,'Xlim');
    Y = get(gca,'Ylim');
    text(X(1) + 0.05*(X(2)-X(1)),Y(2)-0.05*(Y(2)-Y(1)),...
    {'i_{1max} = ',num2str(i1_max*1e3,'%4.2f'),' mA'];
    {'i_{2max} = ',num2str(i2_max*1e3,'%4.2f'),' mA'}],...
    'BackgroundColor',[1 1 1],...
    'VerticalAlignment','top','Margin',5,...
    'EdgeColor','black','FontSize',FontS)
    grid on
    legend(ilegend);
    xlabel('Time (s)')
    ylabel('Curentns (A)')
end

```

% --- Um,Im or p(t) or H,B ----- FIGURE 4

```

FontS = 10;
FontN = 'Ariel';

if get(handles.Plot_Fig4,'Value')
    if get(handles.Plot_um_im,'Value')
        imLine = im(1)*ones(size(time));
        figure (4);
        [AX,H1,H2] = plotyy(time(:),um(:),...

```

```

        time(:),im(:),'plot');
        set(get(AX(1),'Ylabel'),'String','um (V)')
        set(get(AX(2),'Ylabel'),'String','im (A)')
    %plot(time,im,time,imLine);
        grid on
        title('Magnetization current and voltage')
        xlabel('Time (s)')
        legend('um','im')
    end
    if get(handles.Plot_p,'Value')
        Pavg = mean(power(:));
        PavgLine = Pavg*ones(size(time));
        Line = power(1)*ones(size(time));
        figure (4);
    %   plot(time(:),power(:),time(:),PavgLine(:),time(:),Line(:))
        plot(time(:),power(:),time(:),PavgLine(:))
        grid on
        legend('p(t)','P_{avg}')
        X = get(gca,'Xlim');
        Y = get(gca,'Ylim');
        text(X(1) + 0.05*(X(2)-X(1)),Y(2)-0.05*(Y(2)-Y(1)),...
            ['P_{avg} = ',num2str(Pavg,'%4.2g'),' W'],...
            'BackgroundColor',[1 1 1],'Margin',2,...
            'EdgeColor','black','FontSize',FontS)
        title('Power')
        xlabel('Time (s)')
        ylabel('Power (W)')
    end
    if get(handles.Plot_H_B,'Value')
        figure (4);
        plotyy(time(:),H,time(:),B*1e3)
        [AX,H1,H2] = plotyy(time(:),H,time(:),B*1e3,'plot');
        set(get(AX(1),'Ylabel'),'String','H (A/m)')
        set(get(AX(2),'Ylabel'),'String','B (mT)')
        grid on
        xlabel('Time (s)')
        title('Magnetic Field and Mag. flux dens.')
        legend('H','B')
    end
end
guidata(hObject, handles);

```

# Prilog 3 – Program za proračun snage gubitaka primenom MKE

U ovom prilogu je dat programski kod za proračun snage gubitaka primenom metode konačnih elemenata (MKE). Program je napisan u programskom paketu MATLAB a koristi programski paket COMSOL 3.5 sa opcijom „Comsol with Matlab“.

```
% ----- <COMSOL> -----
ulaz.rin = rin;
ulaz.rout = rout;
ulaz.h = h;
ulaz.N = N;

Se = zeros(size(freq));
Sm = zeros(size(freq));
FluxB = zeros(size(freq));

for iter = 1:length(freq)
    ulaz.I = Imax(iter);
    ulaz.freq = freq(iter);
    ulaz.mur_core = mur;
    ulaz.epsr_core = er(iter);
    ulaz.sig_core = sig;

    [izlaz] = toroidal_core(ulaz); % ulaz je amplituda struje

    Se(iter) = izlaz.Se;
    Sm(iter) = izlaz.Sm;
    FluxB(iter) = izlaz.Flux;
end
% ----- <OBRADA> -----
[Ae,le,Ve]=eff_core_geom(rin,rout,h);

% Ukupna kompleksna snaga
S = Se + Sm;

% Ukupna snaga gubitaka (realni deo kompleksne snage P)
P = real(S);
Pv = P/Ve;
```

Potpogram **toroidal\_core** koji pokreće „Comsol with Matlab“

```
function [izlaz] = toroidal_core(ulaz)

% COMSOL Multiphysics Model M-file
% Generated by COMSOL 3.5a (COMSOL 3.5.0.603, $Date: 2008/12/03 17:02:19 $)

% ulaz : rin: untrasnji poluprecnik, rout: spoljasnji poluprecnik torusa, h: visina torusa
%      N, I, freq, sig, mur= mur'-j* mur'', epsr= epsr'-j*epsr''
% izlaz: snage koje se racunaju 1) ... 7)

% Odredjivanje gubitaka snage i energije preko normE, hormH
% 1) Pe = sig*normE^2
% 2) Pd = w*eps''*normE^2
% 3) Pm = w*mu''*normH^2
% 4) We = 0.5*eps'*norm(E)^2
% 5) Wm = 0.5*mu'*norm(H)^2
% 6) Se = (sig + j*w*eps)*normE^2
% 7) Sm = j*w*mu*normH^2
% S = Se + Sm
% Ukuopna snaga gubitaka P = Pe+Pd+Pm
```

```

% Re{S} = R*I^2 = Pe + Pd + Pm -> imaginarni deo mur mereno
% Im{S} = X*I^2 = 2*w*(Wm-We) -> realni deo mur mereno
% P = Pe + Pd + Pm;
% Q = 2*w*(Wm-We);

if length(ulaz.freq) > 1
    msgbox('Frekvencija ne moze biti niz','Poruka','error')
    return
end

fclear fem

% COMSOL version
clear vrsn
vrsn.name = 'COMSOL 3.5';
vrsn.ext = 'a';
vrsn.major = 0;
vrsn.build = 603;
vrsn.rcs = '$Name: $';
vrsn.date = '$Date: 2008/12/03 17:02:19 $';
fem.version = vrsn;

% Geometry
rin = ulaz.rin;
rout = ulaz.rout;
h = ulaz.h;
g1=rect2(rout-rin,h,'base','corner','pos',[rin,-h/2]);

% Analyzed geometry
clear s
s.objs={g1};
s.name={'R1'};
s.tags={'g1'};

fem.draw=struct('s',s);
fem.geom=geomcsg(fem);

% Dubina prodiranja
mu_init = real(ulaz.mur_core)*4*pi*1e-7;
skin_depth = 1/sqrt(pi*mu_init*ulaz.sig_core*ulaz.freq);
disp(['Skin depth =',num2str(skin_depth*1e3),'mm'])

% Initialize mesh
fem.mesh=meshinit(fem, 'haut0',5);

% Opterecenje
N = ulaz.N;
I = ulaz.I;
NI = N*I;
Jin = NI/(2*pi*rin);
Jout = -NI/(2*pi*rout);
Jtop = [num2str(NI/(2*pi),8),'/r'];
Jbottom = ['- ',num2str(NI/(2*pi),8),'/r'];
freq = ulaz.freq;
w = 2 * pi * freq;

% Application mode 1
clear appl
appl.mode.class = 'QuasiStatics';
appl.mode.type = 'axi';
appl.module = 'ACDC';
appl.gporder = 4;
appl.cporder = 2;
appl.sshape = 2;
appl.assignsuffix = '_emqap';
clear bnd
bnd.eltype = 'V0';
bnd.magtype = 'Js';
bnd Js0 = {{0;Jout},{0;Jin},{Jbottom;0},{Jtop;0}};
bnd.ind = [2,3,4,1];
appl.bnd = bnd;
clear equ
equ.sigma = ulaz.sig_core;
equ.epsilonr = ulaz.epsr_core;
equ.mur = ulaz.mur_core;
equ.ind = 1;

```

```

appl.equ = equ;
appl.var = {'nu','freq'};
fem.appl{1} = appl;
fem.sdim = {'r','z'};
fem.frame = {'ref'};
fem.border = 1;
clear units;
units.basesystem = 'SI';
fem.units = units;

% ODE Settings
clear ode
clear units;
units.basesystem = 'SI';
ode.units = units;
fem.ode=ode;

% Multiphysics
fem=multiphysics(fem);

% Extend mesh
fem.xmesh=meshextend(fem);

% Solve problem
fem.sol=femstatic(fem, ...
    'solcomp',{'V','psi','tArAz10','tArAz21','tArAz20'}, ...
    'outcomp',{'V','psi','tArAz10','tArAz21','tArAz20'}, ...
    'blocksize','auto');

% Plot solution
figure
postplot(fem,'tridata',{'abs(Bphi_emqap)','cont','internal','unit','mT','trimap','Rainbow','title','[B [mT], f = ',num2str(freq*1e-6),'MHz'], ...
    'axis',[rin,rout,-h/2,h/2]});

% figure
postplot(fem, ...
    'tridata',{'abs(Hphi_emqap)','cont','internal','unit','A/m'}, ...
    'trimap','Rainbow', ...
    'title','[H [A/m], f = ',num2str(freq*1e-6),'MHz'], ...
    'axis',[rin,rout,-h/2,h/2]);

eps0 = 8.85e-12; mu0 = 4*pi*1e-7;

% 1) Pe = sig*normE^2
Pe = ulaz.sig_core * postint(fem,'2*pi*r*normE_emqap^2','unit','W','recover','off','dl',1,'solnum','all');
% 2) Pd = w*eps*normE^2
Pd = w*imag(conj(ulaz.epsr_core))*eps0 * postint(fem,'2*pi*r*normE_emqap^2','unit','W','recover','off','dl',1,'solnum','all');
% 3) Pm = w*mu*normH^2
Pm = w*imag(conj(ulaz.mur_core))*mu0*postint(fem,'2*pi*r*normH_emqap^2','unit','W','recover','off','dl',1,'solnum','all');
% 4) We = 0.5*eps*norm(E)^2
We = 0.5*real(ulaz.epsr_core)*eps0*postint(fem,'2*pi*r*normE_emqap^2','unit','J','recover','off','dl',1,'solnum','all');
% 5) Wm = 0.5*mu*norm(H)^2
Wm = 0.5*real(ulaz.mur_core)*mu0*postint(fem,'2*pi*r*normH_emqap^2','unit','J','recover','off','dl',1,'solnum','all');
% 6) Se = (sig + j*w*eps)*normE^2
Se=conj(ulaz.sig_core+1i*w*ulaz.epsr_core)*eps0*postint(fem,'2*pi*r*normE_emqap^2','unit','W','recover','off','dl',1,...
    'solnum','all');
% 7) Sm = j*w*mu*normH^2
Sm = 1i*w*ulaz.mur_core*mu0*postint(fem,'2*pi*r*normH_emqap^2','unit','W','recover','off','dl',1,'solnum','all');
% Fluks vektora B
flux = postint(fem,'Bphi_emqap','unit','Wb','recover','off','dl',1,'solnum','all');

izlaz.Pe = Pe;
izlaz.Pd = Pd;
izlaz.Pm = Pm;
izlaz.We = We;
izlaz.Wm = Wm;
izlaz.Se = Se/2;
izlaz.Sm = Sm/2;
izlaz.Flux = flux/sqrt(2);
end

```