

**KATEDRA
ELEKTROENERGETIKY**

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V PRAZE**

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ



**MAGNETICKÉ VLASTNOSTI
NANOKRYSTALICKÝCH JADER
PRO MĚŘÍCÍ
TRANSFORMÁTORY PROUDU**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

KVĚTEN 2022

**KRISTIÁN
HUDEC**

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Hudec** Jméno: **Kristián** Osobní číslo: **466050**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektroenergetiky**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Elektroenergetika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Magnetické vlastnosti nanokrystalických jader pro měřicí transformátory

Název diplomové práce anglicky:

Magnetic properties of nanocrystalline cores for instrument transformers

Pokyny pro vypracování:

- 1) Rešerše publikací v oblasti využití nanokrystalických materiálů pro jádra měřících transformátorů.
- 2) Návrh, realizace a ověření vlastností transformátoru s nanokrystalickým jádrem pro měření proudu.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Kopeček Jan a Miloš Dvořák. Přístrojové transformátory (měřicí a jističí). Praha, ACADEMIA, 1988.
- [2] Záborský Karel. Struktura, vlastnosti a stabilita perspektivních slitin. Disertační práce, Brno, Vysoké Učení Technické v Brně, 2009.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Jan Hlaváček, Ph.D. katedra elektroenergetiky FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **18.02.2022**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **19.02.2024**

Ing. Jan Hlaváček, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 20. května 2022

ABSTRAKT

Cílem této práce je proměření magnetických vlastností nanokrystalických jader pro měřicí transformátory proudu. V teoretické části práce je dán důraz na metodiku návrhu proudového měřícího transformátoru a magnetické vlastnosti nanokrystalických magneticky měkkých slitin. V praktické části bylo zrealizováno a vyhodnoceno měření magnetických vlastností dvou vzorků nanokrystalických jader. Byla proměřena permeabilita ve frekvenčním rozsahu 50 - 100 000 Hz, z naměřených hodnot byly sestrojeny hysterezní smyčky při konstantní intenzitě magnetického pole. Dále bylo provedeno měření naprázdno ve frekvenčním rozsahu 50 - 10 000 Hz k určení závislosti ztrátového výkonu na velikosti magnetické indukce. Rovněž byly transformátory proměřeny při jmenovité zátěži pro různé hodnoty primárního proudu k zjištění chyby proudu.

Klíčová slova: Proudový transformátor, nanokrystalické slitiny, magnetické vlastnosti

ABSTRACT

The goal of this work is to measure the magnetic properties of nanocrystalline cores for use in current transformers. In the theoretical part of the thesis, emphasis is given to the design methodology of the current transformer and the magnetic characteristics of soft magnetic nanocrystalline alloys. In the practical part, magnetic characteristics of two samples of nanocrystalline cores were measured and evaluated. The permeability was measured in the frequency range of 50 - 100 000 Hz. From the measured values hysteresis loops were constructed at constant magnetic field intensity. Furthermore, an open circuit measurement was realized in the frequency range of 50 - 10 000 Hz to determine the dependence of the power loss on the magnitude of the magnetic flux density. Also, the transformers were measured at nominal load for different values of primary current to determine the current error.

Keywords: Current transformer, nanocrystalline alloys, magnetic characteristics

OBSAH

ÚVOD	1
KAPITOLA 1: PŘÍSTROJOVÉ TRANSFORMÁTORY PROUDU	2
1.1 PRINCIP FUNGOVÁNÍ PŘÍSTROJOVÝCH TRANSFORMÁTORŮ PROUDU	2
1.2 KONSTRUKČNÍ TYPY PŘÍSTROJOVÝCH TRANSFORMÁTORŮ PROUDU	3
1.2.1 Podpěrné provedení transformátoru	3
1.2.2 Tyčové provedení transformátoru	3
1.2.3 Násuvné provedení transformátoru	4
1.2.4 Průchodkové provedení transformátoru.....	5
1.3 NÁHRADNÍ SCHÉMA A VEKTOROVÝ DIAGRAM	6
1.4 KOMPLEXNÍ DIAGRAM CHYB	8
1.5 PRACOVNÍ OBLASTI A PŘESNOST TRANSFORMÁTORU	11
KAPITOLA 2: NÁVRH MĚŘÍČÍHO TRANSFORMÁTORU PROUDU	13
2.1 SESTAVENÍ NÁHRADNÍHO SCHÉMATU	13
2.2 VSTUPNÍ PARAMETRY	13
2.3 NÁVRH PRIMÁRNÍHO VINUTÍ	13
2.4 NÁVRH SEKUNDÁRNÍHO VINUTÍ	14
2.5 NÁVRH MAGNETICKÉHO OBVODU	15
2.6 VÝPOČET POLE SKUTEČNÝCH CHYB TRANSFORMÁTORU	15
2.6.1 Výpočet z měrného budícího proudění.....	16
2.6.2 Výpočet z měrného budícího příkonu	16
2.6.3 Výpočet z měrné budící admitance	17
2.7 VÝPOČET NADPROUDOVÉ CHARAKTERISTIKY	17
2.7.1 Výpočet z chyby proudu.....	18
2.7.2 Výpočet z budící charakteristiky	18
KAPITOLA 3: NANOKRYSTALICKÁ JÁDRA PRO MĚŘÍČÍ TRANSFORMÁTORY A MAGNETICKÉ VLASTNOSTI	20
3.1 MAGNETICKÉ VLASTNOSTI LÁTEK	20
3.2 MAGNETICKÉ VLASTNOSTI NANOKRYSTALICKÝCH MATERIÁLŮ	22
3.3 APLIKACE NANOKRYSTALICKÝCH MATERIÁLŮ	23
KAPITOLA 4: KONSTRUKCE A MĚŘENÍ MAGNETICKÝCH VLASTNOSTÍ SESTAVENÉHO TRANSFORMÁTORU	24
4.1 POPIS TRANSFORMÁTORU A PRACOVNÍ MÍSTĚ	24
4.1.1 Nanokryсталická jádra	24
4.1.2 Vinutí transformátoru.....	24
4.1.3 Použité přístroje.....	25
4.2 MĚŘENÍ PERMEABILITY A DYNAMICKÉ HYSTERÉZNÍ SMYČKY	29
4.3 MĚŘENÍ NAPRÁZDNO	30

4.4 MĚŘENÍ PŘI JMENOVITÉ ZÁTĚŽI	31
4.5 VÝSLEDKY MĚŘENÍ	32
4.5.1 Závislost relativní permeability nanokrystalického jádra na frekvenci budícího napětí...32	
4.5.2 Závislost velikosti ztrátového výkonu na velikosti magnetické indukce	34
4.5.3 Dynamická hysterezní smyčka	35
4.5.4 Chyba proudu.....	36
4.6 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ.....	37
ZÁVĚR.....	39
LITERATURA.....	41

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1 Schéma zapojení měřícího transformátoru proudu [1]	2
Obrázek 2 Schéma podpěrného transformátoru proudu [2]	3
Obrázek 3 Schéma tyčového transformátoru proudu [2]	4
Obrázek 4 Násuvný transformátor proudu [3]	5
Obrázek 5 Průchodkový transformátor proudu [4]	5
Obrázek 6 Náhradní schéma proudového transformátoru [1]	6
Obrázek 7 Zjednodušený vektorový diagram transformátoru proudu s břemenem Z [1]	7
Obrázek 8 Odvození komplexního diagramu chyb [1]	9
Obrázek 9 Komplexní diagram chyb [1]	10
Obrázek 10 Ideální (1,2) a skutečné (3,4) nadproudové charakteristiky transformátorů proudu. Měřícího (1,3), jistícího (2,4)[1]	11
Obrázek 11 závislost koercivity na průměru zrna materiálu [5]	22
Obrázek 12 Jádru Antainano s navinutým sekundárním vinutím	24
Obrázek 13 Jádru VacuumSchmelze s navinutým sekundárním vinutím	25
Obrázek 14 Funkční generator Keithley 3390	25
Obrázek 15 Zesilovač Yamaha P7000S	26
Obrázek 16 Zesilovač Sinbosen FP14000	26
Obrázek 17 Zesilovač AR 800A3	27
Obrázek 18 snižovací transformátor TRONIC 0705161	27
Obrázek 19 Bočníky použité k měření proudu	28
Obrázek 20 Osciloskop InfiniiVision DSOX3034A	28
Obrázek 21 Schéma zapojení při měření permeability	29
Obrázek 22 Schéma zapojení při měření naprázdno	30
Obrázek 23 Schéma zapojení při měření při jmenovité zátěži	31

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1 Dovolené chyby transformátorů proudu v měřícím rozsahu podle doporučení IEC[1]	12
Tabulka 2 Nanokrystalická jádra zvolená k měření ..	24
Tabulka 3 Vypočtené hodnoty permeability vzorků pro frekvenční rozsah 50 - 100 000 Hz	32
Tabulka 4 Vypočtené chyby proudu pro různé hodnoty primárního proudu	36

ÚVOD

Nedílnou součástí silnoproudých aplikací je měření a jištění. S tímto účelem jsou konstruovány přístrojové transformátory. Přesněji měřicí transformátory proudu jsou vhodné k měření vysokých proudů z důvodu galvanického oddělení měřících přístrojů vůči vysokým měřeným proudům. Měřicí transformátory nejsou jediným způsobem, jak lze měřit vysoké proudy, existuje množství alternativních způsobů (Rogowského cívka, Hallovy senzory). Měřicí transformátor je výhodný pro své relativně nízké pořizovací náklady, dobrou třídu přesnosti a relativně vysokou životnost.

Klíčovým faktorem pro jakékoliv měření, a tedy i měření přístrojovým transformátorem je přesnost měření. Je důležité navrhnout takové konstrukční řešení, při kterém bude dosažena efektivně vysoká třída přesnosti. K tomu lze využít mimo jiné i různé materiálové řešení jednotlivých částí měřícího transformátoru.

Tato práce se zaměřuje na návrh a konstrukci měřícího transformátoru, za použití magnetického jádra z nanokrystalické slitiny, která slibuje lepší magnetické vlastnosti, například vysokou permeabilitu, a tedy vysokou hodnotu magnetizace, nízkou hodnotu koercivity, nízké ztráty v železe a nízké ztráty vířivými proudy. Díky těmto vlastnostem by měl mít transformátor nižší ztrátový výkon oproti transformátoru s běžně používaným magnetickým obvodem. Proto lze předpokládat i lepší třídu přesnosti oproti geometricky srovnatelným běžným měřícím transformátorům proudu.

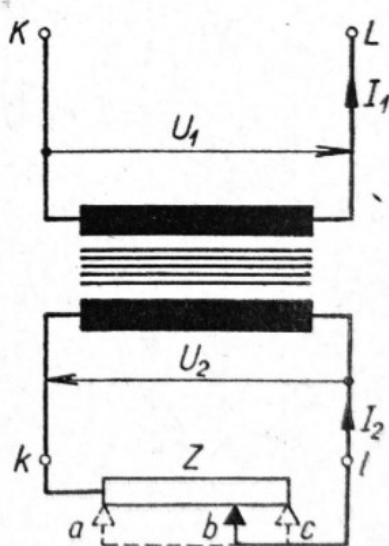
V praktické části bude na vzorky nanokrystalických jader navinuto sekundární vinutí a budou proměřeny některé magnetické charakteristiky. Cílem je změřit závislost permeability na frekvenci budícího napětí, závislost ztrátového výkonu na velikosti magnetické indukce a zjistit chybu proudu měřením při jmenovité zátěži. Z naměřených hodnot bude dále možné sestavit grafy hysterezních smyček pro konstantní intenzitu magnetického pole. Všechny naměřené charakteristiky budou graficky zpracovány. Předpokládaným výsledkem je relativní permeability vyšší než 30 000 při frekvenci 50 Hz, nízké ztráty a nízká chyba proudu.

Naměřená data a soubory výpočtů jsou součástí elektronické přílohy.

KAPITOLA 1: PŘÍSTROJOVÉ TRANSFORMÁTORY PROUDU

Přístrojové transformátory proudů mají v energetice široké využití. Hlavním rozdílem od výkonových a přístrojových napěťových transformátorů je primární vinutí zapojeno v sérii s vedením, s tím souvisí potřeba jiného konstrukčního provedení přístrojových transformátorů proudů. Primárním vinutím bývá zpravidla samotný měřený vodič, který prochází toroidním jádrem, na kterém je navinuto sekundární vinutí. Existují ale i jiná konstrukční provedení, například tyčový transformátor s vestavěným primárním vinutím ve formě tyče či pásu. Přístrojové transformátory mohou v obvodu zastávat jistící či měřící funkci. Tato práce se zabývá přístrojovými transformátory proudů měřícími.

Měřící transformátory jsou typem přístrojových transformátorů, sloužících pro měření velkých střídavých proudů a napětí, které nelze měřit přímými metodami. Transformují hodnoty primárního proudu na nižší hodnoty, které neohrozí běžný měřící přístroj, a tedy je lze změřit. Měřící transformátory tedy slouží především k oddělení citlivých měřících přístrojů od vysoko proudových obvodů.



Obrázek 1 Schéma zapojení měřícího transformátoru proudu[1]

1.1 Princip fungování přístrojových transformátorů proudů

Přístrojové transformátory proudů fungují stejně jako ostatní transformátory na principu elektromagnetické indukce. Pokud primárním vinutím protéká střídavý proud, pak se uzavírá přes magnetický obvod magnetický indukční tok a v důsledku jeho časové změny se v sekundárním vinutí indukuje napětí a protéká jím indukovaný proud.

Velikost indukovaného proudu v sekundárním vinutí závisí na převodu přístrojového transformátoru. Ten je definován jako poměr primárního jmenovitého a sekundárního jmenovitého proudu. Převod transformátoru je roven poměru mezi počtem závitů primárního a sekundárního vinutí.

$$k_I = \frac{I_{1n}}{I_{2n}} \quad (1.1)$$

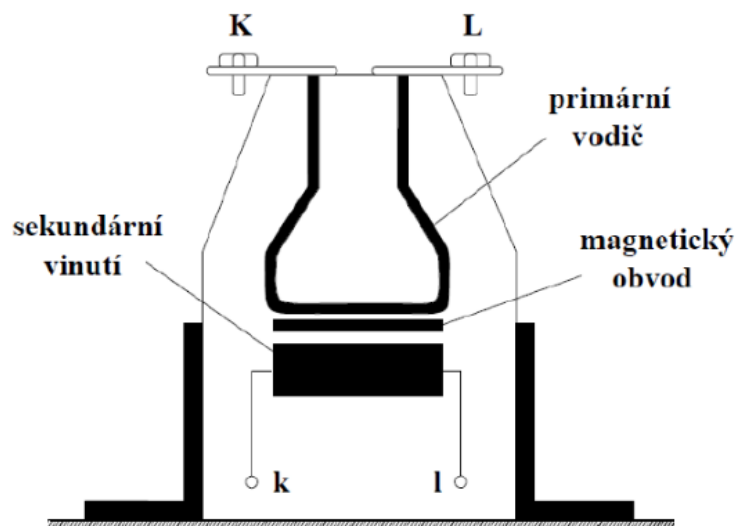
I_{1n} I_{2n}jmenovitý primární a jmenovitý sekundární proud [A]

1.2 Konstrukční typy přístrojových transformátorů proudu

V praxi je možné se setkat s různými konstrukčními provedeními přístrojových transformátorů proudu. Konstrukční provedení závisí na několika faktorech. Při návrhu je brána v úvahu požadovaná třída přesnosti, jmenovitá impedance zátěže, zkratový proud, rozměrové možnosti transformátoru a nadproudové číslo. Při provozu transformátoru se uzemňuje jedna svorka každého vinutí. Pokud má transformátor například více sekundárních vinutí a některé zůstanou nepoužité, je potřeba ho zkratovat a uzemnit.

1.2.1 Podpěrné provedení transformátoru

Podpěrné transformátory mají svorky vyvedeny na vrchní stranu izolačního tělesa. Sekundární svorky se nacházejí na čelní straně transformátoru. Ve spodní straně je transformátor uchycen v uzemněném rámu. Podpěrné transformátory jsou konstruovány jako jedno závitové pro jmenovité proudy od 400 A do 3 200 A, nebo pro nižší primární proudy (10–600 A) se používá více závitů na primární straně. Transformátor zároveň může sloužit jako podpěrka

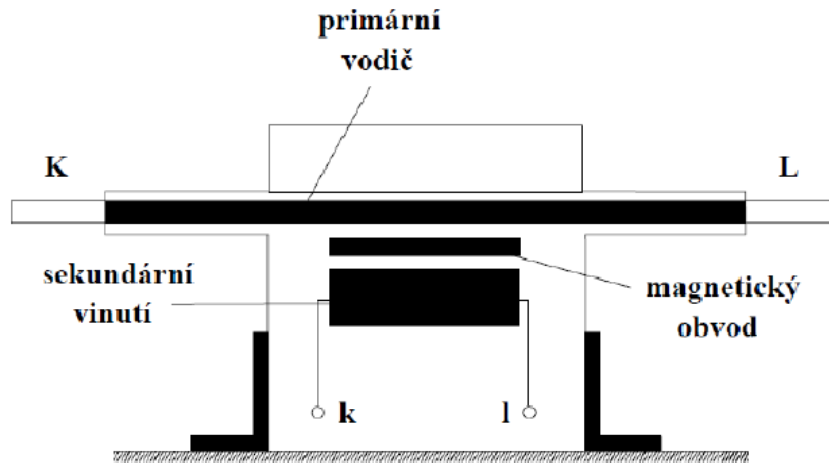


Obrázek 2 Schéma podpěrného transformátoru proudu [2]

1.2.2 Tyčové provedení transformátoru

U tyčových transformátorů je primární vodič vestavěn uvnitř transformátoru. Zpravidla se jedná o tyč nebo pás. Svorky primárního vinutí jsou na přední a zadní straně transformátoru. Při

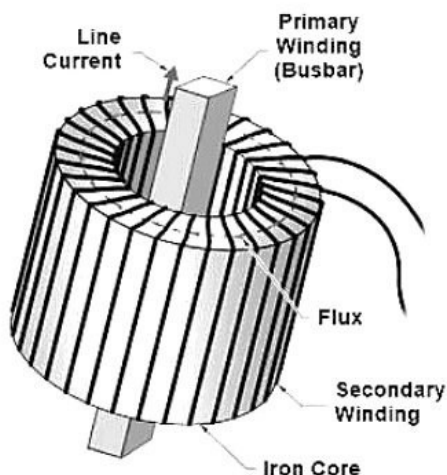
některých aplikacích se dají použít jako průchodky. Tyčové transformátory jsou zpravidla jednozávitové a používají se pro jmenovité proudy od 100 A do 2500 A.



Obrázek 3 Schéma tyčového transformátoru proudu [2]

1.2.3 Násuvné provedení transformátoru

Násuvné transformátory proudu nemají na rozdíl od tyčových transformátorů vestavěné primární vinutí. Násuvný transformátor je tvořen magnetickým obvodem, na kterém je navinuto sekundární vinutí. Magnetický obvod může být čtvercového tvaru nebo prstencového (toroidního) tvaru. Primárním vinutím je měřený vodič, na který se transformátor nasouvá. Jmenovitý primární proud může dosahovat až 6000 A. Násuvný transformátor proudu je sestaven z čtvercového magnetického obvodu, na kterém je navinuto sekundární vinutí. Primární vodič se nasouvá do izolované dutiny transformátoru.



Obrázek 4 Násuvný transformátor proudu [3]

1.2.4 Průchodkové provedení transformátoru

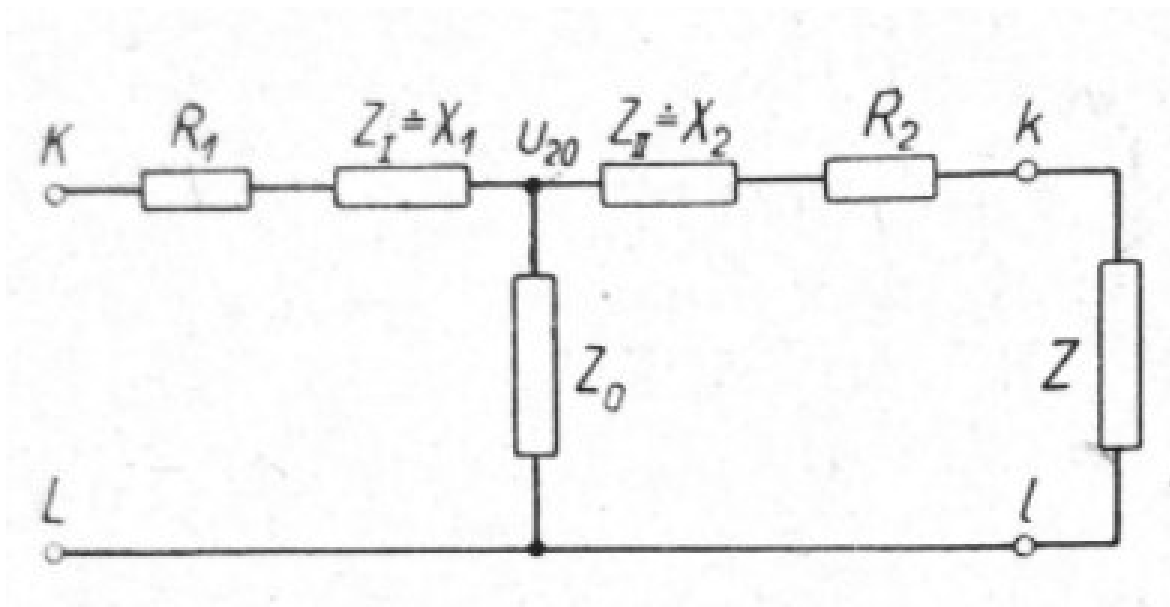
Průchodkové provedení transformátorů je konstrukčně blízké násuvnému provedení. Svou konstrukcí jsou ale uzpůsobeny jako průchodky. Na násuvné konstrukci se nachází jedno či více sekundárních vinutí, podle potřeby použití. Primární vodič je připojen na čelní plochu transformátoru, na kterou je vyveden polovodivý nátěr. Vnitřní dutina transformátoru je rovněž opatřena polovodivým nátěrem. Běžné použití průchodkových transformátorů je v rozvodnách pro měření jmenovitých proudů do 5000 A.



Obrázek 5 Průchodkový transformátor proudu [4]

1.3 Náhradní schéma a vektorový diagram

Pro analýzu přístrojového transformátoru je potřeba sestavit náhradní schéma. U proudového transformátoru je vhodné zvolit jako náhradní schéma T článek. Náhradní schéma proudového transformátoru je na obrázku 6.



Obrázek 6 Náhradní schéma proudového transformátoru [1]

Pro sestavení obvodových rovnic jsou využity Kirchhoffovy zákony. Je-li napětí U_1 na svorkách primárního vinutí transformátoru, tedy mezi body K a L, pak platí, že

$$U_1 = I_1 R_1 + I_1 Z_1 + U_{20} \quad (1.2)$$

U_1napětí na svorkách primárního vinutí [V]

U_{20}indukované napětí [V]

I_1proud primárním vinutím [A]

R_1odpor primárního vinutí [Ω]

Z_1reaktance primárního vinutí [Ω]

Pro napětí U_2 na břemeni Z, na sekundární straně transformátoru, analogicky platí:

$$U_2 = I_2 R_2 + I_2 Z_2 + U_{20} \quad (1.3)$$

$$U_{20} = I_2 (R_2 + Z_2 + Z) = I_2 (Z + Z_i) = I_2 Z_c \quad (1.4)$$

U_2napětí na břemeni transformátoru [V]

U_{20}indukované napětí [V]

I_2proud sekundárním vinutím [A]

R_2odpor sekundárního vinutí [Ω]

Z_1reaktance sekundárního vinutí [Ω]

Napětí U_{20} , tedy indukované napětí, předbíhá před sekundárním proudem I_2 o úhel β_c

$$\operatorname{tg} \beta_c = \frac{X_2 + R}{R_2 + R} \quad (1.5)$$

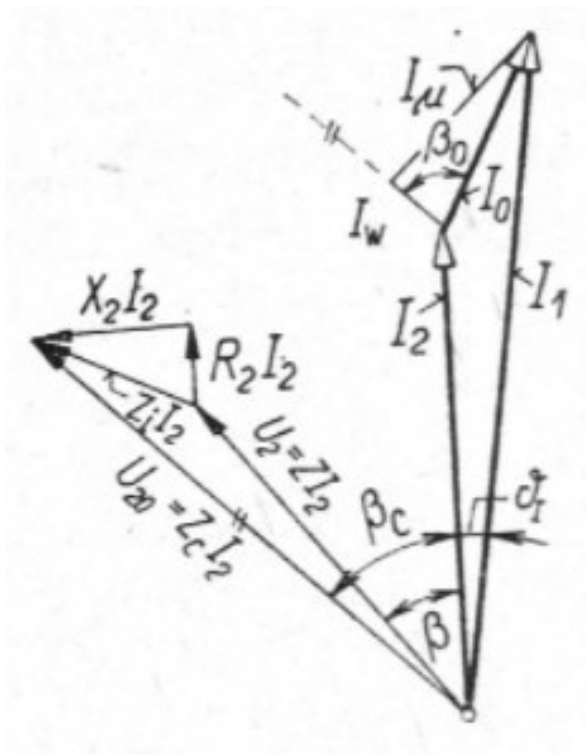
Vyjádříme-li i výpočet účinníku je možné sestavit vektorový diagram transformátoru proudu, kde Z je břemeno transformátoru. K určení účinníku je potřeba znát zátěž na sekundární straně transformátoru. Ta odpovídá impedanci jednotlivých přístrojů připojených k sekundární straně transformátoru. Lze tedy počítat se známým vztahem pro impedanci:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (1.6)$$

Účinník je poté vyjádřen následujícím vztahem.

$$\cos \beta = \frac{1}{\sqrt{\frac{X^2}{R^2} + 1}} \quad (1.7)$$

$\cos \beta$účinník transformátoru



Obrázek 7 Zjednodušený vektorový diagram transformátoru proudu s břemenem Z [1]

Vektorový diagram na obrázku 7 uvažuje stejný počet závitů na primárním vinutí i na sekundárním vinutí transformátoru. V takovém případě by měly být proudy I_1 a I_2 totožné. Rozdíl mezi nimi způsobuje proud I_0 , jenž se skládá z magnetizačního proudu I_μ a proudu respektující ztráty v železe I_w . Proud I_0 způsobuje chybu proudu transformátoru ε_i a chybu úhlu δ_i . Velikost fázoru proudu I_0 je závislá na velikosti indukovaného napětí U_{20} , jelikož je indukované napětí U_{20} přímo úměrné velikosti magnetické indukce v magnetickém obvodu transformátoru. Pokud je známo, že se se vzrůstající zátěží roste napětí U_2 a tedy i indukované napětí U_{20} , pak musí být proud I_0 rovněž závislý na velikosti zátěže. [1]

1.4 Komplexní diagram chyb

Z vektorového diagramu je patrné, že existuje odchylka skutečné hodnoty a úhlu sekundárního proudu I_2 od vypočtené hodnoty. Tato odchylka implikuje existenci chyby proudu a chyby úhlu. K jejich analýze lze využít komplexní diagram chyb.

K sestavení komplexního diagramu je vhodné zavést místo proudů proudění. Tím se lze vyhnout počítání se závitovým převodem.

$$F_v = N_v I_v \quad (1.8)$$

$$F_0 = N_v I_{v0} \quad (1.9)$$

F_v, F_0 proudění vinutím a proudění způsobující chybu proudu [Az]

I_v, I_{v0} proud vinutím a proud způsobující chybu proudu [A]

N_v počet závitů

Proudění jsou vztažena na stejný magnetický obvod se střední délkou l_m . Dalším zjednodušením je tedy výpočet měrných proudění.

$$a_v = \frac{F_v}{l_m} = \frac{N_v I_v}{l_m} \quad (1.10)$$

$$a_0 = \frac{F_0}{l_m} = \frac{N_v I_{v0}}{l_m} \quad (1.11)$$

a_v, a_0 měrné proudění vinutím a měrné proudění způsobující chybu proudu [A/m]

l_m střední délka magnetického obvodu [m]

Stejně jako u proudu I_0 se i a_0 skládá z magnetizačního měrného proudění a_μ a měrného proudění respektující ztráty v železe a_{Fe} . Proto platí vztah (1.12)

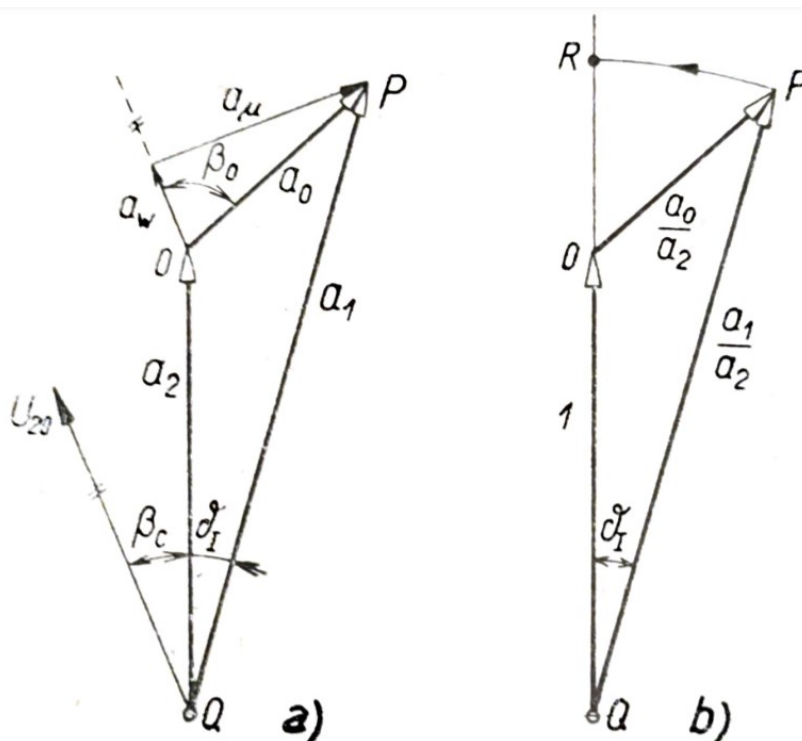
$$a_0 = \sqrt{a_{\mu}^2 + a_{Fe}^2} \quad (1.12)$$

a_v, a_0měrné proudění magnetizační měrné proudění respektující ztráty v železe [A/m]

Zpoždění vektoru a_0 za vektorem U_{20} lze vyjádřit ze vztahu:

$$\operatorname{tg} \beta_0 = \frac{a_{\mu}}{a_{Fe}} \quad (1.13)$$

Z vektorového diagramu lze postupně odvodit komplexní diagram chyb. V prvním kroku se proudová část vektorového diagramu překreslí s nahrazenými měrnými prouděními místo proudů (levá část obrázku 8). V dalším kroku se zavede a_2 jako jednotková délka (pravá část obrázku 8). [1]



Obrázek 8 Odvození komplexního diagramu chyb [1]

Pro sestavení komplexního diagramu chyb je potřeba definovat chybu proudu. Vezmeme-li za předpoklad, že jmenovitý převod transformátoru proudu je roven závitovému převodu, pak je možné vyjádřit vztah pro chybu proudu (1.14).

$$\varepsilon_i = \frac{I_2 N_2 - I_1 N_1}{I_1 N_1} = \frac{a_2 - a_1}{a_1} \quad (1.14)$$

a_2, a_1měrné proudění primárním a sekundárním vinutím [A/m]

ε_ichyba proudu

Po zavedení jednotkové délky lze určit vztahy pro délky jednotlivých úseků.

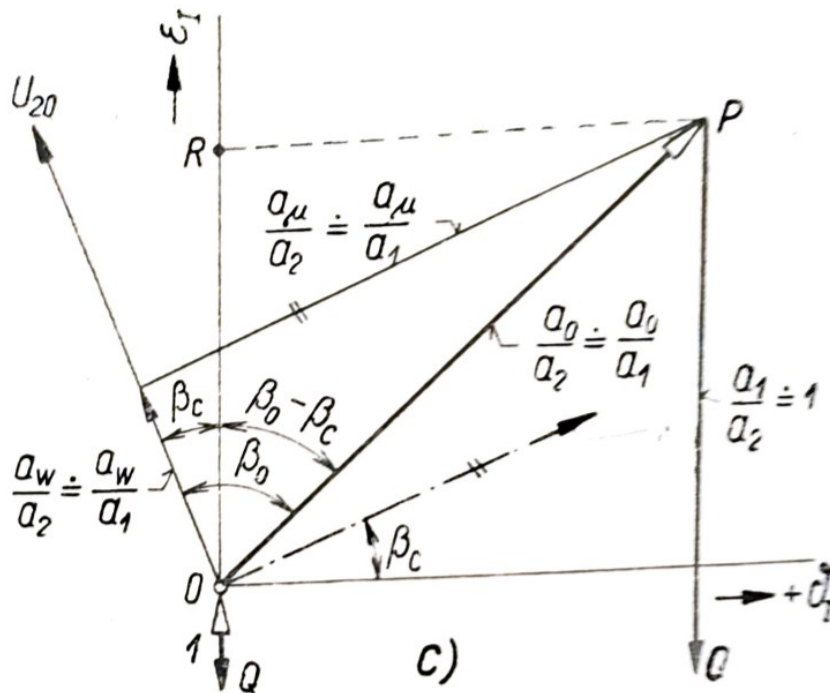
$$|QO| = \frac{a_2}{a_2} = 1 \quad (1.15)$$

$$|QP| = \frac{a_1}{a_2} = \frac{a_2}{a_2} * \frac{1}{1 + \varepsilon_i} \quad (1.16)$$

$$|OP| = \frac{a_0}{a_2} = \frac{a_0}{a_1} * \frac{1}{1 + \varepsilon_i} \quad (1.17)$$

$$|OR| = |QR| - |QO| = \frac{1}{1 + \varepsilon_i} - 1 = \frac{-\varepsilon_i}{1 + \varepsilon_i} \quad (1.18)$$

Úhel, který svírají úsečky QO a QP je roven chybě úhlu δ_i . Po provedených úpravách lze sestavit komplexní diagram chyb, kde na ose y se nachází chyba proudu ε_i a na ose x se nachází chyba úhlu δ_i . [1]



Obrázek 9 Komplexní diagram chyb [1]

V rovnici (1.18) je ve jmenovateli člen $1 + \varepsilon_i$, ε_i je možné vůči jedné zanedbat a upravit rovnici na tvar

$$|OR| = -\varepsilon_i \quad (1.19)$$

Po zanedbání ε_i ve jmenovateli rovnice (1.17) vyjadřuje vektor OP celkovou chybu proudu.

$$a_I = \frac{a_0}{a_1} 100 \quad (1.20)$$

Bod P na komplexním diagramu chyb (obrázek 5) tedy určuje hodnotu chyby proudu ε_i a hodnotu chyby úhlu δ_i . Z komplexního diagramu chyb a rovnice (1.20) pak můžeme vyjádřit vztahy pro chybu proudu ε_i a chybu úhlu δ_i . [1]

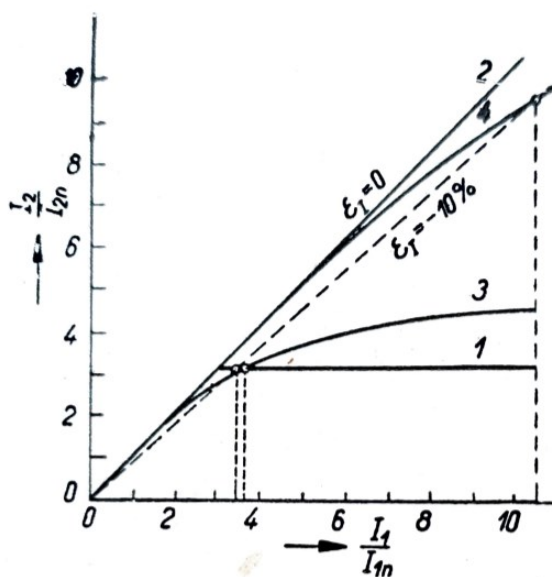
$$\varepsilon_i = -\frac{a_0}{a_1} \cos(\beta_0 - \beta_c) 100 \quad (1.21)$$

$$\delta_i = 34,40 \frac{a_0}{a_1} \sin(\beta_0 - \beta_c) 100 \quad (1.22)$$

1.5 Pracovní oblasti a přesnost transformátoru

Přístrojové transformátory proudu pracují ve dvou oblastech. Při provozu za normálních podmínek pracuje transformátor v provozní oblasti. Pokud dojde k poruchovým stavům v síti nebo k přetížení, pracuje transformátor v oblasti nadproudové. Mezi pracovními oblastmi je krajní provozní proud, což je nejvyšší možný proud primárního vinutí, při kterém není překročena dovolená trvalá teplota jakékoliv části transformátoru.

Závislost sekundárního proudu na primárním proudu v nadproudové oblasti je nadproudová charakteristika. Skutečná nadproudová charakteristika je vlivem ferromagnetismu nelineární. Obvykle se vynášá v grafu, kde na ose x je poměr primárního proudu a jmenovitého primárního proudu a na ose y je poměr sekundárního proudu a jmenovitého sekundárního proudu. V grafu na obrázku 6 jsou vyneseny ideální a skutečné nadproudové charakteristiky přístrojových transformátorů jistících a měřících a úsečka $\varepsilon_i = -10\%$. Ta slouží k určení nadproudového čísla, které je definováno jako násobek jmenovitého primárního proudu, při kterém hodnota chyby proudu ε_i je rovna -10% . [1]



Obrázek 10 Ideální (1,2) a skutečné (3,4) nadproudové charakteristiky transformátorů proudu. Měřícího (1,3), jistícího (2,4)[1]

Nadproudová charakteristika a nadproudové číslo určuje přesnost transformátoru v nadproudové oblasti. Pokud transformátor pracuje v provozní oblasti, je přesnost definována jeho třídou přesnosti T_p .

Třída přesnosti T_p stanovuje maximální dovolené chyby transformátorů za stanovených podmínek. Třída přesnosti se určuje zvláště pro chybu proudu ε_i a chybu úhlu δ_i . V tabulce 1 jsou uvedeny rozsahy jednotlivých tříd přesnosti podle IEC. [1]

Tabulka 1 Dovolené chyby transformátorů proudu v měřícím rozsahu podle doporučení IEC[1]

T_p	$\pm \varepsilon_I$ [%] při primárním proudu rovném				$\pm \delta_I$ [°] při primárním proudu rovném			
	10 % I_{1n}	20 % I_{1n}	100 % I_{1n}	120 % I_{1n}	10 % I_{1n}	20 % I_{1n}	100 % I_{1n}	120 % I_{1n}
0,1	0,25	0,2	0,1	0,1	10	8	5	5
0,2	0,5	0,35	0,2	0,2	20	15	10	10
0,5	1	0,75	0,5	0,5	60	45	30	30
1	2	1,5	1	1	120	90	60	60
	50 % I_{1n}		100 % I_{1n}		není určeno			
3	3		3					
5	5		5					

KAPITOLA 2: NÁVRH MĚŘÍCÍHO TRANSFORMÁTORU PROUDU

2.1 Sestavení náhradního schématu

V první části návrhu měřícího transformátoru je sestrojeno náhradní schéma transformátoru. Je tedy zapotřebí vypočítat parametry jednotlivých prvků náhradního schématu.

Nejdříve je potřeba vypočítat odpory vinutí za pomoci vzorce (2.1)

$$R_V = \rho_v \frac{l_v}{S_{v_v}} \quad (2.1)$$

R_Vodpor vinutí [Ω]

ρ_vměrný odpor vinutí [Ωm]

l_vdélka vinutí [m]

S_{v_v}průřez vodiče [m^2]

ρ_v závisí na materiálu vinutí. a l_v lze určit na základě geometrického provedení vinutí.

Při návrhu transformátoru proudu se vychází z požadovaných hodnot. Což znamená požadovaná jmenovitá zátěž P_n , požadovaná třída přesnosti a požadované jmenovité nadproudové číslo n_n . Zároveň je potřeba při návrhu transformátoru vyhovět požadavkům na izolační bezpečnost a odolnost před zkratem. Tyto vlastnosti jsou charakterizovány jmenovitým izolačním napětím U_{is} a zkratovou třídou T_z . Při návrhu měřícího transformátoru je potřeba dále specifikovat základní konstrukční parametry. Je potřeba zvolit vhodný materiál ferromagnetického obvodu a materiál vinutí. [1]

2.2 Vstupní parametry

Při návrhu přístrojového transformátoru proudu je potřeba vycházet z požadovaných parametrů hotového přístroje. Jedná se zejména o jmenovitý výkon transformátoru P , nadproudové číslo n , jmenovitý proud primárního a sekundárního vinutí I_{1n} a I_{2n} , požadovanou třídu přesnosti t_p , napěťovou hladinu U a jmenovitý krátkodobý proud I_{th} .

2.3 Návrh primárního vinutí

V prvním kroku návrhu měřícího transformátoru proudu je určen průřez vodiče primárního vinutí. K jeho určení je potřeba znát zkratovou třídu a velikost jmenovitého primárního proudu.

$$S_{v1} = \frac{I_{1n}}{\sigma_1} \quad (2.2)$$

S_{v1}průřez vodiče primárního vinutí[mm²]

σ_1proudová hustota [A/mm²]

I_{1n}jmenovitý primární proud [A]

$$\sigma_1 = \frac{\sigma_{\vartheta n}}{\mathcal{T}_Z} \quad (2.3)$$

$\sigma_{\vartheta n}$proudová hustota ve vodičích primárního vinutí při jmenovitém tepelném proudu [A/mm²]

\mathcal{T}_Zzkratová třída

Průřez celého primárního vinutí transformátoru je poté dán vztahem (2.5) [1]

$$S_{cv} = \frac{N_1 S_{v1}}{\kappa_{c1}} \quad (2.4)$$

S_{cv}průřez primárního vinutí[mm²]

N_1počet závitů primárního vinutí

κ_{c1}součinitel plnění primárního vinutí

2.4 Návrh sekundárního vinutí

Obdobně jako u návrhu primárního vinutí se postupuje i při návrhu sekundárního vinutí.

Na rozdíl od primárního vinutí je potřeba u sekundárního vinutí určit počet závitů.

Provede se tak na základě poměru jmenovitého primárního a jmenovitého sekundárního proudu.

$$N_2 = \frac{N_1 I_{1n}}{I_{2n}} \quad (2.5)$$

N_2počet závitů sekundárního vinutí

Shodně s návrhem primárního vinutí je potřeba určit průřez vodiče sekundárního vinutí.

$$S_{v2} = \frac{I_{2n}}{\sigma_2} \quad (2.6)$$

S_{v2}průřez vodiče sekundárního vinutí[mm²]

σ_2proudová hustota [A/mm²]

I_{2n}jmenovitý sekundární proud [A]

$$\sigma_2 = \frac{\sigma_{\theta n}}{J_Z} \quad (2.7)$$

$\sigma_{\theta n}$proudová hustota ve vodičích sekundárního vinutí při jmenovitém tepelném proudu [A/mm²]

J_Zzkratová třída

Průřez celého primárního vinutí transformátoru je poté dán vztahem (2.9)

$$S_{cv} = \frac{N_2 S_{v2}}{\kappa_{c2}} \quad (2.8)$$

S_{cv}průřez sekundárního vinutí [mm²]

N_2počet závitů primárního vinutí

κ_{c2}součinitel plnění sekundárního vinutí

2.5 Návrh magnetického obvodu

Při geometrickém návrhu magnetického obvodu je potřeba zajistit dostatečný průměr vnitřního průchozího otvoru pro měřené vodiče. Rozměr vodiče s dostatečnou odchylkou je tedy základem pro návrh jádra. Kromě vodiče je dále potřeba započítat tloušťku izolačního předělu. Dále je potřeba uvažovat rozměry sekundárního vinutí, které bude na toroidním jádře navinuto. V poslední řadě je nutno započítat tloušťku látkové bandáže. [1]

2.6 Výpočet pole skutečných chyb transformátoru

Pro úspěšný návrh měřícího transformátoru je zapotřebí vypočítat pole skutečných chyb transformátoru. K tomu je zapotřebí znát závislosti $\alpha_0 = f(B_{max})$, $\alpha_\mu = f(B_{max})$, $\alpha_w = f(B_{max})$, případně $p_0 = f(B_{max})$, $p_\mu = f(B_{max})$, $p_w = f(B_{max})$. V některých případech je potřeba přepočítat některou z funkcí pro obdržení kompletní skupiny závislostí. Pro tento účel slouží rovnice (2.10)– (2.12) [1]

$$\alpha_0 = \frac{\gamma_{Fe}}{4,44f} \frac{p_0}{B_{max}} \quad (2.9)$$

$$\alpha_\mu = \frac{\gamma_{Fe}}{4,44f} \frac{p_\mu}{B_{max}} \quad (2.10)$$

$$\alpha_w = \frac{\gamma_{Fe}}{4,44f} \frac{p_w}{B_{max}} \quad (2.11)$$

γ_{Fe}měrná hmota feromagnetika

2.6.1 Výpočet z měrného budícího proudění

Pokud jsou dostupné závislosti $\alpha_0 = f(B_{max})$ a $\alpha_\mu = f(B_{max})$, pak se pro výpočet pole skutečných chyb použije metoda výpočtu z měrného budícího proudění. Pro různé velikosti primárního proudu I_1 se určí měrné proudění α . Poté je určena pro zvolené břemeno magnetická indukce B_{max} , spolu s hodnotami α_0 , α_μ a α_w , podle rovnice (2.13) [1]

$$B_{max} = CZ_c \alpha_2 \quad (2.12)$$

Z hodnot α_0 , α_μ a α_w se stanoví vektorové chyby proudu podle rovnice (1.20) a dále se určí chyby proudu a chyby úhlu za použití rovnic (1.21 a 1.22).

K určení úhlu β_0 v každém z bodů pole skutečných chyb je zapotřebí použít vztah (1.13). Úhel β_c je vyjádřen z rovnice (1.5). [1]

2.6.2 Výpočet z měrného budícího příkonu

Pokud jsou dostupné závislosti $p_w = f(B_{max})$ a $p_\mu = f(B_{max})$ je vektorová chyba proudu počítána podle vztahu (2.14)

$$a_I = \frac{p_0}{p_c} 100 \quad (2.13)$$

$$p_0 = \sqrt{p_\mu^2 + p_w^2} \quad (2.14)$$

$$\operatorname{tg} \beta_0 = \frac{p_\mu}{p_w} \quad (2.15)$$

$$p_c = \frac{P_c}{m_{Fe}} = \frac{P_c}{\gamma_{Fe} V_{Fe}} \quad (2.16)$$

m_{Fe} Hmotnost ferromagnetického obvodu transformátoru

Stejně jako v předchozí metodě je potřeba zvolit řadu hodnot primárního proudu I_1 , respektive řadu hodnot p_c . Je potřeba vzít v úvahu, že p_c je úměrně I_1^2 . Poté se postupuje shodně s výpočtem z měrného budícího proudu. [1]

2.6.3 Výpočet z měrné budící admitance

Výpočet z měrné budící admitance je rozdílný od předchozích dvou metod. První dvě metody vycházejí z funkcí $\alpha_0 = f(B_{max})$, $\alpha_\mu = f(B_{max})$, $\alpha_w = f(B_{max})$, případně $p_0 = f(B_{max})$, $p_\mu = f(B_{max})$, $p_w = f(B_{max})$. Při výpočtu z měrné budící admitance je vycházeno z funkcí $\gamma_0 = f(u_0)$ a $\beta_0 = f(u_0)$. Tyto závislosti nejsou závislé na rozměrech a rozvržení magnetického obvodu transformátoru. Uvedené závislosti získáme ze vztahů (1.13) (2.18) (2.19).

$$\gamma_0 = \frac{\alpha_0}{u_0} \quad (2.17)$$

$$u_0 = \frac{U_{20}}{N_2 S_j} \quad (2.18)$$

u_0 měrné napětí v uzlu čtyřpólu T

Dále je potřeba vyjádřit vzorec (2.20) pro výpočet budící admitance transformátoru.

$$\gamma_{20} = \gamma_0' \frac{l_m}{N_2^2 S_j} \quad (2.19)$$

Vektorová chyba proudu transformátoru je poté dána rovnicí (2.21)

$$\alpha_f = \frac{\gamma_{20}}{\gamma_c} 100 \quad (2.20)$$

Z rovnice (2.21) je poté analogicky k předchozím metodám určena chyba proudu a chyba úhlu. [1]

2.7 Výpočet nadproudové charakteristiky

Součástí návrhu transformátoru je i výpočet nadproudové charakteristiky. Cílem je rozdělení pracovní oblasti transformátoru proudu na provozní oblast, při které při které nedochází k překročení dovolené teploty některé z částí transformátorů, a oblast nadproudovou. K sestrojení nadproudové charakteristiky lze využít dvě metody výpočtu. [1]

2.7.1 Výpočet z chyby proudu

První metodou je výpočet z chyby proudu. Z rovnice (1.21) je určena závislost $\varepsilon_I = f(I/I_n)$. Pro přesné řešení se dosazuje podle vzorce (2.22)

$$B_{max} \sim U_{20} \cong y I_{2n} Z_c = (1 + \varepsilon_I) \chi I_{2n} Z_c \quad (2.21)$$

kde

$$\chi = \frac{I_1}{I_{1n}}; \quad y = \frac{I_2}{I_{2n}}; \quad y = (1 + \varepsilon_I) \chi \quad (2.22)$$

Dále je potřeba sestrojít graf funkce $y = (1 + \varepsilon_I) \chi$ z grafu funkce $\varepsilon_I = f(y)$. Z rovnic (1.14) a (1.21) je odvozen vztah (2.24).

$$\alpha_1 = \alpha_2 + \alpha_0 \cos(\beta_0 - \beta_c) \quad (2.23)$$

Po dosazení do rovnice (1.21) se získá vztah (2.25)

$$\varepsilon_I = -\frac{\alpha_0 \cos(\beta_0 - \beta_c)}{\alpha_2 + \alpha_0 \cos(\beta_0 - \beta_c)} = -\frac{0,73 \frac{\alpha_0}{\alpha_2}}{1 + 0,73 \frac{\alpha_0}{\alpha_2}} \quad (2.24)$$

Pro získání nadproudové charakteristiky se sestrojí graf funkce $\varepsilon_I = f(y)$, z kterého se sestrojí graf $y = (1 + \varepsilon_I) \chi$. [1]

2.7.2 Výpočet z budící charakteristiky

Z rovnice (2.23) lze vyjádřit vztah pro chybu proudu (2.26)

$$\varepsilon_I = -\frac{\alpha_0}{\chi \alpha_n} \cos(\beta_0 - \beta_c) \quad (2.25)$$

Po dosazení vztahu (2.13) je možné rovnici (2.22) vyjádřit ve formě vztahu (2.27).

$$B_{max} = CZ_c \alpha_n (1 + \varepsilon_I) \quad (2.26)$$

Po vynásobení rovnic (2.26) a (2.27) se získá vztah pro permeabilitu (2.28), při které chyba proudu dosahuje hodnoty $\varepsilon_I = -10\%$

$$\mu_c = \frac{B_{max}}{\alpha_0} = CZ_c \left| \frac{1 + \varepsilon_I}{\varepsilon_I} \right| \cos(\beta_0 - \beta_c) = 0,73 CZ_c K_1 \quad (2.27)$$

Rovnice (2.28) má právě jedno řešení pro daný transformátor, dané břemeno a vybranou chybu proudu.

Z rovnice (2.22) lze úpravou získat vztah pro násobek jmenovitého primárního proudu χ (2.29).

$$\chi = \frac{1}{1 + \varepsilon_I} \frac{B_{max}}{B_n} = K_2 \frac{B_{max}}{B_n} \quad (2.28)$$

Po dosazení z rovnice (2.28) za B_{max} do rovnice (2.29) je získán vztah (2.30).

$$\chi = \frac{1}{|\varepsilon_I|} \frac{\alpha_0}{\alpha_n} \cos(\beta_0 - \beta_c) = 0,73K_3 \frac{\alpha_0}{\alpha_n} \quad (2.29)$$

Touto rovnicí lze získat hodnotu násobku jmenovitého primárního proudu, pro předem zvolenou hodnotu chyby proudu. Při hodnotě chyby proudu $\varepsilon_I = -10\%$ je χ nadproudové číslo. Pokud je břemeno Z_c rovno jmenovitému břemenu, pak je χ jmenovité nadproudové číslo a lze sestavit jmenovitou nadproudovou charakteristiku. [1]

KAPITOLA 3: NANOKRYSTALICKÁ JÁDRA PRO MĚŘÍCÍ TRANSFORMÁTORY A MAGNETICKÉ VLASTNOSTI

Jako alternativou pro klasická jádra pro přístrojové transformátory z magneticky měkkých křemíkových plechů se používají jádra z nanokrystalických materiálů na bázi železa. Jejich výhodou oproti konvenčním materiálům je vysoká permeabilita, vysoká hodnota magnetizace a nižší ztrátový výkon.

Nanokrystalické materiály se vyrábí metodou založenou na řízené krystalizaci z amorfních prekursů. Tato metoda dala vzniknout různým magneticky měkkým slitinám. Jedním z materiálů je slitina FINEMET na bázi FeNbCuSiB. Tento materiál dosahuje v porovnání s ostatními nanokrystalickými slitinami relativně nízké nasycené magnetické polarizace. Dalším nanokrystalickým materiálem je slitina s obchodním názvem NANOPERM na bázi FeMCuB. Tyto materiály se vyznačují vyšší dosažitelné hodnoty magnetické polarizace – přibližně 1,7 T. Dalším běžně používaným typem magneticky měkké nanokrystalické slitiny je slitina HITPERM. Tato slitina se zakládá na podobné bázi jako předchozí slitiny, pouze je část obsaženého železa nahrazena kobaltem. Díky tomu se vyznačuje vyšší tepelnou odolností.

Obecně se tedy magneticky měkké slitiny skládají z nositele magnetického momentu (Fe, Ni, Co), dále z prvků podporující tvorbu a růst nanokrystalů (Nb, Zr, Hf, Ta, Cu) a sklotvorných prvků, které jsou klíčové k vytvoření amorfni matrice (Si, B, P).

Složení materiálu ovlivňuje jeho vlastnosti a zároveň i jeho výrobu. Materiál k výrobě slitiny nejdřív projde procesem tavení, který je ovlivněn teplotou tavení jednotlivých složek materiálu a poté je prudce ochlazen. Při dostatečně prudkém ochlazení je poté dosaženo amorfniho stavu. Dalším tepelným zpracováním při nízkých teplotách dochází k nanokrystalizaci.[5]

3.1 Magnetické vlastnosti látek

Magnetické pole vzniká v okolí pohybujících se elektrických nábojů. Zásadní pro pochopení magnetického pole je magnetická indukce. Ta popisuje silové účinky na náboj vložený do magnetického pole. Vložíme-li do magnetického pole s velikostí magnetické indukce B náboj Q pohybující se rychlostí v , bude na tento náboj působit síla o velikosti (3.1).

$$F = Q(v \times B) \quad (3.1)$$

Síla F je kolmá na rovinu, kterou definuje vektor rychlosti v a vektor magnetické indukce B . Síla F má kladnou orientaci ve smyslu vektorového součinu.

Magnetická indukce B pohybujícího se náboje Q slábne se čtvercem vzdálenosti. Magnetická indukce ve směru jednotkového vektoru r_0 vybuzená nábojem Q lze popsat vztahem (3.2).

$$B = \frac{\mu_0 Q}{4\pi r^2} (v \times r_0) \quad (3.2)$$

μ_0 je permeabilita vakua [H/m]

Magnetické pole je tvořeno pomyslnými víry kolem protékajícího elektrického proudu. Magnetická indukce lze chápat jako plošná hustota magnetického indukčního toku Φ . Ten lze popsat vztahem (3.3).

$$\Phi = \iint B dS \quad (3.3)$$

Kromě volných nábojů, které jsou primárním zdrojem magnetického pole, je magnetické pole generováno také vázanými náboji v elektricky nevodivých materiálech. Elektrony v atomech obíhají kolem atomového jádra a vytvářejí elementární proudové smyčky, které budí magnetické pole. Pokud se materiál nenachází ve vnějším magnetickém poli, pak jsou elementární proudové smyčky orientovány v objemu materiálu nahodile a jejich účinky se navzájem vyruší. Po vložení materiálu do vnějšího magnetického pole se elementární proudové smyčky (často také dipóly) orientují ve směru působení vnějšího pole a pole posilují. Tento jev se nejvíce projevuje u feromagnetik. Superpozicí elementárních proudových smyček se dostane celkový vázaný proud, ten se uzavírá v objemu a na povrchu materiálu.

Magnetická indukce B se dá dále vyjádřit jako součet příspěvků magnetizace M a magnetické intenzity H . Magnetická intenzita H vyjadřuje plošnou hustotu indukčního proudu.

$$B = \mu_0(M + H) \quad (3.4)$$

Magnetizace M je veličina, která vyjadřuje objemovou hustotu dipólového momentu v materiálu. Dipólový moment je dán součinem orientované plochy elementární proudové smyčky a proudem elementární proudové smyčky (3.5)

$$m = IdS \quad (3.5)$$

Magnetizace lze poté vyjádřit vztahem (3.6).

$$M = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{\sum_{\Delta V} m}{\Delta V} \quad (3.6)$$

Poměr mezi magnetickou indukcí, kterou vybudí vázané proudy a magnetickou indukcí vybuděnou volnými proudy udává bezrozměrná veličina zvaná susceptibilita χ_m .

$$\chi_m = \frac{\mu_0 M}{\mu_0 H} = \frac{M}{H} \quad (3.7)$$

Vztah (3.7) se dosadí do rovnice pro magnetickou indukci B (3.4).

$$B = \mu_0(M + H) = \mu_0(H + \chi_m H) = \mu_0(1 + \chi_m)H \quad (3.8)$$

Člen $(1 + \chi_m)$ představuje relativní permeabilitu μ_r , ta udává kolikrát se magnetické pole zesílí vlivem vázaných proudů v magnetiku. Relativní permeabilita tedy udává účinek magnetizace.

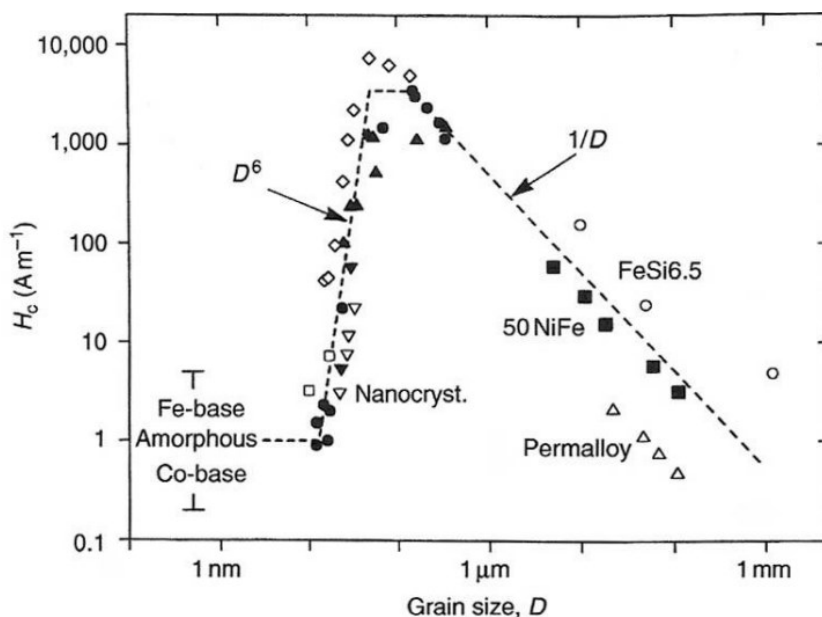
$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} \quad (3.9)$$

Podle hodnoty relativní permeability μ_r lze rozdělit materiály do tří základních skupin.

- Diamagnetické látky s relativní permeabilitou $0 < \mu_r < 1$
- Paramagnetické látky s relativní permeabilitou $\mu_r > 1$
- Feromagnetické látky s relativní permeabilitou $\mu_r \gg 1$

3.2 Magnetické vlastnosti nanokrystalických materiálů

Charakteristickým pro nanokrystalické materiály je jejich magneticky měkké chování. Materiál je magneticky měkký, pokud u něj lze sledovat průběh magnetizačních procesů už při nízké hodnotě intenzity vnějšího magnetického pole ($H < 1000$ A/m). Jako magnetizační procesy se rozumí pohyb doménových stěn a rotace vektorů spontánní magnetizace. Nanokrystalické slitiny se tedy vyznačují především vysokou relativní permeabilitou, nízkou hodnotou koercitivní síly a díky tomu i malými hysterezními ztrátami, jak je ukázáno v literatuře [12].



Obrázek 11 závislost koercivity na průměru zrna materiálu [5]

Koercitivní síla je u klasických materiálů významně ovlivněna velikostí zrna. V rámci velikosti zrna 0,1 μm – 1 mm je koercitivní síla nepřímo úměrná velikosti zrna. Je to způsobeno větším množstvím zrn na stejnou jednotku objemu látky u látky s menšími zrny než u látky s většími zrny. Tím jsou více zastoupeny na jednotce objemu hranice jednotlivých zrn, které zhoršují pohyb doménových stěn. Pro materiály s velikostí zrna $D < 50$ nm je situace odlišná. To je způsobeno vlivem nanokrystalů a amorfní matrice na magnetické anizotropie materiálu.

3.3 Aplikace nanokrystalických materiálů

Využití nanokrystalických materiálů vychází z jejich magnetických vlastností. Nanokrystalické materiály se vyznačují především vysokou počáteční permeabilitou, nízkou koercivitou, nízkými magnetickými ztrátami a vysokou magnetickou indukcí při nasycení, což umožňuje zmenšení rozměrů magnetických obvodů transformátorů a tlumivek.

Nanokrystalické magneticky měkké slitiny se obvykle vyznačují:

- Vysokou počáteční permeabilitou $\mu_r > 30\,000$
- Nízkými magnetickými ztrátami při teplotě do 120 °C
- Vysokou nasycenou magnetická indukce $B \cong 1,2$ T
- Nízkou hodnotou magnetostrikce
- Minimálním rozptylovým polem

Jednou z aplikací nanokrystalických slitin je výroba vysokofrekvenčních transformátorů. [12] Ty nejběžněji využívají jádra z ferritových magnetů. Použití nanokrystalických jader má výhodu v nízké změně permeability při změně teploty materiálu. Dále má ferritové jádro vyšší magnetické ztráty a nižší Curieovu teplotu než nanokrystalické jádro, což způsobí odmagnetování jádra při vyšších teplotách.

Další častou aplikací nanokrystalických slitin jsou tlumivky pracující ve společném režimu. Ty jsou konstruovány z magnetického jádra, na kterém jsou navinuty dvě vinutí s opačnými toky elektromagnetické indukce. Interferenční (rozdílový) proud vytváří magnetický tok v jádře, který se mění na teplo a zahřívá magnetický obvod. Tlumivky potlačují šum a snižují rušení. Tlumivky s nanokrystalickým jádrem se dají použít ve větším frekvenčním rozsahu než ferritové tlumivky a dokážou nahradit složitější EMI filtry.

Kromě tlumivek se nanokrystalické materiály uplatňují i při konstrukci filtrů EMI (elektromagnetické interference) ve spínaných zdrojích. K výrobě filtrů se používají nanokrystalická jádra s příměsí kobaltu, na kterých je navinut jeden či více závitů. Filtr dokáže potlačit napětíové špičky, způsobené náhlou změnou proudu. EMI filtr zaručuje měkké zotavení usměrňovače, což znamená potlačení proudové špičky po dobu zpětného zotavení usměrňovače. [6]

KAPITOLA 4: KONSTRUKCE A MĚŘENÍ MAGNETICKÝCH VLASTNOSTÍ SESTAVENÉHO TRANSFORMÁTORU

4.1 Popis transformátoru a pracoviště

4.1.1 Nanokrystalická jádra

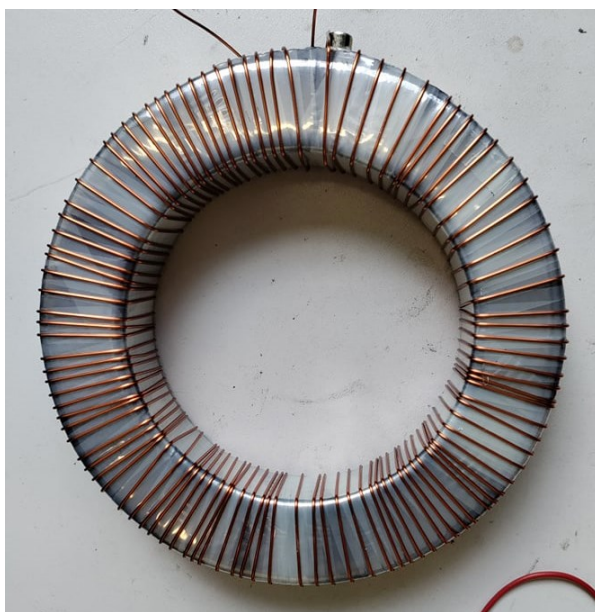
Ke konstrukci měřicích transformátorů proudu byly k dispozici dva vzorky nanokrystalických jader. Prvním vzorkem je nanokrystalické jádro z materiálu VITROPERM 500F od firmy VacuumSchmelze. Druhý vzorek je jádro od firmy Antainano. U obou vzorků budou proměřeny magnetické vlastnosti a navinutý shodný počet závitů sekundárního vinutí. Oba transformátory budou zkonstruovány v jedno závitovém prstencovém provedení. V tabulce 2 jsou uvedeny rozměry obou zvolených vzorků.

Tabulka 2 Nanokrystalická jádra zvolená k měření

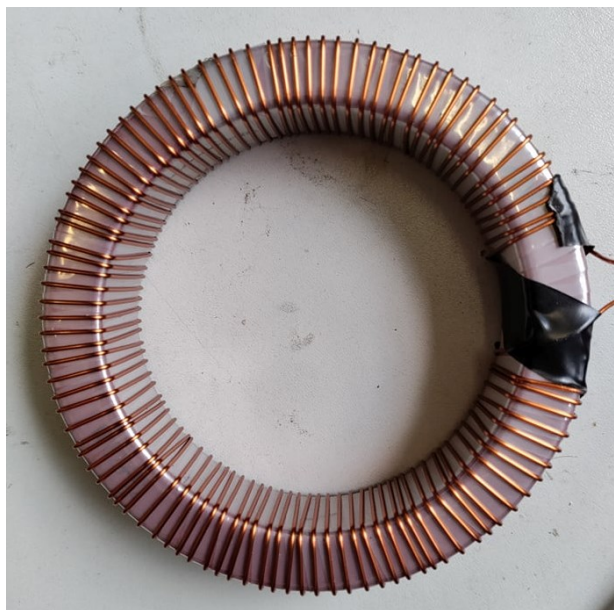
Výrobce	VacuumSchmelze	Antainano
rozměry	100x80x20 mm	140x100x20 mm
průřez	200 mm ²	400 mm ²
Délka magnetické siločáry	282 mm	379 mm

4.1.2 Vinutí transformátoru

Na obě jádra bylo navinuto sekundární vinutí o 100 závitů. Počítá se s jmenovitým proudem primárního vinutí $I_{1n} = 100$ A. Jmenovitý proud sekundárním vinutím je roven $I_{2n} = 1$ A. Na sekundární vinutí byl použit nalakovaný měděný drát o průměru 0,8 mm.



Obrázek 12 Jádro Antainano s navinutým sekundárním vinutím



Obrázek 13 Jádru VacuumSchmelze s navinutým sekundárním vinutím

4.1.3 Použité přístroje

4.1.3.1 Funkční generátor

Funkční generátor je zařízení, které generuje napětí s periodickým průběhem. Lze vytvořit průběhy různých tvarů (pila, trojúhelníkový signál, obdélníkový signál...), při tomto měření byl generátor funkcí využit pro generování sinusového napětí. Užitečnou funkcí generátoru je nastavitelná amplituda a frekvence výstupního napětí. Pomocí generátoru a zesilovače byl regulován proud na primární straně měřeného transformátoru. Při měření byl použit jedno kanálový arbitrární generátor funkcí Keithley 3390 s frekvenčním rozsahem výstupního napětí 1 μ Hz - 50 MHz.



Obrázek 14 Funkční generator Keithley 3390

4.1.3.2 Výkonový zesilovač

K zesílení amplitudy generovaného signálu je potřeba na výstup generátoru zapojit zesilovač. Zesilovač lze chápat jako aktivní dvojbran s nelineární charakteristikou. Důležitými parametry u zesilovačů jsou frekvenční rozsah, jmenovitý výstupní výkon zesilovače a činitel harmonického zkreslení se šumem, THD+N. V průběhu jednotlivých měření byli použity 3 různé zesilovače.

Prvním použitým zesilovačem byl Yamaha P7000S. Jedná se o dvoukanálový zesilovač s frekvenčním rozsahem 20 Hz – 20 kHz, jmenovitým výstupním výkonem 1900 W v můstkovém režimu při 8Ω zátěži. Činitel harmonického zkreslení se šumem, THD+N je $\leq 0.1\%$. Tento zesilovač byl použit při měření permeability jádra při navinutém budícím a měřícím vinutí ve frekvenčním rozsahu 50 Hz – 10 kHz.



Obrázek 15 Zesilovač Yamaha P7000S

Druhý použitý zesilovač je Sinbosen FP14000. Shodně s předchozím zmíněným zesilovačem se i zde jedná o dvoukanálový zesilovač. Jeho frekvenční rozsah je 20 Hz – 34 kHz, činitel harmonického zkreslení THD je $< 0.1\%$. Jmenovitý výstupní výkon je 14000 W v můstkovém režimu při 4Ω zátěži. Tento zesilovač byl použit při měřeních po navinutí primárního a sekundárního vinutí.



Obrázek 16 Zesilovač Sinbosen FP14000

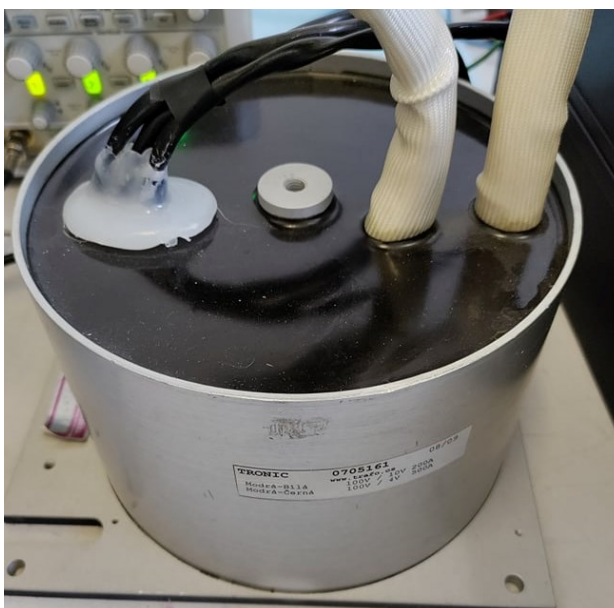
Posledním použitým zesilovačem je AR 800A3 s nastavitelnou hodnotou výstupní impedance. Frekvenční rozsah zesilovače je 10 kHz – 3 MHz. Jmenovitý výstupní výkon je 800 W. Zesilovač byl díky svému velkému frekvenčnímu rozsahu použit při měření permeability ve frekvenčním rozsahu 20 kHz – 100 kHz.



Obrázek 17 Zesilovač AR 800A3

4.1.3.3 Transformátor napětí

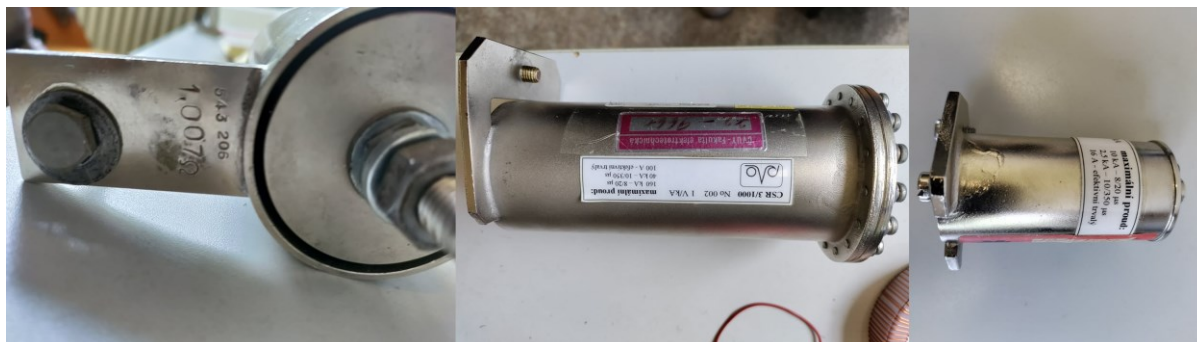
K získání dostatečného proudu na primární straně měřeného transformátoru byl zařazen za zesilovač snižovací napětěový transformátor TRONIC 0705161 s převodem 100 V/10 V.



Obrázek 18 snižovací transformátor TRONIC 0705161

4.1.3.4 Bočníky

Při měření bylo za potřebí snímat proudy na primární a sekundární straně transformátoru. K tomuto účelu je možné využít proudových bočníků. Bočník je v obvodu rezistor zapojený v sérii s měřeným objektem. Z úbytku napětí na bočníku lze pomocí Ohmova zákona určit protékající proud. Proud bočníkem byl dále zobrazován na osciloskopu. Během měření bylo využito tří různých bočníků pro snímání proudu.



Obrázek 19 Bočníky použité k měření proudu

4.1.3.5 Osciloskop

Osciloskop je přístroj k zaznamenávání a zobrazování časového průběhu napětového signálu. Existují osciloskopy analogové a digitální. Během měření byl použit čtyř kanálový digitální osciloskop InfiniiVision DSOX3034A. Pomocí něho byly získány časové průběhy všech měřených veličin. Naměřené průběhy byly dále zpracovány v programu Wolfram Mathematica.

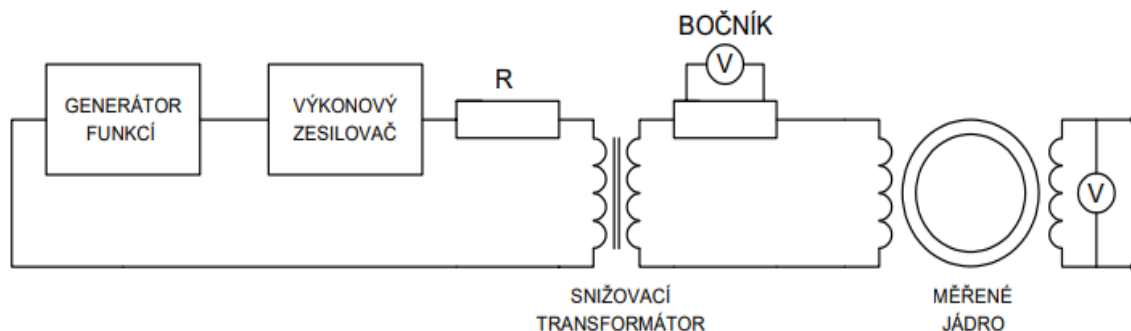


Obrázek 20 Osciloskop InfiniiVision DSOX3034A

4.2 MĚŘENÍ PERMEABILITY A DYNAMICKÉ HYSTERÉZNÍ SMYČKY

Před navinutím primárního a sekundárního transformátoru je možné změřit permeabilitu transformátoru v závislosti na frekvenci budícího napětí. Měření proběhlo ve frekvenčním rozsahu 50 Hz – 100 kHz.

Na připravené nanokrystalické jádro je navinuto magnetizační (budící) vinutí, které je rozloženo rovnoměrně po celé délce magnetického obvodu, čímž se zajistí omezení tvorby rozptylových toků. To je důležité pro zachování homogenity magnetického pole. (Lze očekávat, že měřené vzorky mají vysokou permeabilitu, a tedy vliv rozptylových toků nerovnoměrně navinutého budícího vinutí by měl být na homogenitu pole minimální). Budící vinutí je napájeno z generátoru impulzů, které jsou dále zesilovačem zesíleny. Proud budícím vinutím je snímán pomocí proudového bočnicku a zobrazován na osciloskopu. Na vzorek je dále navinuto měřící vinutí, kterým je snímáno indukované napětí pomocí osciloskopu.



Obrázek 21 Schéma zapojení při měření permeability

Pro výpočet relativní permeability je využít známých vztahů pro výpočet maximální hodnoty magnetické indukce B_m a maximální hodnoty magnetické intenzity H_m . (4.1, 4.2, 4.3)

$$U_i = 4,44 * B * S * f * N_2 \quad (4.1)$$

$$B_m = \frac{U_i}{4,44 * S * f * N_2} \quad (4.2)$$

$$H_m = \sqrt{2} \frac{I_1 N_1}{l} \quad (4.3)$$

Permeabilita je definovaná ze vztahu (4.4)

$$\mu = \frac{B_m}{H_m} \quad (4.4)$$

Relativní permeabilita je poté poměr mezi hodnotou permeability a hodnotou permeability vakua. (4.5)

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (4.5)$$

Kde $\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \text{ H/m}$ je permeabilita vakua.

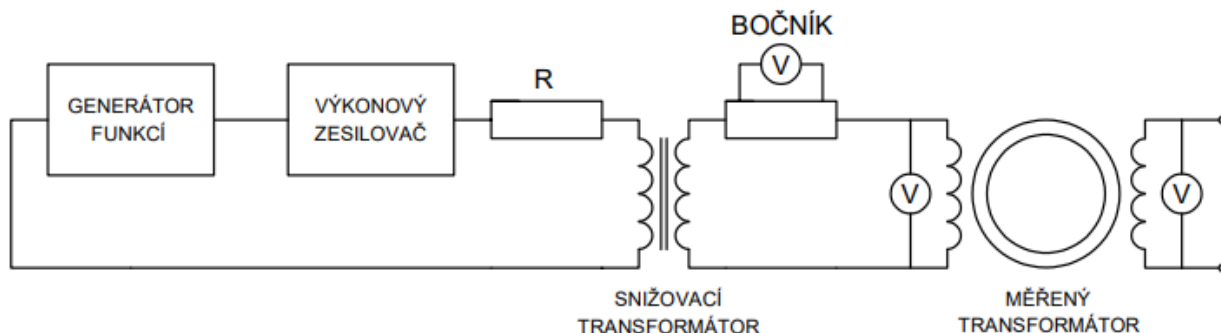
Z uložených průběhů budícího proudu I_1 a indukovaného napětí U_i lze sestavit dynamickou hysterezní smyčku. Jedná se o graf, který zobrazuje průběhy magnetické indukce B a intenzity magnetického pole H . Pro určení magnetické intenzity je využito Ampérova zákona celkového proudu (4.3). Magnetická indukce lze vyjádřit z indukčního zákona. (4.6, 4.7)

$$u_i = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} = -N_2 \frac{d(BS)}{dt} = -N_2 S \frac{dB}{dt} \quad (4.6)$$

$$B = \frac{-\int u_i dt}{N_2 S} \quad (4.7)$$

4.3 Měření naprázdno

Po navinutí sekundárního vinutí bylo provedeno měření naprázdno. Při rozpojených svorkách sekundárního vinutí protéká primárním vinutím magnetizační proud. Při rozpojených sekundárních svorkách může snadno dojít k přesycení magnetického jádra transformátoru, proto je měření prováděno při nízké hodnotě primárního proudu. Při měření je snímán primární proud, napětí na primární straně transformátoru pro zjištění ztrátového výkonu. Dále je na sekundární straně transformátoru snímáno indukované napětí, pro kontrolu, zda nedošlo k přesycení magnetického obvodu a pro možnost vytvoření závislosti ztrátového výkonu na velikosti magnetické indukce. Pro výpočet hodnoty magnetické indukce je použit vztah (4.2).



Obrázek 22 Schéma zapojení při měření naprázdno

Ztrátový výkon je v tomto případě výkon protékající primárním vinutím. K výpočtu zdánlivého výkonu je tedy použito vztahu (4.8)

$$P_{Fe} = U_1 I_1 \quad (4.8)$$

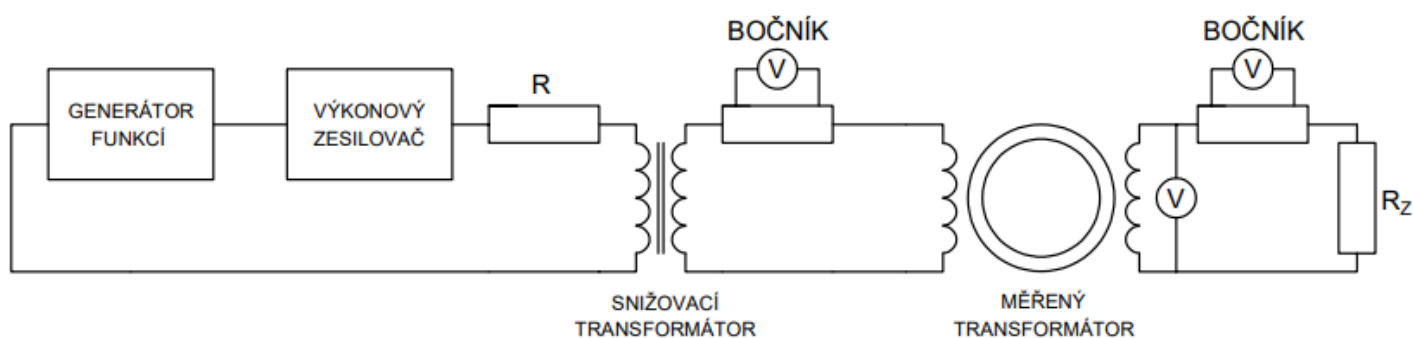
4.4 Měření při jmenovité zátěži

Transformátor proudu se po sestrojení musí proměřit při jmenovité zátěži. Za pomoci funkčního generátoru a zesilovače se nastaví hodnota primárního proudu na hodnotu 5 %, 10 %, 20 %, 50 %, 100 % a 120 % jmenovitého primárního proudu I_{1n} a pomocí bočníku a osciloskopu se snímá proud sekundárním vinutím transformátoru a napětí na jmenovité zátěži.

Z naměřených hodnot je dále možno určit chybu proudu pro jednotlivé hodnoty primárního proudu.

Pro určení chyby proudu lze využít výpočtu se závitovým převodem (4.9)

$$\varepsilon_i = \frac{I_2 N_2 - I_1 N_1}{I_1 N_1} \quad (4.9)$$



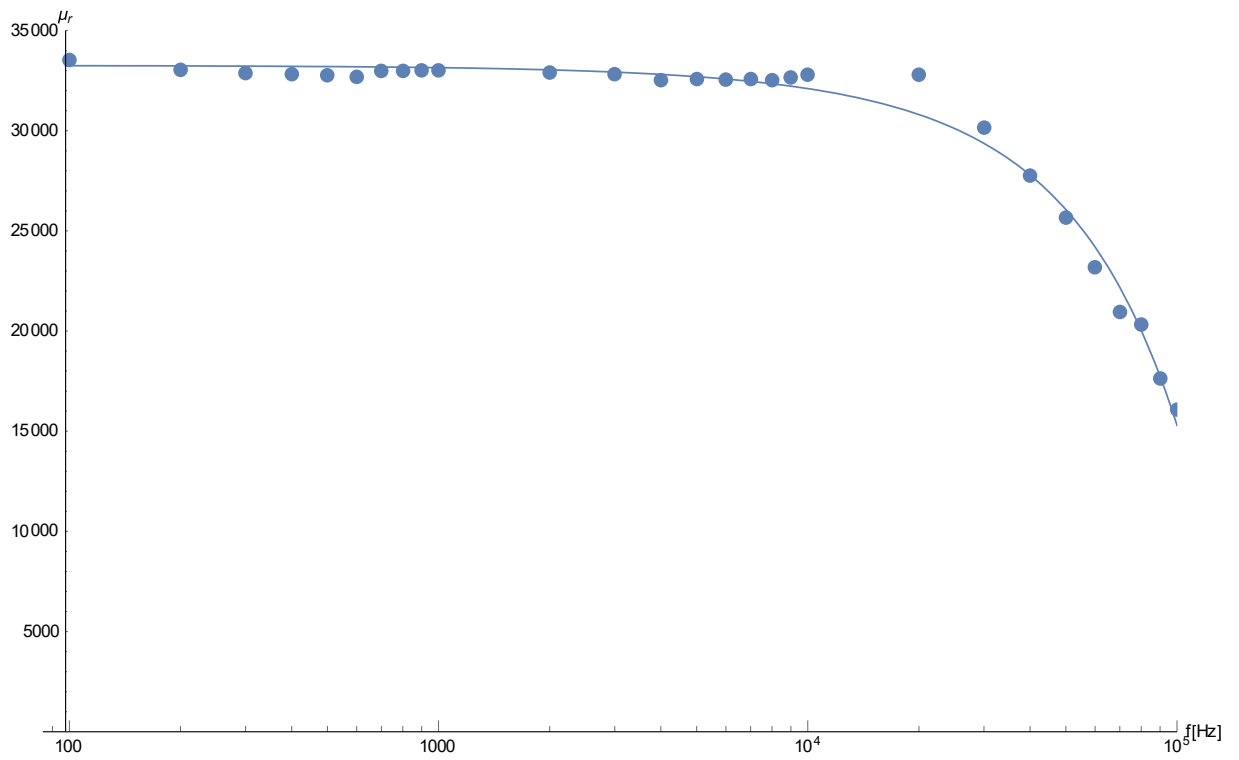
Obrázek 23 Schéma zapojení při měření při jmenovité zátěži

4.5 Výsledky měření

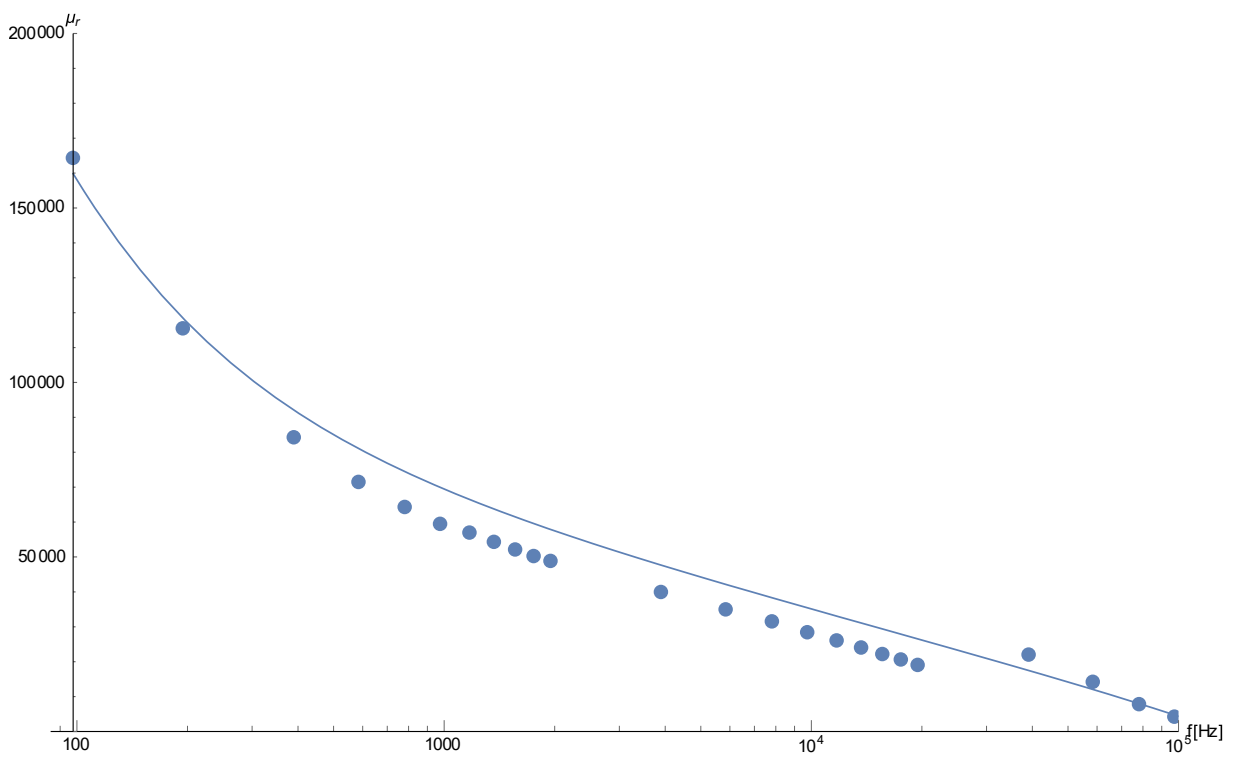
4.5.1 Závislost relativní permeability nanokrystalického jádra na frekvenci budícího napětí

Tabulka 3 Vypočtené hodnoty permeability vzorků pro frekvenční rozsah 50 – 100 000 Hz

frekvence[Hz]	Relativní permeabilita[-]	
	VacuumSchmelze	Antainano
50	33620	174540
100	33530	125780
200	33040	94480
300	32890	81750
400	32810	74520
500	32760	69720
600	32680	67130
700	33000	64500
800	32980	62360
900	33000	60560
1000	33010	59010
2000	32900	50200
3000	32810	45200
4000	32530	41710
5000	32580	38620
6000	32550	36300
7000	32580	34220
8000	32520	32390
9000	32660	30780
10000	32800	29320
20000	32800	32250
30000	30160	24460
40000	27770	18070
50000	25650	14410
60000	23190	13410
70000	20960	13050
80000	20330	11130
90000	17640	9860
100000	16080	8880

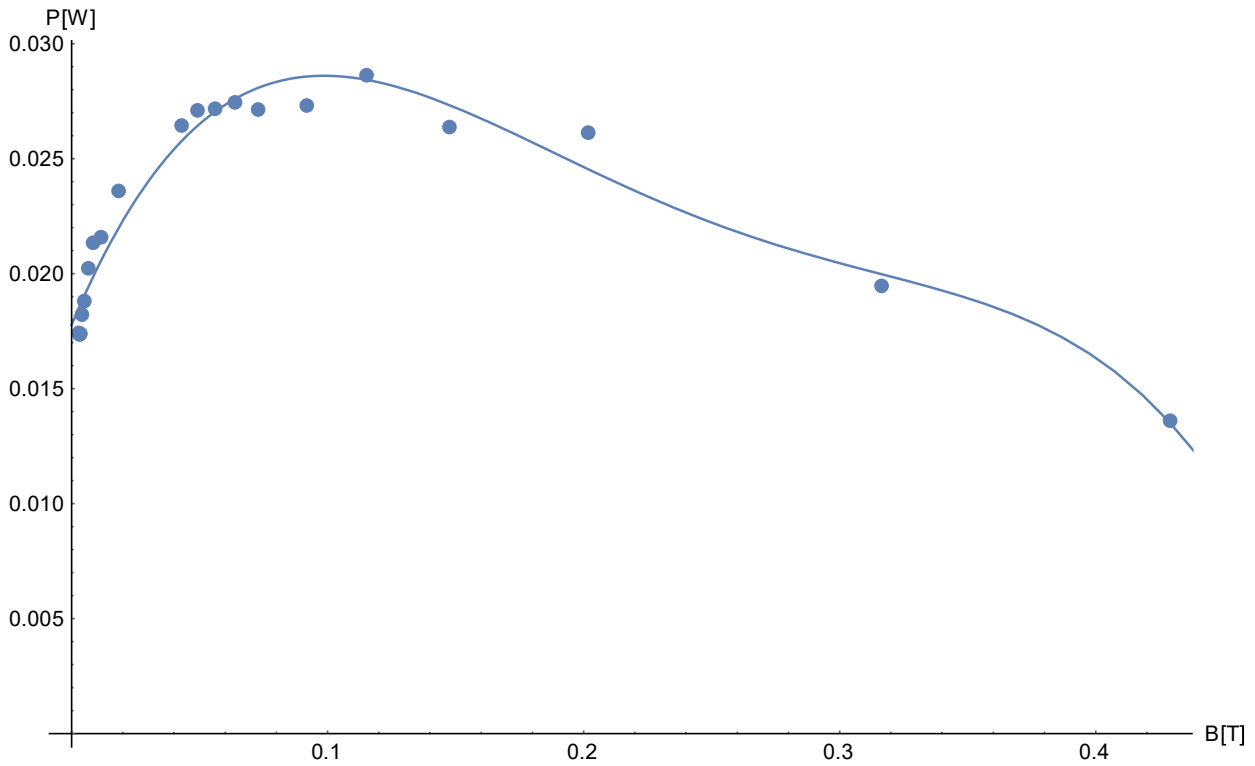


Graf 1 frekvenční závislost permeability vzorku VacuumSchmelze

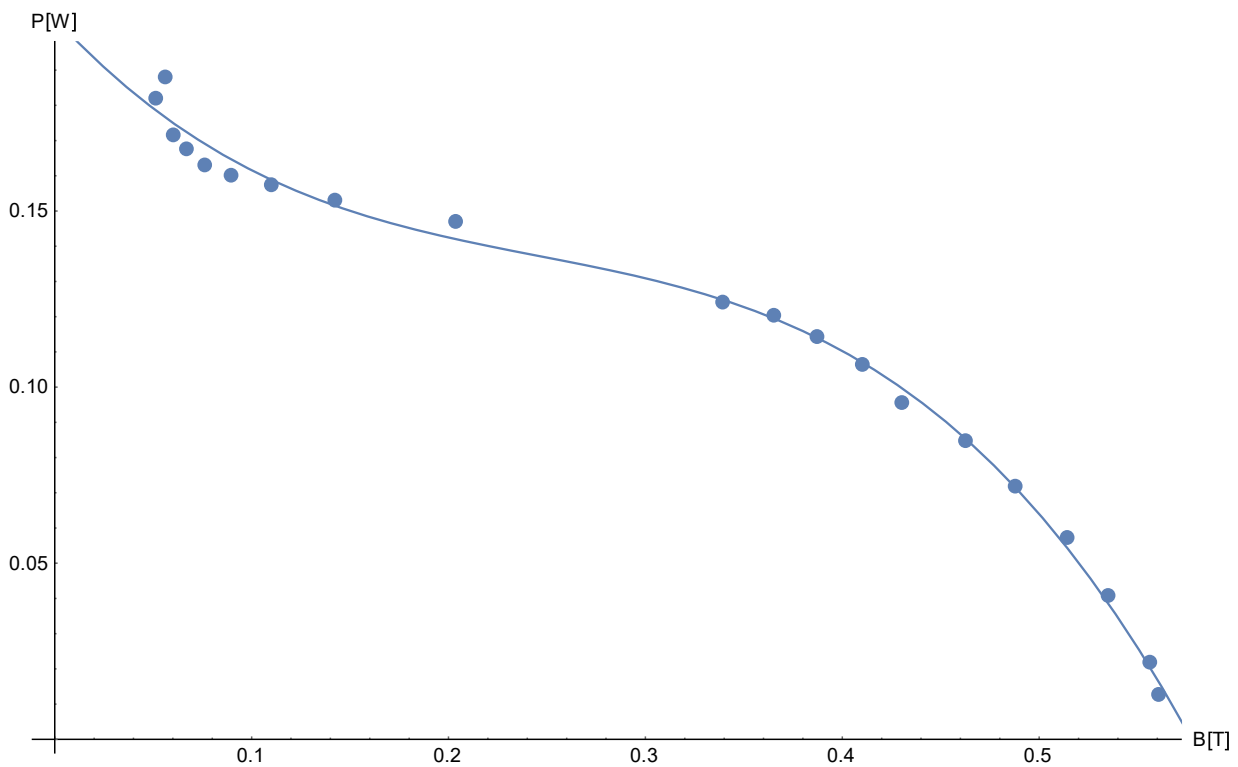


Graf 2 frekvenční závislost permeability vzorku Antainano

4.5.2 Závislost velikosti ztrátového výkonu na velikosti magnetické indukce

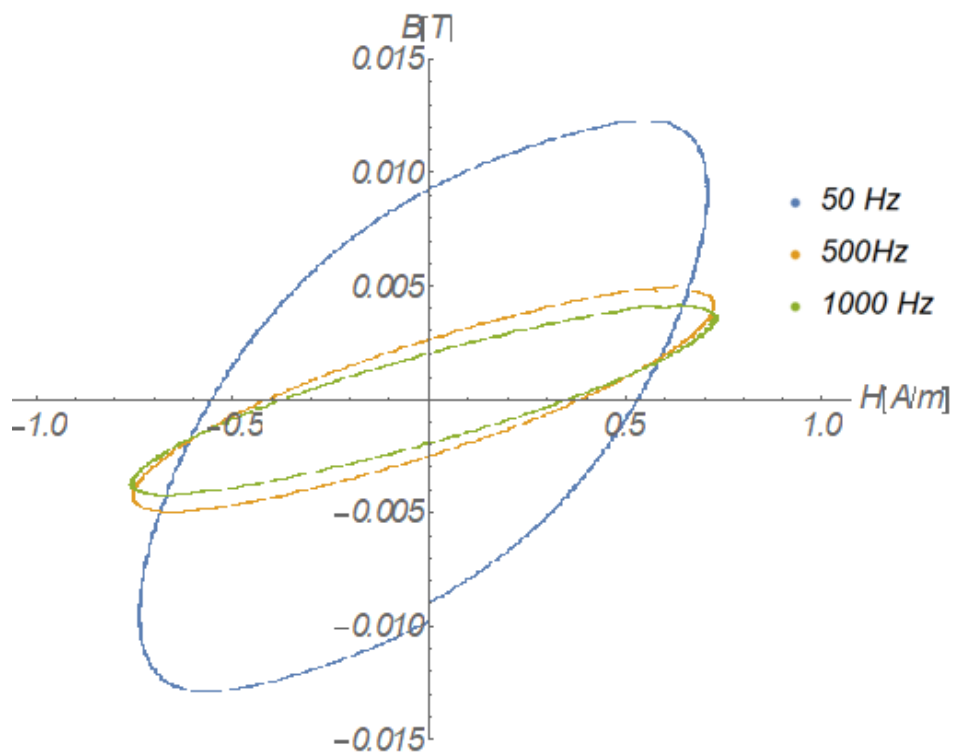


Graf 3 Závislost ztrátového výkonu na velikosti magnetické indukce u vzorku Antainano

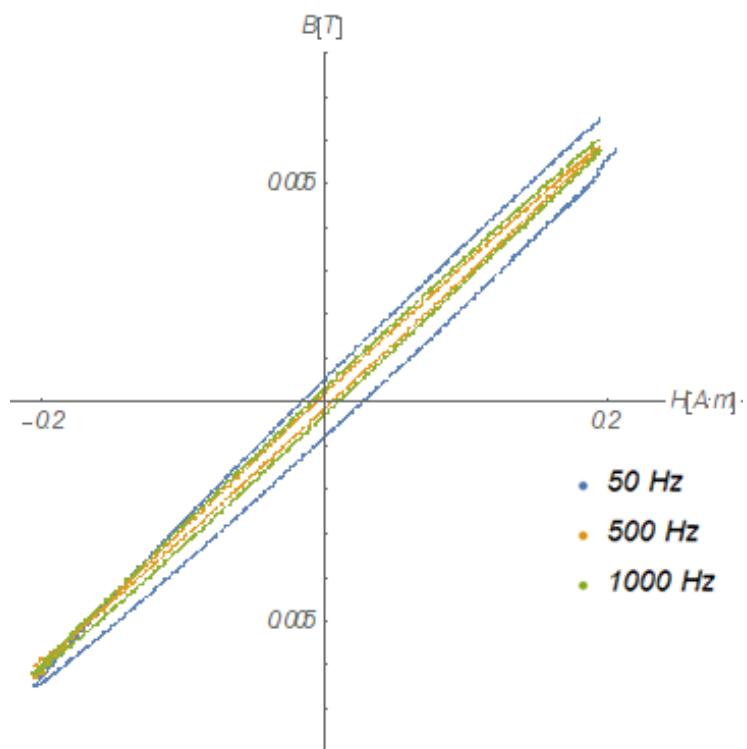


Graf 4 Závislost ztrátového výkonu na velikosti magnetické indukce u vzorku VacuumSchmelze

4.5.3 Dynamická hysterezní smyčka



Graf 5 Dynamické hysterezní smyčky vzorku Antainano

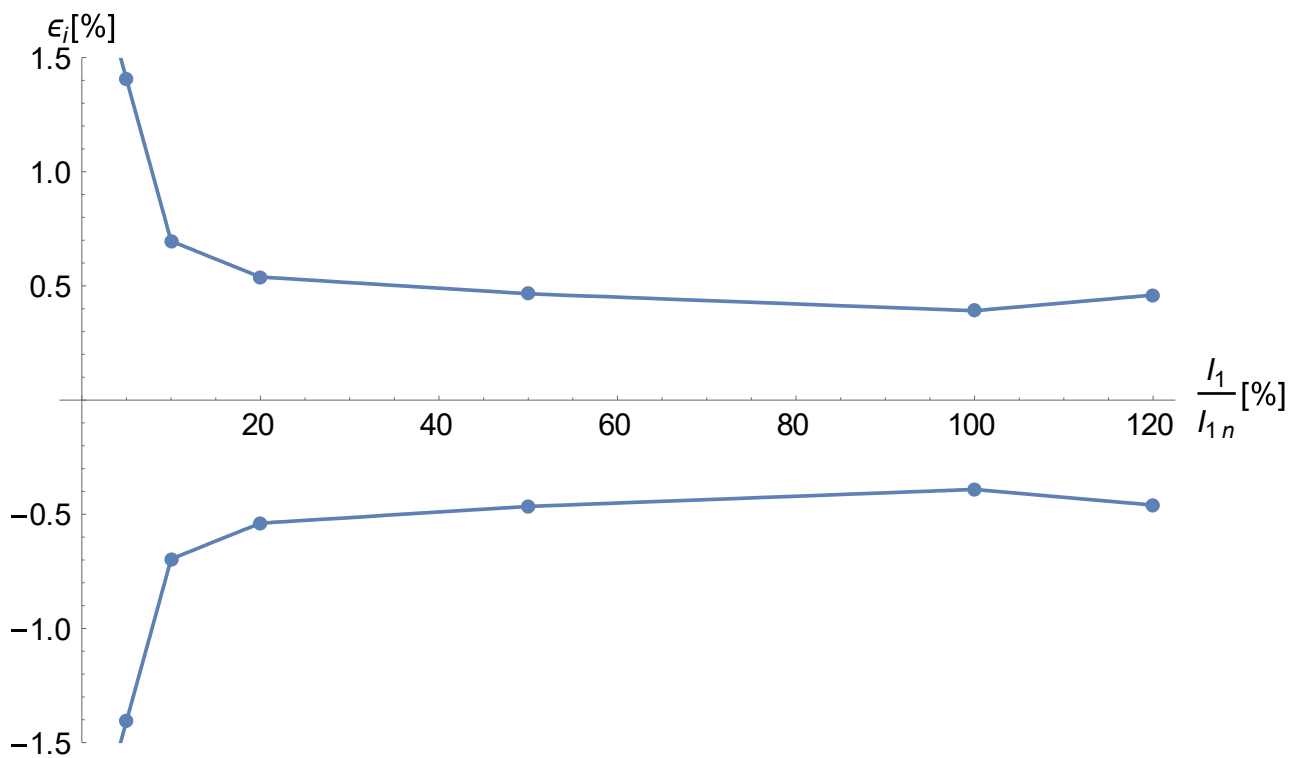


Graf 6 Dynamické hysterezní smyčky vzorku VacuumSchmelze

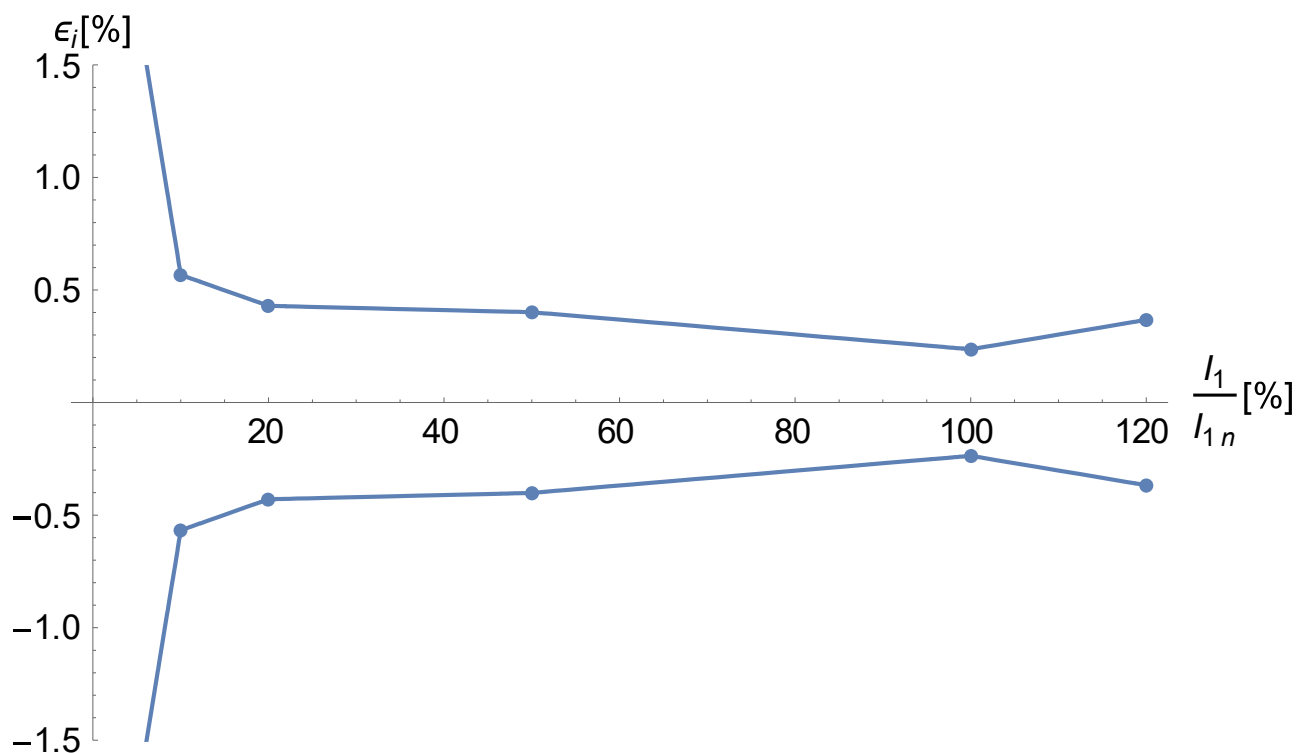
4.5.4 Chyba proudu

Tabulka 4 Vypočtené chyby proudu pro různé hodnoty primárního proudu

$\frac{I_1}{I_{1n}} [\%]$	5	10	20	50	100	120	Jádro
$\epsilon_i [\%]$	1,406	0,696	0,539	0,466	0,391	0,456	Antainano
	1,769	0,567	0,430	0,401	0,237	0,367	VacuumSchmelze



Graf 7 Chyba proudu u transformátoru Antainano pro různé hodnoty primárního proudu



Graf 8 chyba proudu v transformátoru VacuumSchmelze pro různé hodnoty primárního proudu

4.6 Zhodnocení výsledků měření

Bylo provedeno měření magnetických vlastností u dvou vzorků nanokrystalických magneticky měkkých jader. Dle naměřených frekvenčních charakteristik permeability (tabulka 3) je trend, podle předpokladu, klesající u obou vzorků. Vzorek Antainano se vyznačuje vysokou relativní permeabilitou při nízké frekvenci ($\mu_r = 174\,540$ při frekvenci 50 Hz a intenzitě magnetického pole $H = 0,75$ A/m), při zvyšování frekvence byl ovšem naměřen prudký pokles permeability. U druhého měřeného jádra, od firmy VacuumSchmelze, byla permeabilita při nízké frekvenci výrazně nižší ($\mu_r = 33\,640$ při frekvenci 50 Hz a intenzitě magnetického pole $H = 0,56$ A/m), velikost permeability poklesla pouze o 3000 během frekvenčního rozsahu 50 – 20 000 Hz. Při vyšších frekvencích začala permeabilita jádra VacuumSchmelze rovněž prudce klesat. Frekvenční průběhy permeability jsou zobrazeny na grafech 1 a 2. Pokles permeability při vyšších frekvencích může být způsoben mnoha faktory, které vyplývají ze struktury materiálu. Jedním z faktorů ovlivňující pokles permeability je nedostatek času pro natočení všech dipólů ve směru působení vnějšího pole. S rostoucí frekvencí se zkracuje doba pro natočení, kvůli tomu se stihnou natočit pouze dipóly, které mají směr blízký směru působení vnějšího pole. Celkový dipólový moment se tedy vlivem zvyšování frekvence snižuje, čímž se snižuje i hodnota magnetizace, a tedy i permeability. Na grafech 5 a 6 jsou zobrazeny hysterezní smyčky pro obě měřená jádra. Pro vytvoření hysterezních smyček byly použity naměřené průběhy proudu a indukovaného napětí z měření permeability. Z grafů je patrný rozdílný frekvenční průběh permeabilit. Šířka hysterezní smyčky se s frekvencí nezvětšuje, což dokazuje nízké ztráty vířivými proudy, které rostou s druhou mocninou frekvence. U vzorku Antainano je plocha křivky pro 50 Hz znatelně větší, to je

způsobeno především znatelným rozdílem v hodnotě magnetické indukce B ($\mu_r = 174\,540$ při frekvenci 50 Hz, $\mu_r = 69\,720$ při frekvenci 500 Hz a $\mu_r = 59\,010$ při frekvenci 1000 Hz). Hysterezní smyčka jádra VacuumSchmelze má znatelně menší plochu než jádra od společnosti Antainano. Důvodem je patrně rozdílná chemická struktura obou materiálů. U hysterezních smyček jádra Antainano je znatelně vyšší hodnota koercitivní síly – ta je u nanokrystalických slitin závislá na šesté mocnině průměru zrna. Zároveň je na šesté mocnině průměru zrna závislá i permeabilita materiálu. Z velikosti permeability a tvaru hysterezních smyček lze usoudit, že vzorek od firmy Antainano má větší průměr zrna než jádro od firmy VacuumSchmelze. Při zvyšování intenzity magnetického pole roste velikost magnetické indukce téměř lineárně u obou vzorků, proto je i relativní permeabilita, v měřené oblasti, málo závislá na velikosti intenzity magnetického pole.

V grafech 3 a 4 je znázorněná závislost ztrátového výkonu obou vzorků transformátorů na velikosti magnetické indukce. Jedná se o součet ztrát v železe a vinutí, přičemž dominantní jsou ztráty v železe. Z naměřených průběhů vyplývá, že vzorek od Antainano dosahuje znatelně nižších ztrát při nízké hodnotě magnetické indukce než vzorek od VacuumSchmelze. Zároveň ale ztrátový výkon u vzorku VacuumSchmelze klesá se stoupající magnetickou indukcí daleko strměji.

V grafech 7 a 8 je zobrazena závislost chyby proudu na velikosti primárního proudu. Chyba proudu je u obou vzorků vysoká při nízké hodnotě proudu primárním vinutím ($\varepsilon_i = 1,406\%$ resp. $1,769\%$ při $I_1 = 5\% I_{1n}$). Při vyšších proudech je chyba proudu nižší. Transformátor sestavený z jádra od firmy VacuumSchmelze dosáhl pro hodnoty 10 %, 20 %, 50 %, 100 % a 120 % I_{1n} nižší chyby proudu. Oba transformátory dosahují třídy přesnosti 0,5 podle tabulky 1.

ZÁVĚR

V rámci této diplomové práce byly zvoleny dva vzorky jader pro měřicí transformátory proudu – vzorek od firmy VacuumSchmelze a vzorek od firmy Antainano. Oba vzorky jsou vyrobeny z magneticky měkké nanokrystalické slitiny. U obou nanokrystalických jader byli proměřeny magnetické vlastnosti. Měření byla rozdělena do dvou etap. V první etapě byla na jádra navinuta budící a měřící vinutí o 6 resp. 8 závitů budícího vinutí a 10 závitů měřícího vinutí a byla proměřena závislost indukovaného napětí na budícím proudu ve frekvenčním rozsahu 50 – 100 000 Hz. Z naměřených hodnot byl v programu Wolfram Mathematica zhotoven graf závislosti velikosti relativní permeability na frekvenci budícího napětí. Z časových průběhů indukovaného napětí a budícího proudu byly dále zhotoveny dynamické hysterezní smyčky obou materiálů. Podle naměřených frekvenčních průběhů relativní permeability se vzorek od firmy VacuumSchmelze jeví vhodnější pro použití ve větším frekvenčním rozsahu – relativní permeabilita se drží téměř konstantní hodnoty pro frekvenční rozsah 50–20000 Hz. Poté permeabilita s rostoucí frekvencí začne prudce klesat. Vzorek od firmy Antainano disponuje vysokou permeabilitou při frekvenci 50 Hz, kdy má relativní permeability přibližně 5x při této frekvenci než vzorek od VacuumSchmelze. Relativně nízká permeabilita vzorku VacuumSchmelze nemusí být pro aplikaci jádra překážkou, v literatuře [11] je ukázáno, že jádra s nižší permeabilitou mají magnetické vlastnosti (nižší magnetostrikce, lineárnější závislost magnetické indukce na intenzitě magnetického pole, větší frekvenční rozsah s konstantní permeabilitou) než běžná feritová jádra. Z vytvořených grafů dynamických hysterezních smyček je vidět vliv vysoké permeability jádra od firmy Antainano na relativně vysoké hysterezní ztráty při 50 Hz frekvenci. S vyšší frekvencí klesá hodnota magnetické indukce při stejné intenzitě magnetického pole u obou vzorků. Tvar hysterezních smyček odpovídá závislosti relativní permeability na hodnotě frekvence, kdy při vyšších frekvencích (500 Hz a 1000 Hz) je u vzorku Antainano magnetická indukce zřetelně nižší pro stejnou hodnotu magnetického pole než u hodnoty frekvence 50 Hz. U vzorku VacuumSchmelze je hodnota magnetické indukce při 50 Hz jen lehce vyšší než u vyšších frekvencí. Rovněž si vzorek VacuumSchmelze uchovává v celém rozsahu relativně nízkou hodnotu koerzivní síly, což pozitivně ovlivňuje hysterezní ztráty materiálu.

Druhá etapa měření nastala po navinutí sekundárního vinutí na oba vzorky nanokrystalických jader. Sekundární vinutí je tvořeno lakovaným měděným drátem o průměru 0,8mm a je tvořeno 100 závity. Obě měřená jádra jsou realizována jako toroidní násuvný transformátor. Primární vinutí je realizováno jedním závitěm měřeného vodiče, s jmenovitým proudem 100 A. Při měření naprázdno bylo potřeba měřit při nízké magnetické indukci, aby nedošlo k přesycení magnetického jádra. Proto byla proměřena závislost ztrátového výkonu v magnetickém obvodu na velikosti magnetické indukce při relativně nízké hodnotě magnetické indukce. Z naměřených průběhů vyplývá nižší ztrátový výkon prakticky v celém rozsahu magnetické indukce u vzorku Antainano. Správnost naměřených průběhů je ovšem diskutabilní vzhledem k tvaru dynamických hysterezních smyček obou materiálů.

Poslední naměřeným údajem je závislost chyby proudu na velikosti proudu primárním vinutím. Tato závislost je klíčová kurčení třídy přesnosti transformátoru. V tabulce 1 je doporučené rozdělení tříd přesnosti podle IEC. Chyba proudu byla měřena při frekvenci 50 Hz a hodnotě primárního proudu 5 %, 10 %, 20 %, 50 %, 100 % a 120 % jmenovitého primárního

proudu. Přičemž třída přesnosti se určuje z hodnot 10 %, 20 %, 100 % a 120 % jmenovitého primárního proudu. Naměřené hodnoty chyby proudu splňují u obou nanokrystalických jader požadavky pro třídu přesnosti 0,5. Chyba proudu u jádra od firmy Antainano dosahuje hodnoty 0,696 % pro primární proud 10 % jmenovitého proudu a 0,391 % pro jmenovitou hodnotu primárního proudu. Jádro VacuumSchmelze dosahuje nižších hodnot chyby proudu, přesněji 0,567 % pro primární proud 10 % jmenovitého proudu a 0,237 % pro jmenovitou hodnotu primárního proudu. Tyto hodnoty korespondují s naměřenými hodnotami v literatuře [13]. Na závěr lze shrnout, že se měřením podařilo ověřit vysokou permeabilitu magneticky měkkých nanokrystalických slitin a díky nízké hodnotě chyby proudu i jejich vhodnost pro využití při konstrukci magnetického obvodu měřících transformátorů proudu.

LITERATURA

- [1] KOPEČEK, Jan a Miloš DVOŘÁK. Přístrojové transformátory (měřící a jistící). Praha, ACADEMIA, 1966.
- [2] BEJČEK, Bc. Petr. Návrh přístrojového transformátoru nn. Plzeň, 2011. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni.
- [3] Power Engineering Technical Articles. <https://eepower.com/technical-articles/>. Viděno 18. květen 2022.
- [4] „ABB Measurement & Analytics - Instrumentation and Analyzer Technology". Measurement Products, <https://new.abb.com/products/measurement-products>. Viděno 8. květen 2022.
- [5] K. Zábanský, "Struktura, vlastnosti a stabilita perspektivních" *disertační práce*, Brno, Vysoké Učení Technické v Brně 2009.
- [6] „Application of Nanocrystalline Core". <https://www.coreschina.com/>, <https://coreschina.com:443/news/application-of-nanocrystalline-core>. Viděno 11. květen 2022.
- [7] Crutchfield's. „Yamaha P7000S". Crutchfield, https://www.crutchfield.com/p_845P7000S/Yamaha-P7000S.html. Viděno 7. květen 2022.
- [8] Sinbosen FP14000 4400w 2 Channel High Lab Power Stereo Amplifier For Dual 18-Inch Bass. <https://www.sinbosenaudio.com/fp14000-power-amplifier-p00094p1.html>. Viděno 7. květen 2022.
- [9] Amplifier Research 800A3 -. <https://www.testwall.com/product/amplifier-research-800a3/>. Viděno 7. květen 2022.
- [10] Conrad, (C) 2020. Keithley 3390 Arbitrární generátor funkcí 1 μ Hz - 50 MHz 1kanalový sinusový, obdélníkový, trojúhelník, šum, arbitrární | Conrad.cz. <https://www.conrad.cz/p/keithley-3390-arbitrarni-generator-funkci-1-hz-50-mhz-1kanalovy-sinusovy-obdelnikovy-trojuhelnik-sum-arbitrarni-1164915>. Viděno 7. květen 2022.
- [11] G. Bashar, P. Frederic and W. Thierry, "New low μ Nanocrystalline cores: An efficient way decreasing volume and mass," 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016, pp. 1-7, doi: 10.1109/EPE.2016.7695534.
- [12] X. Liu, T. Wang, L. Hu, X. Chen, N. Liu and L. Chen, "Design and Optimization of High Frequency Transformer with Nanocrystalline Core," 2019 4th International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG), 2019, pp. 246-249, doi: 10.1109/IGBSG.2019.8886192.
- [13] T. de Carvalho Batista, B. A. Luciano, R. C. S. Freire and S. Y. C. Catunda, "Current transformer with nanocrystalline alloy core for measurement," 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2011, pp. 1-4, doi: 10.1109/IMTC.2011.5944192.