

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

Disertační práce

červen, 2017

Ing. Aleš Havránek



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická
Katedra teorie obvodů

Algoritmy řízení magnetovacího procesu kompenzačních feromagnetů

Disertační práce

Ing. Aleš Havránek

Praha, červen, 2017

Doktorský studijní program: Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: Teoretická elektrotechnika

Školitel: *prof. Ing. Ivan Zemánek, CSc.*

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

.....
Ing. Aleš Havránek

Poděkování

Na tomto místě bych chtěl poděkovat své rodině za podporu při studiu. Dále bych rád poděkoval svému školiteli prof. Ing. Ivanu Zemánkovi, CSc. za vedení disertační práce a čas strávený při konzultacích.

Abstrakt

Tato disertační práce se věnuje algoritmům řízení magnetovacího procesu kompenzačních ferometrů. Kompenzační ferometr je měřicí přístroj, který měří hysterezní smyčku a další parametry otevřených vzorků magneticky měkkých materiálů při střídavém magnetování. Kompenzační metoda měření patří do stejné kategorie metod jako IEC metoda, metoda H cívky a měření pomocí Epsteinova rámu.

Při měření kompenzační metodou musí být splněny dvě podmínky. První podmínkou je udržení požadovaného tvaru časového průběhu napětí indukovaného v měřicím vinutí. Norma pro měření magneticky měkkých materiálů požaduje sinusový tvar tohoto napětí. Tato podmínka je společná všem metodám stejné kategorie. Druhou podmínkou je nulové napětí indukované v Rogowski-Chattockově potenciometru. Tato podmínka vyvstává z principu kompenzační metody. Systém řízení magnetovacího procesu se stará o splnění těchto podmínek. Stávající způsoby řízení magnetovacího procesu jsou v této práci také popsány.

Je odvozen model kompenzačního ferometru vhodný pro návrh řízení. Model ferometru používá model hysterezní smyčky měřeného vzorku ve stavu nasycení, kde je řízení magnetovacího procesu nejsložitější a eliptický model hysterezní smyčky jha.

Na základě modelu ferometru je pomocí přesné zpětnovazební linearizace navrženo stabilní řízení. Regulátor využívá stavovou zpětnou vazbu, adaptaci na měřenou hysterezní smyčku vzorku a iterativní výstupní zpětnou vazbu. Na rozdíl od ostatních metod řízení odvozený regulátor řeší řízení obou regulovaných průběhů najednou, jako jednu úlohu a zohledňuje vzájemnou vazbu mezi regulovanými průběhy. Využívá znalosti řízeného systému dané modelem kompenzačního ferometru. Řízení bylo úspěšně simulováno na modelu kompenzačního ferometru.

Navržený regulátor byl úspěšně realizován na platformě Red Pitaya (čipu Xilinx Zynq 7010 SoC – FPGA + CPU), která navíc převzala funkcionalitu ovládacího počítače a stala se novým jádrem kompenzačního ferometru. Byl proveden blokový návrh nové měřicí elektroniky.

Testování regulátoru bylo provedeno se současnou měřicí elektronikou. Regulátor je funkční a chyba měření intenzity magnetického pole vlivem nedokonalého řízení je o řád menší než u analogové záporné zpětné vazby.

Klíčová slova

Kompenzační ferometr, řízení magnetovacího procesu, korekce magnetického toku, kompenzace magnetického napětí, střídavé magnetování, magneticky měkké materiály, otevřené vzorky.

Abstrakt

This dissertation deals with algorithms of compensation ferrometers magnetizing process control. Compensation ferrometer is measuring instrument that measures the hysteresis loop and other parameters of open specimens of soft magnetic materials at AC magnetization. Compensation method belongs to the same category as the IEC method, the H coil method, and the Epstein frame method.

Two conditions must be fulfilled during measurements. The first condition is that the voltage induced in measuring winding must have required waveform. The standard for the soft magnetic materials measurement requires sinusoidal waveform of this voltage. This condition is common to all methods in the same category. The second condition is the zero voltage induced in the Rogowski-Chattock potentiometer. This condition is based on the principle of compensation methods. The magnetizing process control system ensures that these conditions are met. Existing magnetizing process control systems are also described in this work.

A model of the compensation ferrometer suitable for control design is derived. The ferrometer model uses a hysteresis loop model of the measured specimen in saturation state where magnetizing process control is the most complicated and the elliptic hysteresis loop yoke model.

Based on the ferrometer model, the stable control is designed using exact feedback linearization. The regulator uses state feedback, adaptation to the specimen hysteresis loop and iterative output feedback. Unlike the other control methods, the regulator solves the control of both controlled waveforms at once as a single task, and it takes into account the coupling between the controlled waveforms. It uses the knowledge of a controlled system described by the compensation ferrometer model. The control was successfully simulated on the compensation ferrometer model.

The regulator was successfully implemented on the Red Pitaya platform (Xilinx Zynq 7010 SoC - FPGA + CPU), which also took over the control computer functionality and became the new core of the ferrometer. A block design of the new measuring electronics was performed.

The regulator testing was done with the current measuring electronics. The controller is functional and the error of magnetic field strength measurement due to imperfect control is one order of magnitude smaller than for analog negative feedback.

Keywords

Compensation ferrometer, magnetizing process control, magnetic flux density waveform correction, magnetomotive force compensation, AC magnetizing, soft magnetic materials, open specimen.

Obsah

1. Úvod	15
1.1 Současný stav problematiky	16
1.2 Analogová kompenzace	17
1.3 Analogová korekce magnetického toku	19
1.4 Digitální kompenzace a korekce	21
2. Model kompenzačního ferometru	25
2.1 Rogowski-Chattockův potenciometr	25
2.2 Vinutí ferometru	28
2.3 Kompenzační metoda	30
2.4 Model měřeného vzorku	33
2.5 Model jha	34
2.6 Model magnetovacího zařízení	35
2.7 Řešení modelu	41
2.8 Jevy provázející magnetování.....	47
3. Regulátor	49
3.1 Linearizace systému.....	49
3.2 Řízení pomocí zpětné vazby	51
3.3 Simulace s regulátorem.....	54
4 Realizace.....	59
4.1 Kompenzační ferometr KF9a	59
4.2 Nový měřicí systém	61
4.3 Struktura nového ferometru	62
4.4 Aplikace pro měření	63
4.5 Pomocné FPGA moduly	69
4.6 FPGA modul regulátoru	71
4.7 Kalibrace.....	78
5 Závěr	81
5.1 Výsledky měření	81
5.2 Závěr	84
Použitá literatura	87
Seznam obrázků	91
A Přílohy	93
A.1 Porovnání měření	93
A.2 Frekvenční charakteristiky měřicí elektroniky	95
A.3 3D model jha.....	96
A.4 Seznam vlastních publikací	97

Seznam příloh na CD

Ferometr	zdrojové kódy programu Ferometr pro měření
Model kompenzačního ferometru.....	skripty pro simulace měření
Red Pitaya	manuál, obraz OS a zdrojové kódy
Disertace Havránek.pdf	tato disertační práce

Seznam symbolů

A, A_{u1}	zesílení
A_{i1}	převodní konstanta (A)
A_{k1}, A_{kc}	převodní konstanty (V^{-1})
a, b	hlavní, vedlejší poloosa
\mathbf{B}, B	magnetická indukce (T)
B_a	amplituda magnetické indukce, parametr modelu vzorku (T)
B_m, B_Y, B_p, B_r	magnetická indukce materiálu, změřená, jha, pracovní, remanentní (T)
D, Q	konstanty lineární kombinace
d	tloušťka, vzdálenost konců RCP (m)
e	chyba sledování
f	frekvence (Hz)
f_1, f_2	funkce zadané tabulkou pro regulátor
G	konstanta zdroje proudu řízeného napětím (A/V)
\mathbf{H}, H	intenzita magnetického pole (A/m), přenos
H_a	amplituda intenzity magnetického pole (A/m)
H_c	koercivita, parametr modelu vzorku (A/m)
H_G, H_Y	intenzita magnetického pole vzduchové mezery, jha (A/m)
H_m, H_{max}, H_{min}	intenzita magnetického pole změřená, maximální, minimální (A/m)
H_t	prostorový průměr tečné složky intenzity magnetického pole (A/m)
H_v	intenzita magnetického pole spočítaná jako v reálném systému (A/m)
I, I_{1ef}	proud, efektivní hodnota magnetovacího proudu (A)
i_1, i_c	magnetovací, kompenzační proud (A)
i_{1n}, i_{cn}	nový magnetovací, kompenzační proud (A)
i_{1off}	offset měřicí cesty magnetovacího proudu (A)
J	Jakobián
J_a	amplituda magnetické polarizace (T)
k	konstanta šíření (m^{-1}), magnetické vazby
k_A, k_φ, k_f	konstanta amplitudová, fázová, stavové zpětné vazby
k_i	konstanta integračního zesilovače (s^{-1})
k_{RCP}	konstanta RCP (H)
k_a	parametr modelu vzorku (m/A)
k_{u2}	činitel tvaru napětí u_2
L, L_1, L_c	indukčnost společná, magnetovacího a kompenzačního vinutí (H)
L_{r1}	rozptylová indukčnost magnetovacího vinutí (H)
l, l_1, l_G, l_Y	délka, mezi konci jha, vzduchové mezery, jha (m)
l_{tab}	celkový počet hodnot v tabulce
m	hmotnost měřené oblasti vzorku (kg)
N	parametr filtru
N_1, N_{1s}	počet závitů magnetovacího vinutí a jeho prostřední sekce
N_2, N_c, N_{RCP}	počet závitů měřicího a kompenzačního vinutí, RCP
n	hustota vinutí (m^{-1}), index v poli
P_e	ztrátový výkon (W)
p, p_t	měrný ztrátový výkon, časový průběh (W/kg)
R_1, R_c	odpor magnetovacího, kompenzačního vinutí (Ω)
R_m, R_Y, R_{mv}, R_{mm}	magnetický odpor, jha, vzduchu, materiálu (H^{-1})
\mathbf{r}	polohový vektor
S	plocha, průřez cívky (m^2), spektrum, zdánlivý výkon (VA)
S_v, S_A	průřez vzduchu, v měřicím vinutí (m^2)
S_m, S_M	průřez materiálu, měřeného vzorku (m^2)

S_G, S_Y	průřez vzduchové mezery, jha (m^2)
S_V	spektrum výstupního napětí
s, s_y	proměnná rozlišující rostoucí a klesající část hysterezní smyčky
T	magnetovací perioda (s)
t	čas (s)
t_d	skupinové zpoždění filtru
$U_{mAB(r)}$	magnetické napětí na křivce r, s, q (A)
$U_{ef}, U_{sar}, U_{2ef}, U_{2sar}$	efektivní a střední aritmetické hodnoty napětí (u_2) (V)
$u_0, u_1, u_2, u_r, u_{2m}, u_{2v}$	napětí (V)
u_1, u_c	magnetovací, kompenzační napětí (V)
u_2, u_{RCP}	napětí na měřicím vinutí, RCP (V)
u_{2ref}	reference napětí u_2 (V)
u_{1rp}	napětí na 1. vstupu systému Red Pitaya
u_{1bin}, u_{cbin}	binární kód reprezentující napětí na 1. a 2. výstupu
u_{1off}, u_{coff}	ofset magnetovací a kompenzační cesty
u_{L1}, u_{Lc}	napětí na indukčnosti magnetovacího a kompenzačního vinutí (V)
u_{filt}, u_v	filtrované, výstupní napětí (V)
V	objem (m^3)
v_1, v_c	nové vstupy
v_2, v_{RCP}	integrály výstupů
v_{RCPref}	reference pro v_{RCP}
w_2, w_{RCP}	reference regulátoru
x_c, y_c	souřadnice středu elipsy
α, β	měrný útlum, fázová konstanta (m^{-1})
δ	relativní chyba
δ_e	ekvivalentní hloubka vniku (m)
$\delta H, \delta H_{sar}$	chyba měření intenzity magnetického pole, střední arit. hodnota (A/m)
ε	permitivita (F/m)
μ, μ_Y	permeabilita jádra RCP, jha (H/m)
μ_r	relativní permeabilita (amplitudová)
ζ	nové souřadnice
ζ_{ref}	referenční trajektorie
$\xi_1, \xi_2, \xi_3, \xi_{3n}, \xi_4$	konstanty regulátoru
$\xi_5, \xi_6, \xi_7, \xi_{7n}, \xi_8$	konstanty regulátoru
ρ	hustota (kg/m^3)
σ	měrná vodivost (S/m)
Φ	fáze (rad)
$\Phi, \Phi_m, \Phi_v, \Phi_c, \Phi_{RCP}$	magnetický tok, materiálem, vzduchem, celkový, RCP (Wb)
φ	natočení elipsy (rad)

1. Úvod

Magneticky měkké materiály jsou podstatnou součástí důležitých elektrických strojů, hlavně transformátorů a elektromotorů. Je tedy potřeba parametry magneticky měkkých materiálů měřit. Tyto materiály se většinou vyrábějí ve tvaru pásků, které jsou z hlediska magnetických měření otevřenými vzorky. Metody pro měření otevřených vzorků magneticky měkkých materiálů při střídavém magnetování lze dělit podle měření intenzity magnetického pole.

Metoda měření v Epsteinově rámu spočívá v poskládání uzavřeného magnetického obvodu z pásků měřeného materiálu. Měření dále probíhá jako u uzavřených vzorků. Intenzita magnetického pole se určuje z magnetovacího proudu. Nevýhodou měření v Epsteinově rámu je nepřesná znalost délky střední siločáry, která je potřebná ke stanovení intenzity magnetického pole. Používaná délka střední siločáry je určena dohodou. Navíc i příprava pásků pro měření je náročná.

Další možností je sestavit uzavřený magnetický obvod z měřeného vzorku a jha (IEC metoda). Pokud bude použité jho dokonalé tj. bude představovat magnetický zkrat (nulový magnetický odpor jha), pak lze intenzitu magnetického pole určit z magnetovacího proudu. Nevýhodou této metody je neexistence dokonalého jha. Chybu měření také ovlivní neodstranitelné vzduchové mezery mezi měřeným vzorkem a jhem, které existují i díky drsnosti měřeného vzorku.

Intenzitu magnetického pole lze získat přímým měřením, čehož využívá metoda H cívky. H cívka je vzduchová cívka umístěná přímo nad měřeným vzorkem pod měřicím vinutím, která je orientovaná ve směru magnetování. Intenzita magnetického pole se počítá z napětí indukovaného do H cívky. Dokonalé jho není potřeba a metoda je použitelná i pro průběžná měření jedoucího pásu. Nevýhodou je obtížná kalibrace H cívky a rozměrnější systém cívek.

Kompenzační metoda používá jho pro uzavření magnetického obvodu. Nedokonalost jha a přítomnost vzduchových mezer ale nevadí, protože obojí je aktivně kompenzováno přidavným kompenzačním vinutím tak, aby se magnetický obvod mimo měřenou oblast vzorku jevil jako dokonalý. Měřená oblast je vytyčena konci Rogowski-Chattockova potenciometru (plochá cívka ve tvaru písmene U s nemagnetickým jádrem), do kterého se indukuje napětí odpovídající nedokonalosti magnetického obvodu mimo měřenou oblast vzorku. Pokud zpětná vazba toto napětí udrží nulové, pak je intenzita magnetického pole úměrná magnetovacímu proudu. Výhodami jsou jednoduché určení intenzity magnetického pole, možnost použití pro průběžná měření a také není potřeba kalibrace Rogowski-Chattockova potenciometru, protože slouží pouze jako indikátor nuly. Nevýhodou je složité řízení magnetovacího procesu, protože systém řízení musí zajistit požadovaný tvar napětí indukovaného do měřicího vinutí jako u všech předchozích metod a navíc i nulové napětí indukované do Rogowski-Chattockova potenciometru. Z hlediska řízení se jedná o dvě navzájem se ovlivňující úlohy řízení nelineárního systému s předem neznámou nelinearitou.

Metoda kompenzace magnetomotorického napětí byla vyvinuta na FEL ČVUT prof. Mikulcem. V dnešních dnech její vývoj vede prof. Zemánek na Katedře teorie obvodů.

Tato disertační práce se zabývá algoritmy řízení magnetovacího procesu kompenzačních ferometrů. Jejím cílem je navrhnout vhodný a stabilní systém řízení magnetovacího procesu, který zvýší přesnost měření a zároveň jej výrazně nezpomalí. Dalším cílem je tento systém řízení implementovat a otestovat na současném kompenzačním ferometru.

1.1 Současný stav problematiky

Při měření parametrů (např.: hysterezní smyčky) otevřených vzorků magneticky měkkých materiálů při střídavém magnetování je vhodné přizpůsobit magnetování vzorku jeho použití. Pro vzorky transformátorových plechů je vhodné napěťové magnetování. Odpovídajícím požadavkem je sinusový tvar napětí indukovaného do měřicího vinutí s činitelem tvaru $1,1107 \pm 1\%$. Tento požadavek je zakotven v normě IEC 404-6. Toto napětí je nesinusové i při napěťovém magnetování sinusovým průběhem vlivem nelinearity měřeného vzorku, rozptylových toků a nenulového odporu magnetovacího vinutí. Sinusovému indukovanému napětí odpovídá kosinusový průběh magnetické indukce. Korekce tvaru indukovaného napětí při vysokých hodnotách magnetické indukce je obtížná. Tento požadavek je společný všem metodám měření otevřených vzorků magneticky měkkých materiálů.

Podstatnou součástí kompenzačních ferometrů je systém kompenzace magnetického napětí mimo měřenou oblast vzorku. Kompenzace se snaží udržet nulové napětí indukované v Rogowski-Chattockova potenciometru (RCP). Kompenzuje se vše vně RCP – jho, vzduchové mezery i oblast měřeného vzorku mimo RCP. Korekce i kompenzace musí být zvládnuty v rámci řízení magnetovacího procesu kompenzačních ferometrů. Splnění obou podmínek je důležité pro přesná měření.

Měření pomocí kompenzační metody je ve světě aktivně řešeno jen na Katedře teorie obvodů. Problematika celého řízení magnetovacího procesu kompenzačních ferometrů ani kompenzace proto není jinde řešena. Dosud byla řešení založena na odděleném řešení kompenzace a korekce. Nepříjemnou vlastností odděleného přístupu je vzájemné ovlivňování kompenzace a korekce, které je často negativní a výrazně prodlužuje dobu konvergence kompenzace i korekce.

Dostupná řešení kompenzace jsou založena na analogové záporné zpětné vazbě [22]. Kompenzační vinutí je buzeno napětím, které je dané součtem magnetovacího napětí a invertujícím zesilovačem zesíleným napětím indukovaným do RCP. Pro co nejlepší kompenzaci je nutné velké zesílení této vazby. Nevýhodou je, že při velkých zesíleních může být tato vazba nestabilní a může kmitat. Nestabilita je z části určena i měřeným vzorkem, proto je nutné nastavit sílu zpětné vazby s dostatečnou rezervou pro různé vzorky, aby byla zajištěna stabilita.[23]

Analogovou zápornou zpětnou vazbu lze kombinovat s digitální částí. V práci [6] je popsáno řešení kompenzace umožňující přesné měření měrného ztrátového výkonu, avšak ne celé hysterezní smyčky, protože z napětí indukovaného do RCP se kompenzuje jen první harmonická frekvence. K měrnému ztrátovému výkonu (povahou činný výkon) přispívají jen harmonické složky zastoupené jak v intenzitě magnetického pole, tak i magnetické indukci. Pokud je magnetická indukce sinusová, pak stačí správně určit jen příslušnou harmonickou složku v intenzitě magnetického pole. Předpokládá se dokonalá korekce tvaru indukovaného napětí. Pro kompenzování je použita analogová záporná vazba a digitální část, která generuje pouze 1. harmonickou frekvenci. Vstupem do digitální části je napětí indukované do RCP. Výstup digitální části se sčítá s výstupem analogové části a společně budí kompenzační vinutí. Digitální část vzorkuje vstupní napětí, ze kterého počítá průměrnou periodu pro snížení

šumu. Amplitudu a fázi výstupního signálu určuje PI regulátor na základě amplitudy a fáze získané rychlou Fourierovou transformací z průměrné periody vstupního signálu. [29]

Další řešení kompenzace také využívá kombinace analogové záporné zpětné vazby s digitální částí ve stejném zapojení. Na rozdíl od předchozího případu kompenzuje všechny složky napětí indukovaného do RCP. Zmenšuje chybu měření celé hysterezní smyčky. Jádrem je algoritmus pracující ve frekvenční oblasti minimalizující všechny harmonické složky napětí indukovaného v RCP [12].

Korekce je ve světě řešena. Dostupná řešení využívají analogovou zpětnou vazbu, či kompletní PID regulaci v časové oblasti [18]. Tyto řešení nepatří mezi nejúspěšnější.

Další možností jsou digitální systémy s iterativními algoritmy (většinou je výstup roven součtu výstupu z předchozí iterace s dalším členem) založenými na jednoduché záporné zpětné vazbě ve frekvenční oblasti [18], nebo časové oblasti [21][38], PID regulátorech s upraveným řízením amplitudy magnetovacího signálu [18].

Některé iterativní algoritmy používají inverzi měřené hysterezní smyčky a linearizovaného magnetovacího obvodu v časové oblasti [21][28], nebo alespoň kompenzují úbytek napětí na odporu magnetovacího vinutí [2][26].

Používají se také algoritmy užívající upravené zpětné vazby v časové oblasti v kombinaci se zpětnou vazbou pro fázi ve frekvenční oblasti [44]. V časové oblasti je jako další člen použit proporcionální regulátor se zesílením úměrným absolutní hodnotě výstupního signálu z minulé iterace. Poté je na fázové spektrum tohoto signálu použit proporcionální regulátor.

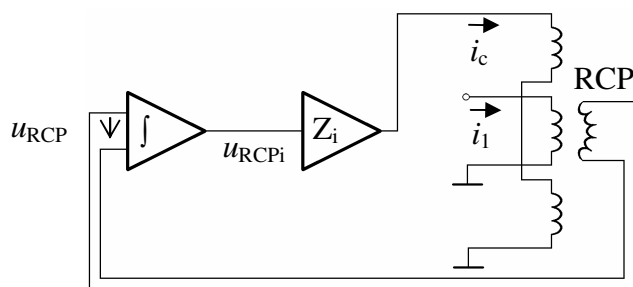
Dalším přístupem je dívat se na celou úlohu jako na hledání řešení nelineární rovnice a řešit ji pomocí vhodných algoritmů. V článku [34] je použita Quasi-Newtonova metoda, která se obejde bez Jakobiánu. V návaznosti na můj model magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru je tato metoda dobře zvolena, neboť Jakobián rovnic modelu je singulární a je funkcí hledaných proudů.

Z publikací nevyplývá, zda a jak jsou založeny na úplných modelech magnetovacích systémů, jejich vlastnostech a teorii nelineárního řízení. Podmínky stability publikovaných řešení většinou nejsou zmíněny.

V následujících podkapitolách této úvodní kapitoly budou detailněji popsána řešení korekce tvaru indukovaného napětí a kompenzace, která jsou implementována v kompenzačním ferometru KF9a.

1.2 Analogová kompenzace

Analogovou kompenzací tvoří záporná zpětná vazba, která se snaží udržet napětí indukované v RCP nulové. Toho dosahuje pomocí proudu tekoucího kompenzačním vinutím. Stav dokonalé kompenzace se nedá dosáhnout, protože musí existovat zbytkové napětí indukované v RCP, které řídí proud kompenzačním vinutím. Napětí indukované v RCP je tím menší, čím větší je zesílení zpětnovazební smyčky, ale zesilovače s nekonečným zesílením nejsou k dispozici.



Obr. 1.2.1 Kompenzace 1

Pro zavedení záporné zpětné vazby jsou dvě možnosti. První je na Obr. 1.2.1. Napětí indukované v RCP u_{RCP} (V), které je derivací magnetického napětí $U_{\text{mAB(s)}}$ (A) se integruje v integračním zesilovači s konstantou k_i (s^{-1}). Toto napětí budí výkonový zesilovač Z_i , který se vůči kompenzačnímu vinutí chová jako zdroj proudu řízený napětím s konstantou G (A/V).

Absolutní chyba kompenzace $U_{\text{mAB(s)}}$ je funkcí času a také regulační odchylkou. Pro $U_{\text{mAB(s)}}$ platí rovnice (1.2.1), kde magnetické napětí na měřeném vzorku $U_{\text{mBA(q)}}$ (A) vyjádříme jako lineární kombinaci magnetovacího proudu i_1 (A) a kompenzačního proudu i_c (A) pomocí konstant D a Q a proudu kompenzačním vinutím jako funkcí $U_{\text{mAB(s)}}$. Následně určíme relativní chybu δ . [23] [41]

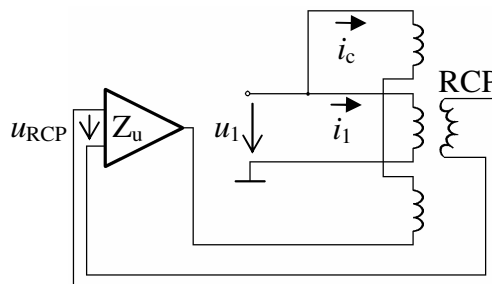
$$U_{\text{mAB(s)}} = N_1 i_1 - U_{\text{mBA(q)}} = N_1 i_1 - D i_1 - Q i_c = (N_1 - D) i_1 - Q G k_i k_{\text{RCP}} U_{\text{mAB(s)}} \quad (1.2.1)$$

$$\delta = \frac{U_{\text{mAB(s)}}}{N_1 i_1} = \frac{1 - \frac{D}{N_1}}{1 + Q G k_i k_{\text{RCP}}} \quad (1.2.2)$$

Druhý člen jmenovatele $Q G k_i k_{\text{RCP}}$ je zesílení rozpojené zpětnovazební smyčky, kde konstanta RCP je k_{RCP} . Pro dokonalé jho s nulovým magnetickým odporem by D bylo rovno počtu závitů magnetovacího vinutí N_1 . Protože jho není dokonalé, tak část magnetického napětí magnetovacího vinutí se spotřebuje na jho a vzduchové mezery. Parametr D je tedy menší než počet závitů magnetovacího vinutí N_1 , ale neliší se řádově. Velikost D a Q závisí na uspořádání vinutí a na vlastnostech měřeného vzorku. Číselník nabývá hodnot menších než jedna, a proto pro dosažení chyby pod 1% stačí zesílení rozpojené zpětnovazební smyčky v řádu desítek.

Nevýhodou zapojení je nutnost citlivého integrátoru a potíže se stejnosměrnou složkou, která je nežádoucí a musí se oddělit. Další nevýhodou je nutnost ochrany výkonového zesilovače před napětím, které se do něj indukuje z magnetovacího vinutí, hlavně před špičkami vznikajícími při přechodných stavech.

Nevýhodný integrátor odstraní druhé zapojení. Kompenzační vinutí je zde připojeno spolu s magnetovacím vinutím na zdroj magnetovacího proudu a druhým koncem na výkonový zesilovač, který se zde chová jako zdroj napětí. Při nulovém buzení z výkonového zesilovače se kompenzační vinutí chová jako paralelní sekce magnetovacího vinutí. Funkci integrátoru zde plní oba induktory buzené ze zdrojů napětí. Oproti předchozímu zapojení je vzhledem k nezanedbatelným odporům vinutí toto zapojení vhodné pouze pro periodické buzení. V předchozím zapojení se teoreticky mohlo měřit i při pomalých změnách magnetovacího proudu.



Obr. 1.2.2 Kompenzace 2

Podobně jako v předchozím případě odvodíme relativní chybu. Pokud navíc předpokládáme, že indukčnosti i ty vzájemné magnetovacího a kompenzačního vinutí jsou

přibližně stejné (stejný počet závitů), pak platí následující vztah, kde A je zesílení zesilovače Z_u a L_{r1} (H) je rozptylová indukčnost magnetovacího vinutí (indukčnost magnetovacího vinutí méně vzájemná indukčnost mezi magnetovacím a kompenzačním vinutím).

$$\delta \doteq \frac{1 - \frac{D}{N_1} - \frac{Q}{N_1}}{1 + \frac{k_{RCP}QA}{L_{r1}}} \quad (1.2.3)$$

Čitatel je menší než pro předchozí zapojení. Zesílení rozpojené zpětnovazební smyčky je druhý člen ve jmenovateli. I u tohoto zapojení je nutné oddělit stejnosměrnou složku kompenzačního proudu. Stejný princip zapojení je použit v kompenzačním ferometru KF9a. Zesílení se dá nastavit tak, aby regulační odchylka byla pod 1%. Vliv relativní chyby na měření ztrátového výkonu p (W/kg) je dán níže uvedeným vztahem, kde N_2 je počet závitů měřicího vinutí, m (kg) je hmotnost měřené oblasti vzorku a T (s) je magnetovací perioda.

$$p = \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{m} \frac{1}{T} \int_0^T (1 - \delta) u_2 i_1 dt \approx \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{m} \frac{1}{T} (1 - \delta) \int_0^T u_2 i_1 dt \quad (1.2.4)$$

Pro odvození vlastností obou zapojení byl použit lineární model a byly uvažovány pouze dominantní prvky, což je podstatná vada. Lepší řešení by uvažovalo nelinearity materiálu i zesilovačů, hlavně hysterezi a nasycení, případně i dynamické vlastnosti zesilovačů. Maximální zesílení je omezeno stabilitou obvodu, která je také závislá na měřeném vzorku. Zesílení musí být nastaveno tak, aby byla stabilita zaručena pro všechna požadovaná měření. [23]

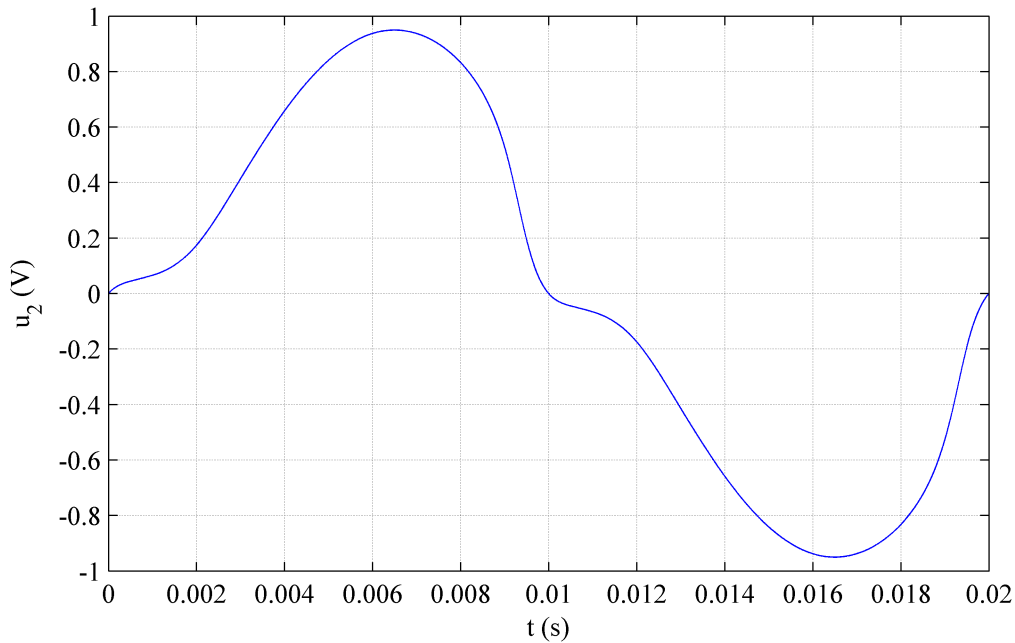
1.3 Analogová korekce magnetického toku

Při střídavém magnetování je rozložení magnetického toku v průřezu vzorku závislé na jeho časovém průběhu vlivem povrchového jevu. Tím jsou ovlivněny ztráty na přemagnetování. Proto je v normě zakotven požadavek na tvar indukovaného napětí u_2 (V) v měřicím vinutí, které je derivací magnetického toku. Podle normy pro měření magneticky měkkých materiálů má mít indukované napětí sinusový tvar s činitelem tvaru $k_{u2} = 1,11 \pm 1\%$. Činitel tvaru je poměr efektivní hodnoty U_{ef} (V) ku střední aritmetické hodnotě U_{sar} (V). [7]

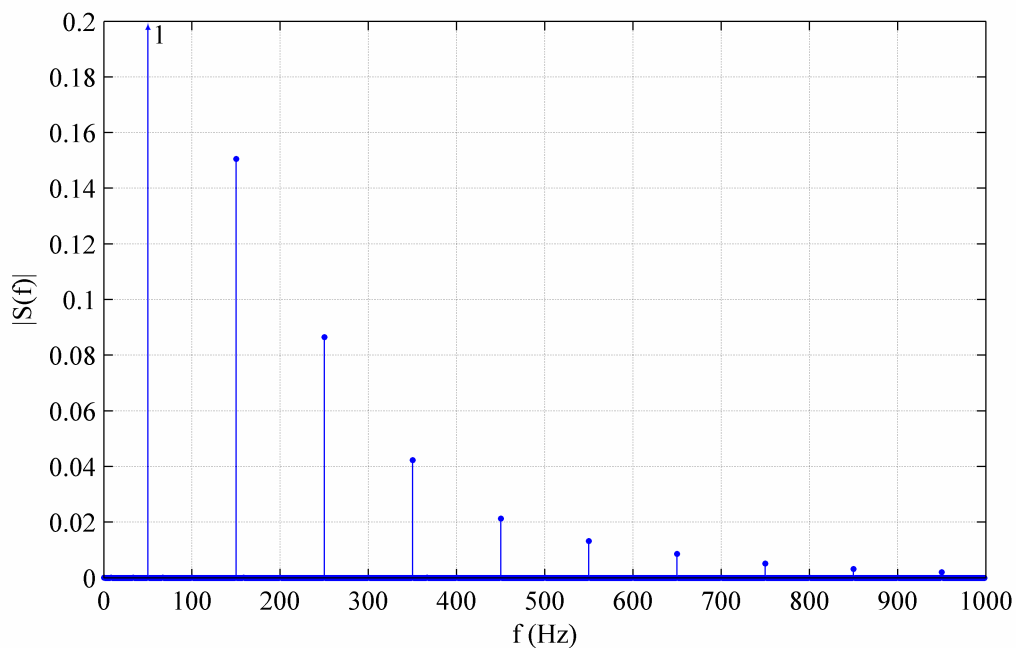
$$k_{u2} = \frac{U_{ef}}{U_{sar}} \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \text{ pro sinus} \right) \quad (1.3.1)$$

Vlivem nelinearity měřených magnetických materiálů, rozptylových toků a nenulového odporu magnetovací cívky je indukované napětí nesinusové, obzvláště pro vysoké intenzity magnetického pole. V časové oblasti se zkreslení projevuje kolem průchodu indukovaného napětí nulou a nesymetrií první a druhé čtvrtiny periody. Na Obr. 1.3.1 je průběh indukovaného napětí naměřené na materiálu Eo10. [23] [41]

Ve frekvenční oblasti je zkreslení patrné z obsahu lichých harmonických frekvencí. Pokud je hysterezní smyčka symetrická, pak by neměly být v indukovaném napětí přítomné sudé harmonické frekvence. Spektrum na Obr. 1.3.2 bylo normovaná tak, aby absolutní hodnota první harmonické frekvence byla 1.



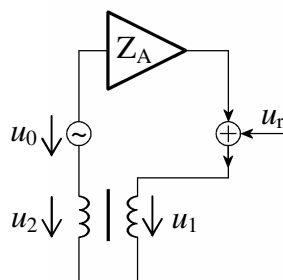
Obr. 1.3.1 Indukované napětí u_2 při $B_a = 1,7$ T, $k_{u2} = 1,1799$



Obr. 1.3.2 Amplitudové spektrum indukovaného napětí u_2 při $B_a = 1,7$ T

Analogová korekce tvaru indukovaného napětí pracuje jako záporná zpětná vazba zavedená z měřicího vinutí, do kterého se indukuje napětí u_2 . Nejjednodušší zapojení pouze částí, které jsou pro tuto korekci podstatné je na Obr. 1.3.3.

Zesilovač napětí Z_A má záporné zesílení A a nekonečný vstupní odpor. Počet závitů na primárním a sekundárním vinutí je pro jednoduchost stejný. Zkreslení je modelované pomocí napětí u_r (V), protože model na obrázku je lineární. Čistě sinusové napětí pro magnetování je u_0 (V). Pro obvod platí níže uvedené rovnice. [40][41]



Obr. 1.3.3 Analogová korekce

$$u_2 = u_1 = A(u_0 + u_2) + u_r = Au_0 + Au_2 + u_r \quad (1.3.2)$$

$$u_2 = \frac{A}{1-A}u_0 + \frac{1}{1-A}u_r \quad (1.3.3)$$

Pokud budeme zvětšovat absolutní hodnotu zesílení A k nekonečnu, poté člen odpovídající zkreslení půjde k nule a napětí u_2 bude dáno napětím u_0 .

$$u_2 = \lim_{A \rightarrow -\infty} \left(\frac{A}{1-A}u_0 + \frac{1}{1-A}u_r \right) = -u_0 \quad (1.3.4)$$

V tomto případě je indukované napětí a magnetický tok harmonický stejně jako magnetovací napětí u_0 . Platí transformátorová rovnice, která udává vztah mezi střední aritmetickou hodnotou indukovaného napětí v měřicím vinutí U_{2sar} (V) (přesněji střední hodnotou za půl periody) a amplitudou magnetické indukce B_a (T) v materiálu o průřezu S_m (m^2) a frekvenci f (Hz). Při přepočtu tohoto napětí na magnetovací vinutí získáme odhad napětí, kterým bychom měli budít magnetovací vinutí pro dosažení požadované amplitudy magnetické indukce. Pro získání přesné hodnoty je nutné postihnout rozptylové toky a odpor magnetovacího vinutí. [41]

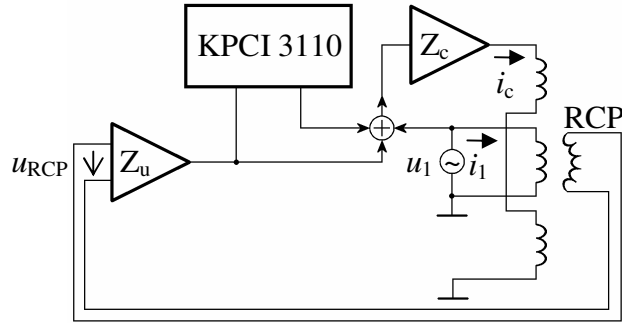
$$U_{2sar} = 4fS_m N_2 B_a \quad (1.3.5)$$

$$\frac{U_{1ef}}{U_{2ef}} = \frac{N_1}{N_2} \quad (1.3.6)$$

Analogová zpětná vazba pro korekci magnetického toku funguje dobře, ale pro udržení harmonického indukovaného napětí pro vysoké hodnoty amplitudy magnetické indukce musí být velice silná a může být nestabilní.

1.4 Digitální kompenzace a korekce

Digitální kompenzace zachovává analogovou zpětnou vazbu zapojenou a přidává digitální část, kterou představuje počítačová karta Keithley KPCI 3110. Tato karta vzorkuje napětí indukované v RCP a také generuje výstupní napětí, které je přičteno k zesílenému napětí z RCP a magnetovacímu napětí. Výsledkem je kompenzační napětí. Na Obr. 1.4.1 je zapojení umožňující kombinovat digitální a analogovou kompenzaci bez ostatních částí ferometru. Stejně zapojení lze použít i s algoritmem pro přesné měření ztrát, který kompenzuje pouze první harmonickou frekvenci. Opět platí, že při vypnuté kompenzaci se obě dvě sekce kompenzačního vinutí, umístěné na krajích měřeného vzorku, chovají jako paralelní sekce magnetovacího vinutí, čímž přispívají k větší homogenitě magnetického pole.



Obr. 1.4.1 Digitální kompenzace

Algoritmus kompenzace je iterativní, protože je nesnadné předvídat dopady změny kompenzačního napětí. Algoritmus nepracuje v časech odpovídajících periodě vzorkování, ale v časech daných periodou magnetovacího napětí. Výpočty a změny výstupních průběhů probíhají na základě dat z několika period a proto je odezva systému delší než jedna perioda.

Prvním krokem algoritmu je vzorkování napětí z RCP. Navzorkované napětí se posune o stejný počet vzorků jako napětí indukované v měřicím vinutí, které se posouvá tak, aby začínalo průchodem nulou s kladnou derivací. Touto synchronizací se zajistí nezávislost fáze spočítané pomocí FFT na čase začátku vzorkování napětí, který je dán spuštěním měření a je náhodný.

Následné odečtení stejnosměrné složky si poradí s případnými ofsety zesilovačů (zesilovač Z_u a vnitřní zesilovač karty KPCI 3110) a A/D převodníku počítačové karty. Také se zamezí přítomnosti stejnosměrné složky ve výstupním signálu. Délka navzorkovaného signálu je přesně celistvým násobkem periody magnetovacího napětí a tedy i napětí u_{RCP} .

Napětí z RCP je vlastně zbytkové napětí, které nevykompenzovala analogová vazba, a proto je velmi malé a obsahuje šum. Šum potlačíme průměrováním, tj. vypočteme průměrnou periodu. Tento průměr můžeme spočítat také proto, že vzorkovací frekvence A/D převodníku je celistvým násobkem vzorkovací frekvence D/A převodníku a obě jsou odvozeny od jednoho zdroje, kterým je krystalový oscilátor na počítačové kartě.

Dalším krokem je výpočet rychlé Fourierovy transformace. Při výpočtu není použito váhovací okno, což je ekvivalentní použití obdélníkového okna. Prosakování ve spektru se neprojeví, protože délka okna je periodou signálu. Spektrum je označeno písmenem S a případným indexem, který označuje iteraci algoritmu. [33]

$$S[n] = \text{FFT}\{u_{RCP}[k]\} \quad (1.4.1)$$

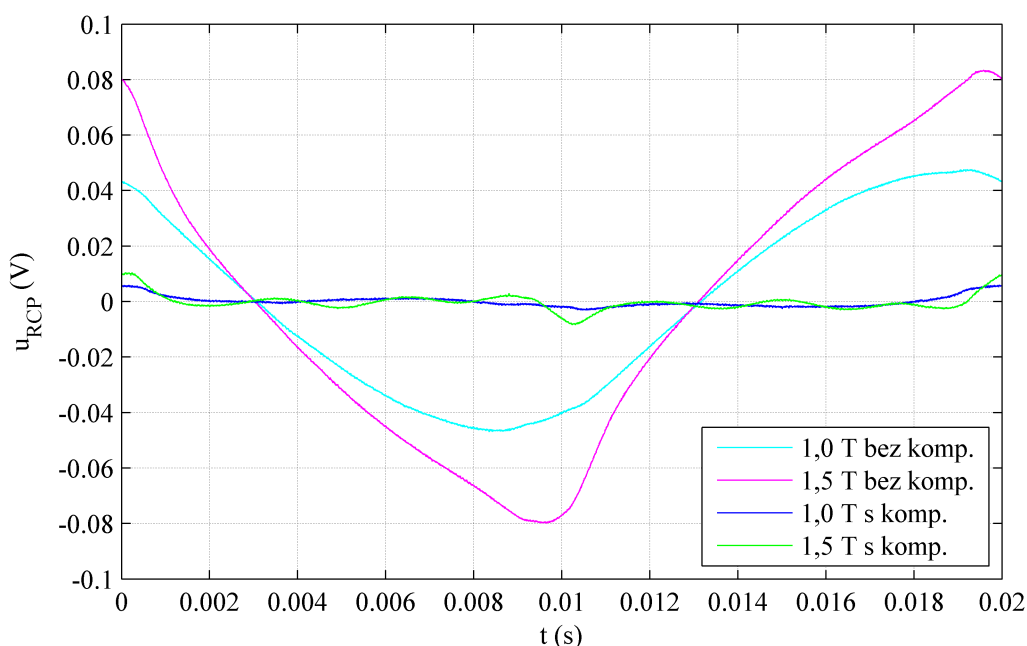
Jádrem výpočtu je určení spektra výstupního napětí S_v . Zjednodušeně si lze představit, že ke každé spektrální složce stávajícího výstupního signálu přičteme kousek spektrální složky signálu z RCP s pootočenou fází. Pokud se po této iteraci napětí z RCP zmenší, bude menší i přírůstek k výstupnímu napětí v další iteraci. Pokud se zvětší, bude v další iteraci přírůstek velký a výrazně změní výstupní napětí a tím se přiblíží k napětí, pro které bude v další iteraci napětí z RCP menší. Po dostatečném počtu iterací se ideálně signál z RCP vynuluje. Na konstantách k_A a k_ϕ výrazně nezáleží a ovlivňují hlavně rychlost konvergence algoritmu. Pro ověření funkce byly použity hodnoty $k_A = 0,35$ a $k_\phi = 5$. Výstupní napětí u_v (V) se získá pomocí inverzní FFT.

$$u_v[k] = \text{IFFT}\left\{S_{v-1}[n] - k_A |S_v[n]| e^{j(k_\phi \arg\{S_v[n]\} - \arg\{S_{v-1}[n]\})}\right\} \quad (1.4.2)$$

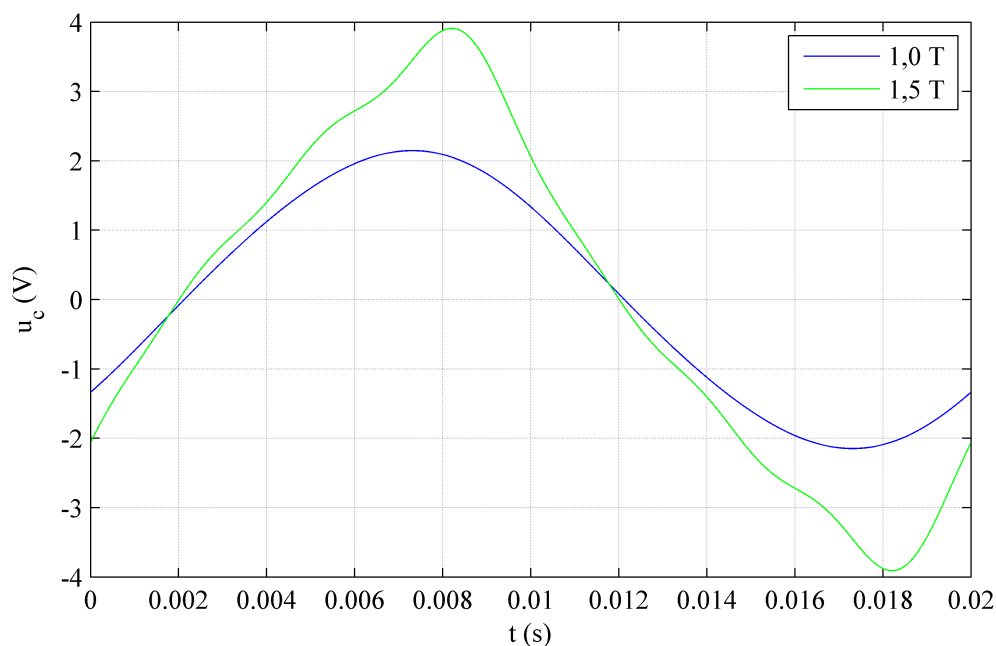
Výstupní napětí algoritmu kompenzace je část napětí, které budí kompenzační vinutí. Aby nedocházelo k přechodným dějům, tak se výstupní napětí nahrazuje nově vypočteným vždy při průchodu nulou. Algoritmus se opakuje tak dlouho, dokud není napětí indukované v RCP srovnatelné se šumem. Jinak algoritmus může dočasně zesilovat šum. Toto chování má příčinu v náhodnosti šumu.

Korekce tvaru indukovaného napětí je čistě digitální. Používá téměř stejný algoritmus jako kompenzace, ale funguje bez analogové zpětné vazby. Magnetovací napětí je také generované počítačovou kartou a napětí indukované v měřicím vinutí je opět vzorkováno stejnou kartou. Algoritmus korekce generuje takové magnetovací napětí, pro které je indukované napětí v měřicím vinutí sinusové. Výpočet až na synchronizaci neprobíhá pro první harmonickou frekvenci (magnetovací frekvence). Synchronizace probíhá na základě první harmonické frekvence magnetovacího napětí a přesněji než pro algoritmus kompenzace. Využívá se k tomu časové zpoždění spočítané z fáze první harmonické frekvence indukovaného napětí pomocí FFT. První harmonická frekvence je použita proto, že je zastoupena v magnetovacím i indukovaném napětí s dostatečnou amplitudou. Tímto se odstraní složka přenosu systému odpovídající lineární části (konstantní skupinové zpoždění) a také budou fáze vypočtené pomocí FFT vztažené ke konkrétní hodnotě, což umožňuje skládat spektra z různých iterací algoritmu. Algoritmus korekce zachovává střední aritmetickou hodnotu magnetovacího napětí, aby nedocházelo ke změně amplitudy magnetické indukce v průběhu korekce. Algoritmus korekce končí po dosažení požadovaného činitele tvaru indukovaného napětí nebo celkového harmonického zkreslení.

Tyto mnou navržené algoritmy kompenzace a korekce jsou používány v aktuální verzi kompenzačního ferometru KF9a. Na Obr. 1.4.2 jsou průběhy napětí indukovaného v RCP při měření klasického materiálu Eo10 o rozměrech 0,5 m x 0,5 m x 0,35 mm na frekvenci 50 Hz při 1,0 T a 1,5 T bez digitální kompenzace a s digitální kompenzací, digitální korekce byla v činnosti ve všech případech. Obr. 1.4.3 ukazuje kompenzační napětí generované digitální částí v téměř kompenzovaném stavu. V kompenzovaném stavu generuje celkové kompenzační napětí jen digitální část, protože napětí v RCP, které je regulační odchylkou pro analogovou zpětnou vazbu je nulové. Digitální kompenzace potlačila toto napětí. V tomto stavu vypnutí analogové kompenzace neovlivní měření. [10] [11] [12] [15] [39]

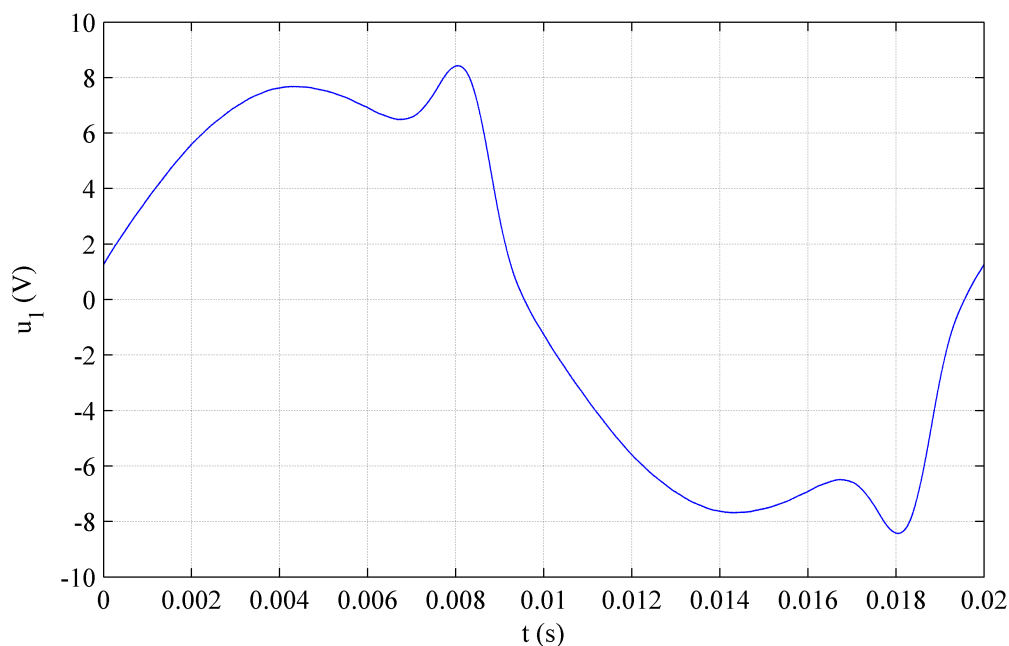


Obr. 1.4.2 Digitální kompenzace - u_{RCP}



Obr. 1.4.3 Digitální kompenzace - u_c

Na Obr. 1.4.4 je průběh magnetovacího napětí potřebného k dosažení sinusového indukovaného napětí v měřicím vinutí pro stejný materiál Eo10, ale při 1,7 T. Napětí indukované v měřicím vinutí bez korekce je na Obr. 1.3.1. Došlo ke zlepšení činitele tvaru z nevyhovující hodnoty 1,1799 na hodnotu 1,1105 po 16 iteracích. Kompenzace i korekce plní svojí funkci, jak pro klasické, tak i pro amorfni materiály. Současné použití obou algoritmů podstatně prodlužuje dobu potřebnou k dosažení požadovaných průběhů. První verze algoritmu se snažila přičíst k magnetovacím napětí nechtěné vyšší harmonické z indukovaného napětí s opačnou fází, ale tato verze nefungovala.



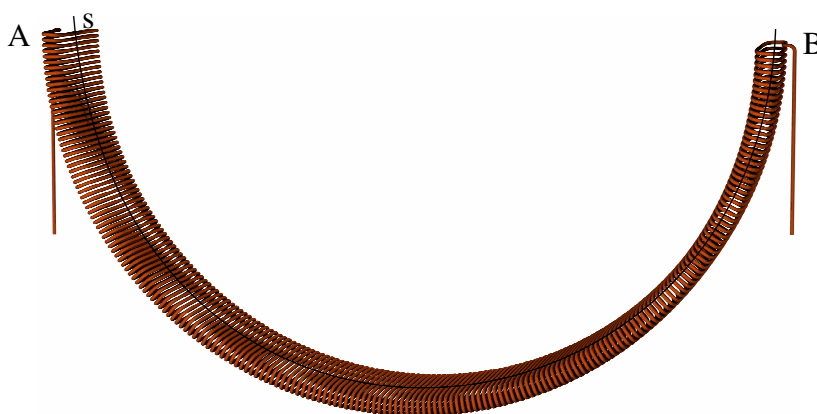
Obr. 1.4.4 Magnetovací napětí u_1 po digitální korekci

2. Model kompenzačního ferometru

Pro návrh řízení magnetovacího procesu kompenzačního ferometru je nutné vybudovat jeho model. Cílem modelování je postihnout základní vlastnosti a chování celého ferometru. Na základě tohoto modelu bude v další kapitole navrhnout systém řízení a i s tímto ohledem budou jednotlivé části ferometru popisovány. Výsledkem poté bude řízení, které využívá znalost fungování ferometru. Tímto způsobem lze navrhnout lepší řízení než poskytují systémy, které žádný model neberou v úvahu.

2.1 Rogowski-Chattockův potenciometr

Rogowski-Chattockův potenciometr je plochá cívka navinutá tenkým vodičem na nemagnetickém a nevodivém jádře, která slouží pro měření intenzity magnetického pole. Samotný RCP měří magnetické napětí. Vzhledem k tomu, že cívka je z mědi, která je diamagnetická ($\mu_r < 1$) a neprochází jí proud, tak téměř neovlivňuje magnetické pole ve svém okolí. [23][41]



Obr. 2.1.1 RCP

Při odvození vztahu mezi napětím indukovaným v RCP a intenzitou magnetického pole v měřeném vzorku vyjdeme z Maxwellových rovnic. Jako první nám poslouží Faradayův indukční zákon. Napětí indukované v RCP u_{RCP} (V) je rovno časové derivaci celkového magnetického toku v RCP Φ_{RCP} (Wb). Celkový tok RCP je dán integrálem po dráze označené s mezi konci RCP A a B, která je uvnitř průřezu RCP. Obdobně bychom mohli sčítat napětí, která se indukují do jednotlivých závitů RCP. Hustota vinutí je n (m^{-1}), RCP má celkem N_{RCP} závitů po celé délce l (m). Magnetický tok Φ (Wb) je funkcí jak času t (s), tak i prostoru.

$$u_{\text{RCP}} = \frac{d\phi_{\text{RCP}}}{dt} \quad (2.1.1)$$

$$\phi_{RCP} = \int_{B(s)}^A n \phi d\mathbf{l} \quad (2.1.2)$$

$$n = \frac{\partial N_{RCP}}{\partial l} \quad (2.1.3)$$

Magnetický tok je daný plošným integrálem magnetické indukce \mathbf{B} (T) přes plochu S (m^2) průřezu RCP. Tato plocha je obecně závislá na poloze \mathbf{r} , tj. nemusí být konstantní v celé délce RCP. Po dosazení do (2.1.1) dostaneme napětí indukované do RCP. Magnetická indukce je funkcí času i prostoru.

$$\phi = \iint_{S(\mathbf{r})} \mathbf{B} d\mathbf{S} \quad (2.1.4)$$

$$u_{RCP} = \frac{d}{dt} \int_{B(s)}^A n \left(\iint_{S(\mathbf{r})} \mathbf{B} d\mathbf{S} \right) d\mathbf{l} \quad (2.1.5)$$

Protože RCP má nemagnetické jádro dosadíme do (2.1.5) pomocí (2.1.6), kde \mathbf{H} (A/m) je intenzita magnetického pole a konstanta μ (H/m) je permeabilita jádra RCP. Ostatně stejně lze postupovat pro jakékoliv lineární prostředí (popsatelné pomocí (2.1.6)). Dále předpokládáme konstantní hustotu vinutí RCP. Podle Fubiniho věty prohodíme pořadí integrálů.

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.1.6)$$

$$u_{RCP} = n\mu \frac{d}{dt} \int_{B(s)}^A \left(\iint_{S(\mathbf{r})} \mathbf{H} d\mathbf{S} \right) d\mathbf{l} = n\mu \frac{d}{dt} \iint_{S(\mathbf{r})} \left(\int_{B(s)}^A \mathbf{H} d\mathbf{l} \right) d\mathbf{S} \quad (2.1.7)$$

Vnitřní integrál v (2.1.7) je přesně magnetické napětí $U_{mAB(s)}$ (A) mezi body A a B získané integrací po dráze s . Předpokládáme navíc konstantní průřez RCP o ploše S (m^2) a rozšíříme jím levou stranu (2.1.7). Výraz v závorce (2.1.9) je plošná střední hodnota magnetického napětí $U_{mAB(s)}$ a konstanty před derivací tvoří konstantu RCP k_{RCP} (H).

$$U_{mAB(s)} = \int_{B(s)}^A \mathbf{H} d\mathbf{l} \quad (2.1.8)$$

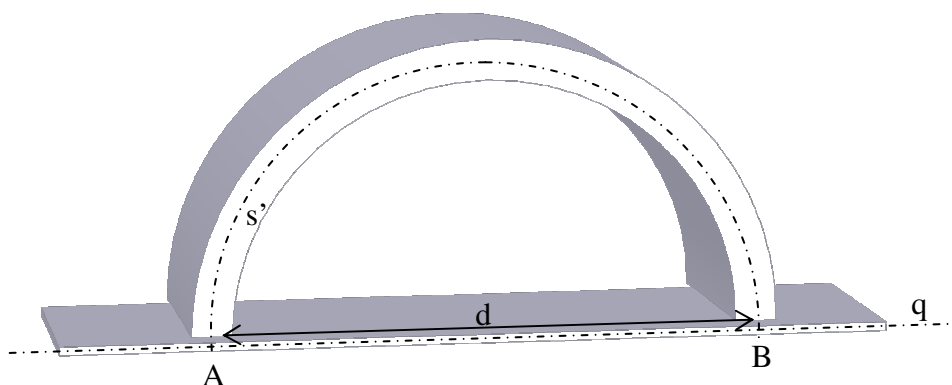
$$u_{RCP} = n\mu S \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{S} \iint_{S(\mathbf{r})} U_{mAB(s)} d\mathbf{S} \right) = k_{RCP} \frac{d}{dt} \langle U_{mAB(s)} \rangle \quad (2.1.9)$$

Při uvážení podélné nehomogenity, například nerovnoměrného vinutí RCP, nelze hustotu vinutí dát před integrál a ten přestává mít fyzikální význam magnetického napětí. Chyba závisí na poloze i nerovnoměrnosti vadného úseku RCP. Cívkový tok závisí na rozložení magnetického pole podél osy RCP i při stejném magnetickém napětí mezi body A a B. Vzniklé chyby jsou vzhledem k neznalosti nehomogenit měřeného pole nepostižitelné. Je proto důležité vyrobit RCP poměrně přesně a vyvarovat se zkratům mezi závitů.

Integrační dráha s nemusí být magnetickou osou RCP označenou jako s' . Magnetická osa RCP vždy leží alespoň uvnitř nejkrajnější vrstvy vinutí RCP díky spojitosti a vlastnosti střední hodnoty. Na magnetické ose RCP nabývá magnetické napětí (intenzita magnetického pole) svou střední hodnotu. Její poloha závisí na nehomogenitě pole.

$$u_{RCP} = k_{RCP} \frac{d}{dt} U_{mAB(s')} \quad (2.1.10)$$

Poloha magnetické osy RCP je důležitá pro určení přesnosti měření kompenzační metody, protože pro výpočet intenzity magnetického pole z magnetovacího proudu je nutná znalost délky střední siločáry, která je pro kompenzační metodu vzdálenost konců RCP. Tloušťka RCP je maximální chybou určení střední délky siločáry. Vzdálenost d (m) je vzdáleností mezi průřezky rovin konců RCP s magnetickou osou RCP.



Obr. 2.1.2 RCP a měřená oblast

Z magnetického napětí mezi body A a B ve vzdálenosti d (m) lze určit průměrnou (prostorovou) hodnotu tečné složky intenzity magnetického pole H_t (A/m) mezi těmito body. Integrační dráha q vede měřeným vzorkem mezi body A a B.

$$H_t = \frac{U_{mBA(q)}}{d} = -\frac{U_{mAB(s')}}{d} \quad (2.1.11)$$

Tečné složky intenzity magnetického pole na rozhraní dvou prostředí jsou si rovny, jak plyne z Ampérovovy rovnice pro limitně krátkou dráhu obepínající nulový proud I (A). [27]

$$\oint_c \mathbf{H} d\mathbf{l} = I \quad (2.1.12)$$

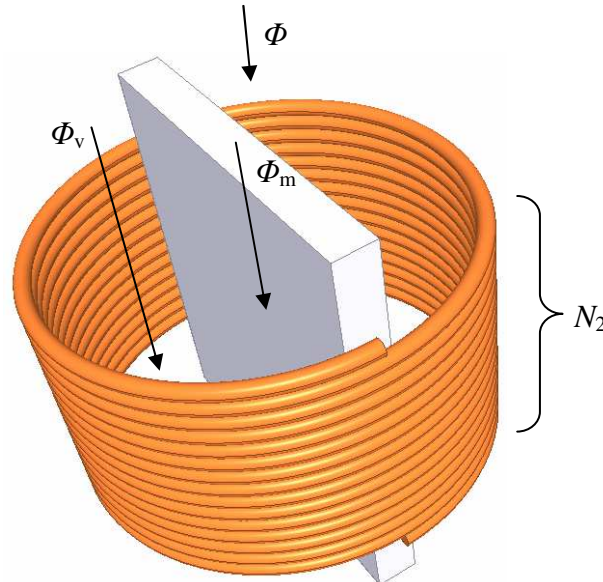
$$H_{t1} = H_{t2} \quad (2.1.13)$$

Z konstrukčních důvodů nemůže RCP přímo doléhat na měřený vzorek pro průběžné měřiče, proto měřené magnetické napětí není přesně mezi body A a B. Vzniklé vzduchové mezery lze ale vzhledem k délce RCP zanedbat, nebo lze provést extrapolaci. Při předpokladu lineární závislosti magnetického napětí na rostoucí vzdálenosti od povrchu měřeného vzorku ji lze jednoduše provést změnou hustoty a průřezu vinutí RCP u jeho konců. [23]

Pro úplnost dodejme, že podmínkou pro zavedení a měření potenciálu je $\text{rot } \mathbf{H} = 0$. Pokud platí, tak je RCP skutečně potenciometr. V opačném případě, například pokud RCP obepíná vodič, kterým protéká proud, tak tento proud můžeme změřit, ačkoliv jsou oba konce umístěny ve stejném bodě a měli by (při nesprávné úvaze) měřit nulový rozdíl potenciálu. Tímto způsobem je možné získat kalibrační konstantu RCP. Výhodou kompenzační metody je, že RCP používá pouze jako indikátor nuly. Kalibrace RCP proto není potřeba. [5]

2.2 Vinutí ferometru

Ferometr má kromě RCP i magnetovací, kompenzační a měřicí vinutí. Magnetovací a kompenzační vinutí jsou napájena a pomocí nich je měřený vzorek magnetován. Měřicí vinutí slouží k měření magnetické indukce B (T). Všechna tato vinutí nejsou navinuta přímo na měřeném vzorku a v jejich průřezu je také vzduch. Nejvíce je tím ovlivněno měření magnetické indukce, proto odvození provedeme pro měřicí vinutí, které je provozováno na prázdno (bez zátěže). Pro získání popisu vyjdeme z následujícího obrázku.



Obr. 2.2.1 Měřicí vinutí

Při odvození vyjdeme z Faradayova zákona a platného předpokladu rovnoběžnosti vektorů magnetické indukce a normálového vektoru plochy, která je kolmá k ose cívky. Magnetický tok cívkou Φ budeme uvažovat jako součet magnetického toku materiálem Φ_m a magnetického toku vzduchem Φ_v , podobně jako průřez cívky S (m^2), průřez materiálu S_m a průřez vzduchu S_v . Počet závitů měřicího vinutí je N_2 .

$$u_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.2.1)$$

$$\phi = \iint_S \mathbf{B} d\mathbf{S} = B \cdot S \quad (2.2.2)$$

$$u_2 = N_2 \frac{d}{dt} (\phi_m + \phi_v) = N_2 \frac{d}{dt} (B_m S_m + B_v S_v) \quad (2.2.3)$$

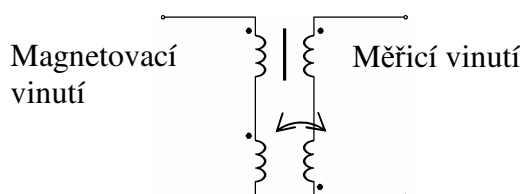
$$u_2 = N_2 \left[\frac{d}{dt} (B_m S_m) + \frac{d}{dt} (B_v S_v) \right] = N_2 \left(\frac{dB_m}{dt} S_m + B_m \frac{dS_m}{dt} + \frac{dB_v}{dt} S_v + B_v \frac{dS_v}{dt} \right) \quad (2.2.4)$$

Členy s časovou derivací plochy zanedbáme, protože změny ploch jsou jen malé. Tyto členy odpovídají magnetostrickci, která je způsobena změnou rovnovážné vzdálenosti atomů v mřížce působením vnějšího magnetického pole na spin elektronů feromagnetika. Projevuje se jako zvuk o dvojnásobné frekvenci než má magnetovací napětí [20]. Další příčiny změn rozměrů mohou být tepelná roztažnost, která je pomalá. V případě magnetovacích vinutí se ve velmi extrémních případech při velmi vysokých proudech mohou projevit silové účinky

magnetického pole, které se snaží cívku roztrhnout v radiálním směru a stlačit v podélném směru. Prostředí vzduchu je lineární s relativní permeabilitou $\mu_r = 1$, proto platí $B = \mu_0 H$. [27]

$$u_2 = N_2 S_m \frac{dB_m}{dt} + N_2 S_v \frac{dB_v}{dt} = N_2 S_m \frac{dB_m}{dt} + N_2 S_v \mu_0 \frac{dH_v}{dt} = u_{2m} + u_{2v} \quad (2.2.5)$$

Druhý člen představuje napětí u_{2v} , které je významně nesinusové, a které z hlediska měření nemá být složkou indukovaného napětí. Napětí u_{2m} slouží k výpočtu B_m . Zkreslení (napětí u_{2v}) je způsobeno tím, že závity nejsou navinuté přímo na měřeném vzorku, ale na kostře. K odstranění tohoto napětí z u_2 se používá vzduchový transformátor, jehož primární vinutí je zapojené sériově s magnetovacím vinutím a sekundární vinutí je zapojené antisériově s měřicím vinutím.



Obr. 2.2.2 Vzduchový transformátor

Vzájemná indukčnost vzduchového transformátoru se nastavuje tak, aby součtové napětí měřicího vinutí a sekundárního vinutí vzduchového transformátoru bylo nulové při měření bez vloženého vzorku. Přesnější možností nastavení je porovnáním součtového indukovaného napětí s napětím indukovaným do přídavného vinutí navinutého přímo na měřený vzorek. U jha, které používáme pro měření vzorků ve formě tabulí, je z důvodu velikosti tento transformátor navinut na C jádře a navržen tak, aby jádro nemohlo být nasyceno při žádném myslitelném měření. [23]

Rozložení velikosti magnetického toku vzduchem se dá odhadnout pomocí Hopkinsonova zákona. Pokud magnetické napětí U_m vyvolává magnetický tok cívkou délky l a R_m (H^{-1}) je celkový magnetický odpor, pak se magnetický tok rozdělí v poměru součinů příslušných ploch a permeabilit. Plochy a permeabilitu vzduchu můžeme považovat za konstanty, ale permeabilitu materiálu ne, proto i rozdělení magnetického toku se při střídavém magnetování v čase mění. K přesnému výpočtu je potřeba znát hysterezní smyčku vzorku. Pro vysoká sycení vzorku je linearizace pomocí magnetických odporů velmi nepřesná.

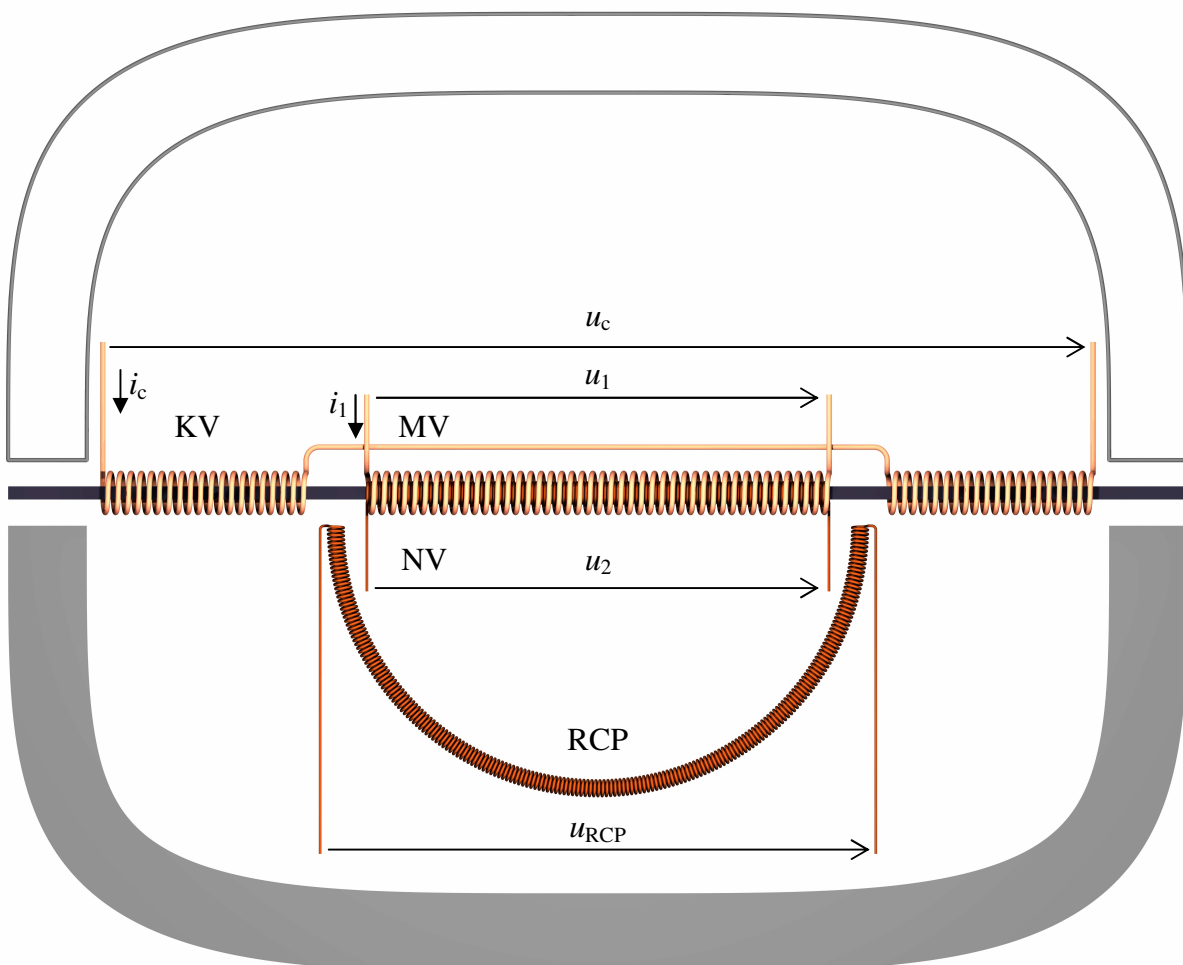
$$\phi = \frac{U_m}{R_m} \quad \phi_v = \frac{U_m}{R_{mv}} \quad \phi_m = \frac{U_m}{R_{mm}} \quad (2.2.6)$$

$$\frac{\phi_m}{\phi_v} = \frac{R_{mv}}{R_{mm}} = \frac{\frac{l}{\mu_v S_v}}{\frac{l}{\mu_m S_m}} = \frac{\mu_m S_m}{\mu_v S_v} \quad (2.2.7)$$

Ve výsledcích měření se zkreslení způsobené magnetickým tokem ve vzduchu díky použití vzduchového transformátoru neuplatní. Tento způsob se používá i u Epsteinova rámu. Zbývající zkreslení indukovaného napětí je způsobené hysterezní smyčkou měřeného materiálu $B_m(H_m)$ a magnetovacím obvodem.

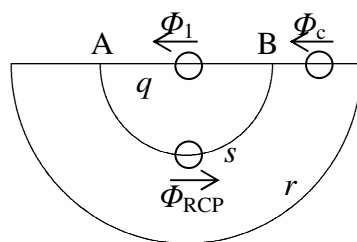
2.3 Kompenzační metoda

Při měření otevřených vzorků magneticky měkkých materiálů je vhodné magnetický obvod uzavřít. Magnetický obvod se skládá z měřeného vzorku (černě na Obr. 2.3.1) a jha uzavírající magnetický obvod (šedá). Jho je dvoustranné (na obrázku jen naznačeno) pro potlačení vířivých proudů v oblasti styku jha a měřeného vzorku. Pokud jsou magnetické toky v obou částech jha stejné, potom jsou generované vířivé proudy stejně velké, ale opačně orientované a odečtou se. Tento magnetický obvod je doplněn magnetovacím (MV), kompenzačním (KV) a měřicím vinutím (NV) s napětími u_1 , u_c a u_2 . Další částí magnetického obvodu je Rogowski-Chattockův potenciometr, která obepíná měřenou oblast. Kompenzační vinutí má dvě stejné části na krajích měřeného vzorku mimo měřenou oblast. Magnetovací vinutí má na obrázku jen jednu sekci, ale pro zajištění větší homogenity magnetického pole je možné použít tři sekce. RCP se v takovém případě vkládá mezi sekce magnetovacího vinutí a obepíná jen prostřední sekci magnetovacího vinutí. Uvedená odvození lze jednoduše upravit i pro tento případ.



Obr. 2.3.1 Magnetovací zařízení

Obrázek 2.3.2 zobrazuje integrační dráhy s, q, r rozdělené body A a B a vinutí, která jsou použita při popisu pomocí Ampérova zákona. Proud magnetovacím vinutím s N_1 závitů je označen i_1 (A). Kompenzačním vinutím s N_c závitů protéká proud i_c (A). Popis tvoří rovnice (2.3.1) a (2.3.2). Princip kompenzační metody je vidět pokud vyjádříme integrál po dráze s. V (2.3.3) jsme změnilы znaménko před integrálem po dráze r prohozením jeho mezí.



Obr. 2.3.2 Integrační dráhy

$$\int_{B(s)}^A \mathbf{H} d\mathbf{l} + \int_{A(q)}^B \mathbf{H} d\mathbf{l} = N_1 i_1 \quad (2.3.1)$$

$$\int_{B(s)}^A \mathbf{H} d\mathbf{l} + \int_{A(r)}^B \mathbf{H} d\mathbf{l} = -N_c i_c \quad (2.3.2)$$

$$\int_{B(s)}^A \mathbf{H} d\mathbf{l} = -N_c i_c + \int_{B(r)}^A \mathbf{H} d\mathbf{l} \quad (2.3.3)$$

Prostorovou střední hodnotu tečné složky intenzity magnetického pole H_t lze určit z (2.3.4) z integrálu po přímé dráze q o délce d , která vede měřeným vzorkem. V tomto úseku se předpokládá, že tečná složka intenzity magnetického pole je dominantní.

$$\int_{A(q)}^B \mathbf{H} d\mathbf{l} = H_t d \quad (2.3.4)$$

Z výše uvedených rovnic vyjádříme magnetické napětí $U_{mAB(s)}$ a porovnáme je mezi sebou. Integrál po dráze r označíme jako magnetické napětí $U_{mAB(r)}$. Následně dosadíme do rovnice pro napětí indukované do RCP (2.1.10).

$$U_{mAB(s)} = \int_{B(s)}^A \mathbf{H} d\mathbf{l} = N_1 i_1 - H_t d = \int_{B(r)}^A \mathbf{H} d\mathbf{l} - N_c i_c \quad (2.3.5)$$

$$u_{RCP} = k_{RCP} \frac{d}{dt} U_{mAB(s)} = k_{RCP} \left(N_1 \frac{di_1}{dt} - d \frac{dH_t}{dt} \right) = k_{RCP} \left(\frac{dU_{mAB(r)}}{dt} - N_c \frac{di_c}{dt} \right) \quad (2.3.6)$$

Rovnice (2.3.6) ukazuje princip kompenzační metody. Tečná složka intenzity magnetického pole je přímo úměrná magnetovacímu proudu právě tehdy, když napětí indukované v RCP je nulové. Přesněji řečeno magnetovací proud se od intenzity magnetického pole může lišit kromě násobných konstant (N_1 a d) i o aditivní konstantu, protože z rovnice při nulovém napětí v RCP vyplývá rovnost jejich derivací. Pokud ale magnetovací proud i intenzita magnetického pole budou mít nulovou střední hodnotu, potom aditivní konstanta bude nula. Intenzitu magnetického pole lze popsat rovnicí (2.3.7)

$$\oint_{q,r} \mathbf{H} d\mathbf{l} = N_1 i_1 + N_c i_c \quad (2.3.7)$$

Pakliže střední hodnota kompenzačního proudu bude nula stejně jako střední hodnota magnetovacího proudu, potom střední hodnota intenzity magnetického pole bude také nula.

Do pole vytvořeného kompenzačním vinutím pomocí i_c lze zahrnout i vnější magnetické pole (např.: magnetické pole Země) a předmagnetování jha. Podmínky na střední hodnoty magnetovacího a kompenzačního proudu jsou podmínkou střídavého magnetování. Ve vykompenzovaném stavu a při střídavém magnetování lze prostorovou střední hodnotu tečné složky intenzity magnetického pole stanovit z rovnice (2.3.8).

$$H_t = \frac{N_1 i_1}{d} \quad (2.3.8)$$

Z poslední části rovnice (2.3.6) je patrné, jak kompenzační metoda dosahuje vynulování napětí indukovaného v RCP (kompenzace). Činí tak pomocí kompenzačního proudu. Tento proud hradí ztráty v magnetickém obvodu na jhu a vzduchových mezerách i na měřeném vzorku mimo měřenou oblast. Při návrhu jha je vhodné dosáhnout kompromisu mezi homogenitou pole, které magnetuje měřený vzorek a délkou vzorku mezi konci jha mimo měřenou oblast, která znesnadňuje kompenzaci obzvláště pokud je oblast vzorku přesycena.

O udržování napětí indukovaného v RCP na nule se stará zpětná vazba. Tato vazba zajišťuje kompenzaci, která je v názvu metody měření.

Pokud má magnetovací vinutí tři sekce s celkem N_1 závitů a prostřední sekci jen s N_{1s} závitů je mezi konci RCP, pak rovnice (2.3.6) přejde na (2.3.9) a rovnice (2.3.8) na (2.3.10).

$$u_{\text{RCP}} = k_{\text{RCP}} \left(N_{1s} \frac{di_1}{dt} - d \frac{dH_t}{dt} \right) = k_{\text{RCP}} \left(\frac{dU_{\text{mAB}(t)}}{dt} - N_c \frac{di_c}{dt} - (N_1 - N_{1s}) \frac{di_1}{dt} \right) \quad (2.3.9)$$

$$H_t = \frac{N_{1s} i_1}{d} \quad (2.3.10)$$

Zároveň pomocí rovnice (2.3.6) dostáváme dvě možnosti pro určení indukovaného napětí v RCP. Pro modelování chování se jeví zajímavě druhá část rovnice, která přímo udává vztah mezi kompenzačním proudem a magnetickým napětím na jhu. Magnetické napětí na jhu můžeme vyjádřit pomocí Hopkinsonova zákona. Magnetický obvod zjednodušíme vynecháním RCP, protože většina magnetického toku jde magnetickým obvodem. Celkový magnetický tok obvodem označíme Φ_c , magnetický odpor jha R_Y .

$$\phi_c = \frac{N_1 i_1 + N_c i_c}{R_Y + R_{\text{mm}}} \quad (2.3.11)$$

$$U_{\text{mAB}(t)} = R_Y \phi_c \quad (2.3.12)$$

Magnetické odpory lze určit z geometrických rozměrů jha a vzorku a z jejich hysterezních smyček. Nelze je ale považovat za konstanty. Modelování se opět neobejde bez modelu hysterezní smyčky, tentokrát pro materiál jha.

Magnetická indukce B (T) se počítá z napětí indukovaného v měřicím vinutí u_2 (V) podle rovnice (2.3.13), kde S (m²) je průřez měřeného vzorku a N_2 je počet závitů měřicího vinutí.

$$B = \frac{1}{N_2 S} \int_{-\infty}^t u_2 d\tau \quad (2.3.13)$$

Vlastnosti měřeného vzorku jako hysterezní smyčka, permeabilita a měrný ztrátový výkon jsou počítány z magnetické indukce a intenzity magnetického pole. Například ztrátový výkon na přemagnetování p (W/kg) (měrné ztráty) je dán následující rovnicí, kde f (Hz) je frekvence, ρ (kg/m³) je hustota, m (kg) je hmotnost, T (s) je doba periody ($T=1/f$).

$$p = \frac{f}{\rho} \oint B dH = \frac{f}{\rho} \oint H dB = \frac{f}{\rho} \int_0^{1/f} H \frac{dB}{dt} dt = \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{m} \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_1 dt \quad (2.3.14)$$

Hlavní výhodou kompenzační metody je to, že RCP slouží pouze jako nulový indikátor a jeho kalibrace proto není nutná. Intenzita magnetického pole se určuje z magnetovacího proudu. Chyba měření intenzity magnetického pole závisí na chybě měření proudu a chybě určení vzdálenosti d bodů A a B, jenž je definována konci RCP – magnetickou osou RCP.

Důležitost kompenzace lze ukázat na výsledcích měření s a bez kompenzace (viz příloha). Měření bez kompenzace odpovídá IEC metodě měření, avšak bez dostatečně kvalitního jha. IEC metoda spoléhá na velmi kvalitní jho, na které perfektně přiléhá měřený vzorek. Při tomto předpokladu lze magnetický odpor jha a vzduchových mezer zanedbat. Kompenzační metoda toto nepředpokládá a dokonce lze mít mezi jhem a měřeným materiálem dostatečnou vzduchovou mezeru pro plynulý průchod měřeného pásu pro měření na výrobní lince.

2.4 Model měřeného vzorku

Pro sestavení modelu celého ferometru je nezbytné popsat hysterezní smyčku měřeného vzorku. Měřený vzorek je uvažován v saturovaném stavu, kde je těžké splnit požadované magnetovací podmínky. Nejjednodušší možný model nasycené hysterezní smyčky vznikl statistickým výpočtem systému elementárních magnetických dipólů bez vzájemné interakce a dvěma možnými orientacemi [19]. Pro použití byl model doplněn hysterezí [1] [24] [32]. Přesná shoda modelu s měřenou hysterezní smyčkou není nutná. Tento model je dostatečný pro modelování chování a návrh řízení, proto není použit některý z přesnějších složitějších modelů. Je možné použít Jiles-Athertonův model hysterezní smyčky, ale výpočetní složitost je výrazně větší a parametry modelu jsou těžko spočitatelné v reálném čase [43]. Přestože je použitý model jednoduchý, tak má fyzikální základ. Výhodné je, že má spojitou derivaci.

$$B = \mu_0 H + B_a \tanh(k_a (H + H_c s)) \quad (2.4.1)$$

Pole vzorku je zde H (A/m) a B (T). Výhoda tohoto modelu je jeho jednoduchost. Model má jen tři parametry: B_a (T), k_a (m/A) a H_c (A/m). Tyto parametry se dají jednoduše a rychle určit ze změřené hysterezní smyčky i v reálném čase.

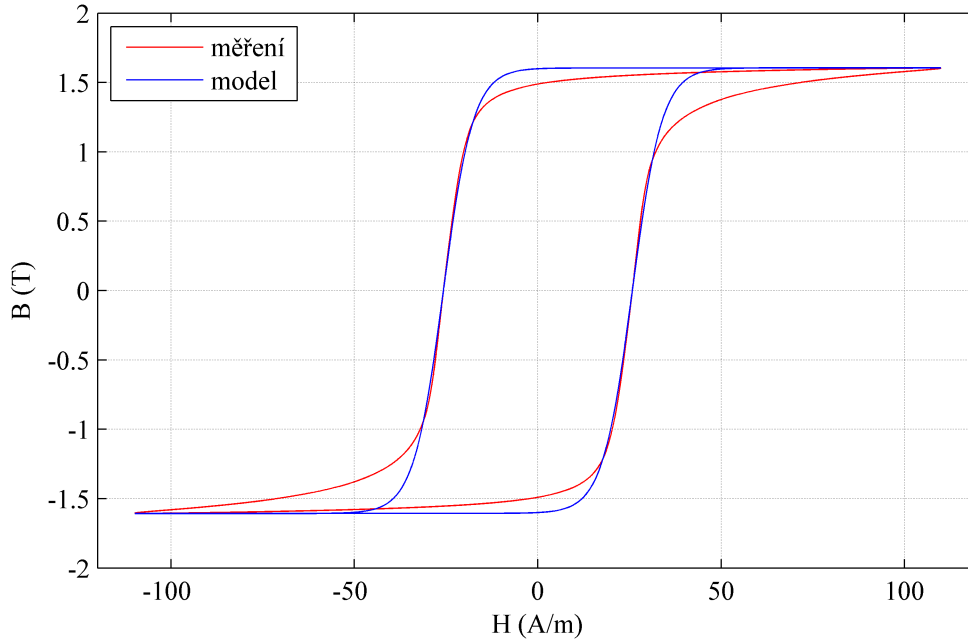
Parametr B_a odpovídá maximu magnetické indukce podle rovnice (2.4.2), kde B_m (T) je změřená magnetická indukce a H_m (A/m) je změřená intenzita magnetického pole.

$$B_a = \max(B_m) - \mu_0 \max(H_m) \quad (2.4.2)$$

$$H_c = |H_m|_{B_m=0} \quad (2.4.3)$$

$$s = -\text{sign}\left(\frac{dH}{dt}\right) \quad (2.4.4)$$

Parametr H_c je koercivita. Parametr k_a , který určuje sklon hysterezní smyčky, se počítá pomocí algoritmu pro minimalizaci odchylky modelu od změřené hysterezní smyčky. Proměnná s slouží k rozlišení mezi rostoucí a klesající částí hysterezní smyčky.



Obr. 2.4.1 Model hysterezní smyčky v saturaci

Na Obr. 2.4.1 je změřená a modelovaná hysterezní smyčka pro materiál Eo10 při frekvenci 50 Hz a magnetické indukci 1,6 T.

2.5 Model jha

Zatímco měřený vzorek je uvažován v saturaci, tak jho má k saturaci daleko, protože má mnohem větší průřez než měřený vzorek, ale je na téměř stejném magnetickém toku. Vhodným modelem pro jho je elipsa.

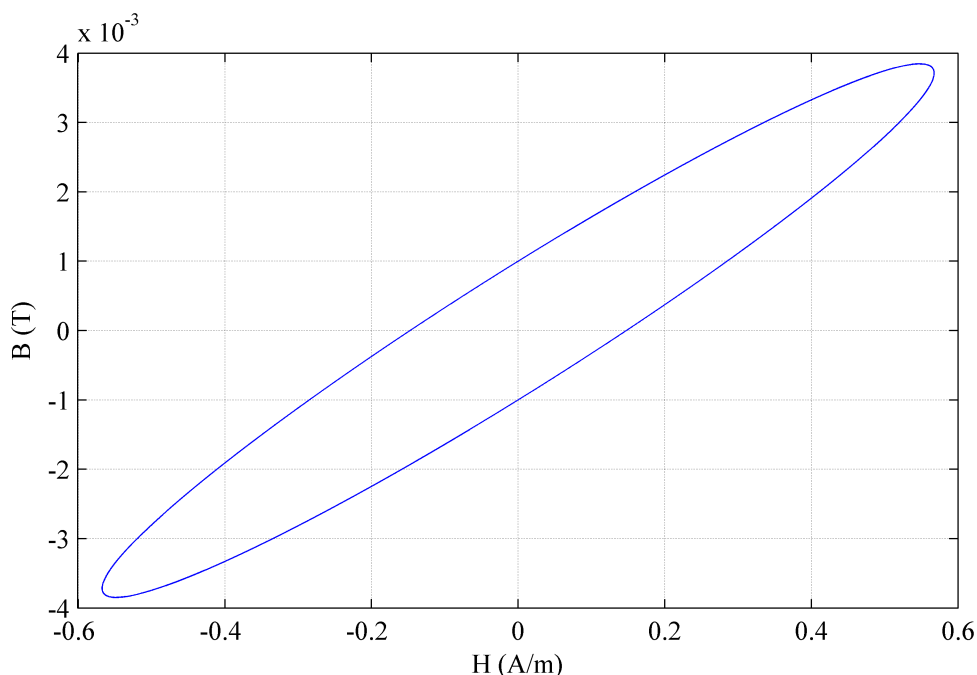
V modelu je intenzita magnetického pole H_Y (A/m), B_Y (T) je magnetická indukce jha a s_y rozlišuje rostoucí a klesající část hysterezní smyčky. Parametry a , b a φ jsou hlavní, vedlejší poloosa a natočení elipsy. Tyto parametry se určují ze změřené hysterezní smyčky. Pokud je střed elipsy $x_c = 0$, $y_c = 0$, tak parametr a odpovídá maximální intenzitě magnetického pole ve jhu, parametr b odpovídá remanentní indukci a $\tan \varphi$ amplitudové permeabilitě. Model je uveden ve tvaru $H_Y(B_Y)$, protože v tomto tvaru bude potřeba při dalším odvozování.

$$H_Y = \frac{-\beta B_Y - \delta + s_y \sqrt{(\beta B_Y + \delta)^2 - 4\alpha(\gamma B_Y^2 + \varepsilon B_Y + \psi)}}{2\alpha} \quad (2.5.1)$$

$$s_y = \text{sign}\left(\frac{dH_Y}{dt}\right) \quad (2.5.2)$$

$$\begin{aligned} \alpha &= a^2 \sin^2 \varphi + b^2 \cos^2 \varphi & \beta &= 2(b^2 - a^2) \sin \varphi \cos \varphi \\ \gamma &= a^2 \cos^2 \varphi + b^2 \sin^2 \varphi & \delta &= -2\alpha x_c - \beta y_c \\ \varepsilon &= -\beta x_c - 2\gamma y_c & \psi &= \alpha x_c^2 + \beta x_c y_c + \gamma y_c^2 - a^2 b^2 \end{aligned} \quad (2.5.3)$$

Na obrázku je model hysterezní smyčky jha s parametry, které odpovídají magnetování vzorku Eo10 při magnetické indukci 1,6 T a frekvenci 50 Hz za předpokladu, že jho je také z materiálu Eo10.



Obr. 2.5.1 Model jha

Vzhledem k dostatečně malé magnetické indukci na jhu je také možné považovat jho za lineární. V tomto případě lze místo eliptického modelu použít pro popis jha magnetický odpor R_Y (H^{-1}). Ekvivalentní délka jha je l_Y (m), průřez S_Y (m^2) a permeabilita jha je μ_Y (H/m).

$$R_Y = \frac{l_Y}{\mu_Y S_Y} \quad (2.5.4)$$

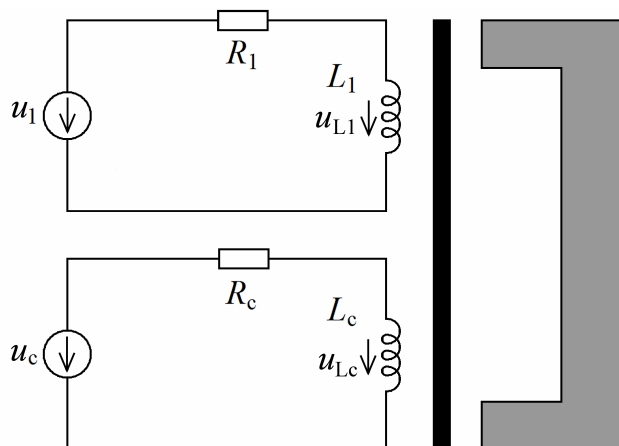
Jako model jha byl zvažován i Rayleighův model, ale eliptický model více odpovídá realitě a lze ho na Rayleighův model zjednodušit. [25]

2.6 Model magnetovacího zařízení

V předchozích kapitolách byly popsány funkce jednotlivých součástí kompenzačního ferometru, které jsou důležité k vytvoření celého modelu. Magnetovacím zařízením se rozumí jho se systémem cívek s vloženým měřeným vzorkem a buzeným ze zdrojů napětí. Model magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru má sloužit pro návrh řízení magnetovacího procesu. Je proto důležité, aby postihoval chování, ale vysoká absolutní přesnost není nutná. Proto jsou při odvození vysloveny zjednodušující předpoklady. Vstupy modelu jsou magnetovací a kompenzační napětí. Výstupy jsou napětí indukované v měřicím vinutí a RCP.

Na Obr. 2.6.1. je zjednodušené schéma magnetovacího zařízení bez měřicího vinutí a RCP. Měřicí vinutí a RCP jsou provozovány naprázdno. Magnetovací a kompenzační zdroj byly nahrazeny podle Théveninova teoremu sériovou kombinací ideálního napěťového zdroje a vnitřního odporu. Vnitřní odpory zdrojů byly připočteny do odporů vinutí R_1 (Ω) pro magnetovací vinutí a R_c (Ω) pro kompenzační vinutí. Do R_1 je přičten navíc odpor bočnicku, který se používá pro měření magnetovacího proudu. V odporech vinutí je zahrnut i vliv povrchového jevu, který zvyšuje odpor v závislosti na frekvenci. Povrchový jev je pro nízké

frekvence zanedbatelný. Zdroje generují magnetovací napětí u_1 (V) a kompenzační napětí u_c (V). Parazitní kapacity magnetovacího i kompenzačního vinutí byly zanedbány. V měřeních se současným jhem jejich vliv nebyl patrný. V případě potřeby se část vlivu parazitních kapacit dá přepočítat a modelovat jako zkreslení napětí generovaného zdroji magnetovacího a kompenzačního napětí. Černý prvek na obrázku je měřený vzorek a šedou barvou je jho.



Obr. 2.6.1 Schéma magnetovacího zařízení

Schéma lze popsat soustavou rovnic (2.6.1) pomocí metody smyčkových proudů, která je vhodná vzhledem k definici indukčnosti. Cílem je získat magnetovací proud i_1 (A) a kompenzační proud i_c (A). Napětí na indukčnosti magnetovacího vinutí je u_{L1} (V) a u_{Lc} (V) je napětí na indukčnosti kompenzačního vinutí. Napětí na indukčnosti je obecně dané rovnicí (2.6.2), pokud je magnetický tok stejný ve všech závitech vinutí. [7]

$$-u_1 + R_1 i_1 + u_{L1} = 0 \quad (2.6.1)$$

$$-u_c + R_c i_c + u_{Lc} = 0$$

$$u_L = N \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.6.2)$$

Magnetický tok popíšeme pomocí modelu hysterezní smyčky měřeného vzorku. Pro určení magnetického toku předpokládáme magnetickou indukci kolmou na průřez v celé oblasti magnetovacího zařízení, což je vzhledem ke geometrii magnetovacího zařízení přípustný předpoklad. Další předpoklad, že magnetická indukce není funkcí polohy v průřezu je správný pro tenké vzorky, kde je magnetický povrchový jev zanedbatelný a homogenní pole. Takto se dá magnetický tok vyjádřit pomocí (2.6.3), kde S (m^2) je účinný průřez, ve kterém je zahrnut vliv odchylek od předpokladu. V nejjednodušším případě je účinný průřez roven průřezu. [16]

$$\phi = \iint_S \mathbf{B} d\mathbf{S} = BS \quad (2.6.3)$$

V úvahu musíme vzít magnetický tok vzduchem, protože vinutí nejsou navinuta přímo na měřeném vzorku. Intenzita magnetického pole ve vzduchu je považována za stejnou jako ve vzorku, protože dominantní tečné složky na hranici vzduchu a vzorku jsou shodné. Průřez vzduchu je dostatečně malý pro tento předpoklad a stejně jako v předchozím případě jej lze nahradit účinným průřezem. Předpokladem konstantních průřezů se zanedbá magnetostrikce.

Celkový magnetický tok ve vinutí Φ (Wb) je roven součtu toku materiálem a vzduchem. Toky materiálem a vzduchem rozepíšeme pomocí magnetické indukce (2.3.6) a za magnetickou indukci ve vzorku dosadíme z modelu vzorku (2.4.1). Druhý člen rovnice (2.6.4) je tok vzduchem. Průřez měřeného vzorku je S_M (m²) a S_A (m²) je průřez vzduchu, jejich součet je průřez vinutí. Kompenzační i magnetovací vinutí mají stejný průřez. [16]

$$\Phi = S_M [\mu_0 H + B_a \tanh(k_a (H + H_c s))] + S_A \mu_0 H \quad (2.6.4)$$

Magnetický tok je funkcí intenzity magnetického pole H , která je podle Ampérova zákona funkcí proudů i_1 a i_c . Úplná časová derivace magnetického toku (2.6.5) je úměrná napětí na indukčnosti vinutí.

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\Phi}{dH} \frac{\partial H}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{d\Phi}{dH} \frac{\partial H}{\partial i_c} \frac{di_c}{dt} \quad (2.6.5)$$

Po zavedení diferenciálních indukčností L_1 (H) a L_c (H) do rovnic (2.6.1) získáme soustavu rovnic (2.6.7). Parametr k odpovídá magnetické vazbě mezi magnetovacím a kompenzačním vinutím, která nemusí být přesně jedna, tj. magnetický tok magnetovacího vinutí nemusí být přesně stejný jako magnetický tok kompenzačního vinutí. Proudů lze spočítat ze soustavy rovnic (2.6.7). Tato soustava má singulární Jakobián, který navíc není konstantní, ale je závislý na diferenciálních indukčnostech a je to tedy nelineární algebro-diferenciální soustava rovnic s indexem diferenciace rovným jedné. [16]

$$L_1 = \frac{d\Phi}{dH} \frac{\partial H}{\partial i_1} \quad L_c = \frac{d\Phi}{dH} \frac{\partial H}{\partial i_c} \quad (2.6.6)$$

$$-u_1 + R_1 i_1 + N_1 L_1 \frac{di_1}{dt} + N_1 L_c \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (2.6.7)$$

$$-u_c + R_c i_c + k N_c L_c \frac{di_c}{dt} + k N_c L_1 \frac{di_1}{dt} = 0$$

Diferenciální indukčnosti L_1 a L_c závisejí na intenzitě magnetického pole ve vzorku, kterou je potřeba určit pro jejich vyjádření. Předpokládejme, že magnetický tok v RCP je zanedbatelný oproti magnetickému toku ve jhu, měřeném vzorku a vzduchové mezeře mezi jhem a vzorkem, které jsou naopak stejné. Magnetický obvod je popsán rovnicí (2.6.8).

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = N_1 i_1 + N_c i_c \quad (2.6.8)$$

Pro určení indukčností se magnetický obvod rozdělí na tři části, ve kterých je intenzita magnetického pole konstantní vzhledem k \mathbf{l} (m). První částí je měřený vzorek, druhou částí je vzduchová mezera a třetí částí je jho. Jedině vzduchová mezera je lineární a proto je popsána přes magnetický odpor. Pro popis jha je použit eliptický model hysterezní smyčky. Předpoklad stejného magnetického toku ve všech třech částech umožňuje spočítat intenzitu magnetického pole ve vzduchové mezeře H_G a jhu H_Y . [9]

$$H_G = \frac{1}{\mu_0 S_G} \Phi \quad (2.6.9)$$

$$B_Y = \frac{\Phi}{S_Y} \quad (2.6.10)$$

Výsledná rovnice pro intenzitu magnetického pole vzorku je rovnice (2.6.11), kde l_G (m) je délka vzduchové mezery, l_Y (m) je délka střední siločáry ve jhu, l_1 (m) je délka střední siločáry v měřeném vzorku mezi konci jha, S_G (m²) je průřez vzduchové mezery a S_Y (m²) je průřez jha. Tato rovnice je implicitní funkcí intenzity magnetického pole ve vzorku. Levá strana rovnice (2.6.11) je tvořena třemi členy, které odpovídají vzorku, vzduchové mezeře a jhu. Magnetický tok ve druhém členu je dán rovnicí (2.6.4). Do třetího členu za intenzitu magnetického pole jha H_Y je třeba dosadit rovnice (2.5.1), (2.6.10) a (2.6.4). Indukčnosti L_1 a L_c jsou získány implicitní derivací podle rovnic (2.6.6). Jsou si navzájem úměrné podle rovnice (2.6.12) v důsledku podobné role magnetovacího a kompenzačního proudu na pravé straně rovnice (2.6.11).

$$Hl_1 + \frac{l_G}{\mu_0 S_G} \Phi + H_Y l_Y = N_1 i_1 + N_c i_c \quad (2.6.11)$$

$$L_c = L_1 N_c / N_1 \quad (2.6.12)$$

Proměnné s a s_Y jsou určené následovně. Obě mají jen dvě smysluplné hodnoty 1 a -1. Proudů jsou funkcemi času. Intenzita magnetického pole jha je vyjádřena jako funkce intenzity magnetického pole vzorku. [9]

$$s = -\text{sign}\left(\frac{\partial H}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial H}{\partial i_c} \frac{di_c}{dt}\right) \quad (2.6.13)$$

$$s_Y = \text{sign}\left(\frac{dH_Y}{dt}\right) = \text{sign}\left(\frac{dH_Y}{dH} \frac{dH}{dt}\right) = -s \cdot \text{sign}\left(\frac{dH_Y}{dH}\right) \quad (2.6.14)$$

Pokud místo eliptického modelu jha použijeme lineární popis pomocí magnetického odporu, tak rovnice (2.6.11) přejde na rovnici (2.6.15).

$$Hl_1 + R_m \{S_M [\mu_0 H + B_a \tanh(k_a (H + H_c s))] + S_A \mu_0 H\} = N_1 i_1 + N_c i_c \quad (2.6.15)$$

$$R_m = \frac{l_G}{\mu_0 S_G} + \frac{l_Y}{\mu_Y S_Y} \quad (2.6.16)$$

Diferenciální indukčnost L_1 lze poté vyjádřit rovnicí (2.6.17) a rovnicí (2.6.13) pro proměnnou s lze výrazně zjednodušit na rovnici (2.6.18), protože mnoho členů může nabývat pouze kladné hodnoty.

$$L_1 = \frac{N_1 \{\mu_0 S_c + S_M B_a k_a [1 - \tanh^2(k_a (H + H_c s))]\}}{l_1 + \mu_0 R_m S_c + R_m S_M B_a k_a [1 - \tanh^2(k_a (H + H_c s))]} \quad (2.6.17)$$

$$s = -\text{sign}\left(N_1 \frac{di_1}{dt} + N_c \frac{di_c}{dt}\right) \quad (2.6.18)$$

Vše potřebné pro řešení soustavy rovnic (2.6.7) je připraveno. Vyřešením této soustavy získáme magnetovací a kompenzační proud. Z proudů vypočteme výstupní veličiny,

hlavně napětí indukované v měřicím vinutí a v RCP. Intenzitu magnetického pole vzorku podle rovnice (2.6.11), magnetickou indukci vzorku podle (2.4.1). [8]

$$u_2 = N_2 S_M \frac{dB}{dt} \quad (2.6.19)$$

$$u_{\text{RCP}} = k_{\text{RCP}} \frac{d(N_1 i_1 - d \cdot H)}{dt} \quad (2.6.20)$$

Model magnetovacího zařízení modeluje napětí indukované v měřicím vinutí a RCP na základě magnetovacího a kompenzačního napětí pomocí nelineárních algebro-diferenciálních rovnic. Řešení lze nalézt numericky.

Tvar modelu není vhodný pro návrh řízení, ani pro numerické řešení, derivace proudů nejdou vyjádřit bez dodatečných úprav. V následující části model převedeme do tvaru obyčejné diferenciální rovnice. První rovnici soustavy (2.6.7) označíme jako (2.6.7a) a druhou rovnici soustavy jako (2.6.7b).

Z rovnice (2.6.7a) vyjádříme derivaci magnetovacího proudu, kterou dosadíme do rovnice (2.6.7b). Výsledkem je algebraická rovnice (bez derivací) ve které vystupují magnetovací a kompenzační napětí i proudy, ale nezávisí na indukčnostech. Tuto algebraickou rovnici derivujeme podle času. Ze soustavy tvořené rovnicí (2.6.7a) a derivací algebraické rovnice již lze vyjádřit derivace obou proudů. Aby bylo možné derivace proudů vyjádřit, tak bylo zapotřebí jednou derivovat algebraickou rovnici, proto index diferenciace algebro-diferenciální soustavy je jedna. Získaná soustava obsahuje derivace proudů na levých stranách a na pravých stranách jsou derivace magnetovacího a kompenzačního napětí, magnetovací napětí a proud bez derivace. Nesymetrie v zastoupení magnetovacího a kompenzačního napětí není vyhovující. Z hlediska modelu bez uvážení výstupů jsou obě napětí rovnocenné. [8]

Nesymetrii odstraníme symetrizací. Provedeme znovu stejné úpravy popsané v předchozím odstavci, ale prohodíme použité rovnice tj. místo rovnice (2.6.7a) použijeme rovnici (2.6.7b) a místo rovnice (2.6.7b) použijeme rovnici (2.6.7a). Výsledná soustava má na pravých stranách kompenzační napětí a proud bez derivace místo magnetovacího napětí a proudu. Symetrickou soustavu získáme sečtením příslušných rovnic z obou soustav a jejich podělením dvěma. Tvar symetrické soustavy je (2.6.21).

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= f_1 \left(i_1, i_c, u_1, u_c, \frac{du_1}{dt}, \frac{du_c}{dt} \right) \\ \frac{di_c}{dt} &= f_2 \left(i_1, i_c, u_1, u_c, \frac{du_1}{dt}, \frac{du_c}{dt} \right) \end{aligned} \quad (2.6.21)$$

Přetrvávající nevýhodou soustavy diferenciálních rovnic je závislost na derivaci vstupních napětí. Nejdříve využijeme vztahu mezi indukčnostmi (2.6.12) a zavedeme společnou diferenciální indukčnost L (H), kterou nahradíme indukčností magnetovacího a kompenzačního vinutí.

$$L_1 = LN_1 \quad L_c = LN_c \quad (2.6.22)$$

Následující transformace do nových proudů odstraní závislost soustavy (2.6.21) na derivaci vstupních napětí [3]. Nový magnetovací proud je označen i_{1n} (A) a nový

kompenzační proud je i_{cn} (A). Důležité je, že transformace nezávisí na diferenciální indukčnosti.

$$i_{1n} = i_1 - \frac{N_c^2 k}{R_c N_1^2 + N_c^2 k R_l} u_1 + \frac{N_c N_1}{R_c N_1^2 + N_c^2 k R_l} u_c \quad (2.6.23)$$

$$i_{cn} = i_c + \frac{N_c k N_l}{R_c N_1^2 + N_c^2 k R_l} u_1 - \frac{N_1^2}{R_c N_1^2 + N_c^2 k R_l} u_c \quad (2.6.24)$$

Ze vztahů (2.6.23) a (2.6.24) vyjádříme magnetovací a kompenzační proud a dosadíme do symetrické soustavy (2.6.21). Získáme soustavu pro nové proudy i_{1n} a i_{cn} ve tvaru (2.6.25).

$$\frac{di_{1n}}{dt} = f_1(i_{1n}, i_{cn}, u_1, u_c) \quad (2.6.25)$$

$$\frac{di_{cn}}{dt} = f_2(i_{1n}, i_{cn}, u_1, u_c)$$

Tato soustava již není závislá na derivaci vstupních napětí. Navíc jde dále zjednodušit neboť pravé strany soustavy jsou si úměrné. Od druhé rovnice odečteme první rovnici přenásobenou konstantou úměrnosti pravých stran. Druhá rovnice soustavy přejde na (2.6.26).

$$\frac{di_{cn}}{dt} - \frac{R_l k N_c}{R_c N_1} \frac{di_{1n}}{dt} = 0 \quad (2.6.26)$$

Rovnici (2.6.26) lze integrovat přímo. Počáteční podmínka je nulová z podmínky střídavého magnetování. Výsledkem integrace je rovnice (2.6.27).

$$i_{cn} = \frac{N_c k R_l}{R_c N_1} i_{1n} \quad (2.6.27)$$

Poslední úprava spočívá v dosazení rovnice (2.6.27) do první rovnice soustavy (2.6.25). Nelineární algebro-diferenciální soustava rovnic (2.6.7) byla převedena na jednu rovnici (2.6.28) ve tvaru obyčejné diferenciální rovnice pro nový transformovaný proud i_{1n} . Nelineární část představuje pouze společná diferenciální indukčnost ve jmenovateli pravé strany. Čitatel je lineární kombinací vstupních napětí a transformovaného proudu i_{1n} .

$$\frac{di_{1n}}{dt} = \frac{R_c^2 N_1^2 u_1 + R_c N_c R_l N_1 u_c - R_c (R_l R_c N_1^2 + R_l^2 N_c^2 k) i_{1n}}{L (R_c N_1^2 + N_c^2 k R_l)^2} \quad (2.6.28)$$

Vztahy (2.6.23), (2.6.24) a (2.6.27) použijeme pro úpravu rovnic modelu. Cílem úprav je nahradit závislost na proudech závislostí na transformovaném proudu i_{1n} a převést tak celý model do tvaru, který je vhodný pro návrh řízení i numerické řešení a simulace.

V rovnici (2.6.11) pro intenzitu magnetického pole stačí upravit jen pravou stranu. Jinde se proudy nevyskytují. Tato úprava je stejná pro eliptický i lineární model jha. Pro eliptický model jha po úpravě platí rovnice (2.6.30) a pro lineární model jha platí rovnice (2.6.31).

$$N_1 i_1 + N_c i_c = \left(N_1 + \frac{N_c^2 k R_1}{R_c N_1} \right) i_{1n} \quad (2.6.29)$$

$$H l_1 + \frac{l_G}{\mu_0 S_G} \Phi + H_Y l_Y - \frac{R_c N_1^2 + N_c^2 k R_1}{R_c N_1} i_{1n} = 0 \quad (2.6.30)$$

$$H l_1 + R_m \{ S_M [\mu_0 H + B_a \tanh(k_a (H + H_c s))] + S_A \mu_0 H \} - \frac{R_c N_1^2 + N_c^2 k R_1}{R_c N_1} i_{1n} = 0 \quad (2.6.31)$$

Ze vztahu (2.6.29) také vyplývá, že transformovaný proud i_{1n} je funkcí pouze magnetovacího a kompenzačního proudu. Toho lze využít pro získání společné diferenciální indukčnosti ve shodě s rovnicemi (2.6.6) a (2.6.22). Derivace intenzity magnetického pole je derivací implicitní funkce (2.6.30).

$$L = \frac{1}{N_1} \frac{d\Phi}{dH} \frac{dH}{di_{1n}} \frac{\partial i_{1n}}{\partial i_1} \quad (2.6.32)$$

Pro numerický výpočet je důležitá proměnná s kterou lze zjednodušit díky kladné derivaci intenzity magnetického pole podle transformovaného proudu i_{1n} .

$$s = -\text{sign} \left(\frac{dH}{dt} \right) = -\text{sign} \left(\frac{dH}{di_{1n}} \frac{di_{1n}}{dt} \right) = -\text{sign} \left(\frac{di_{1n}}{dt} \right) \quad (2.6.33)$$

Rovnice pro výstupy (napětí indukované v měřicím vinutí a v RCP) se nemění, magnetovací a kompenzační proud se počítají podle transformačních vztahů (2.6.23) a (2.6.24). Kromě výstupů lze samozřejmě spočítat i všechny ostatní výše zmíněné veličiny. [8]

2.7 Řešení modelu

V předchozí kapitole byl zkompletován model magnetovacího zařízení pro dvě různé zjednodušení (eliptický nebo lineární model jha) a ve dvou tvarech (algebro-diferenciální soustava, obyčejná diferenciální rovnice). V této kapitole je popsán postup numerického řešení těchto modelů. Vstupní proměnné modelu jsou napětí u_1 a u_c . Hledá se řešení pro proudy i_1 a i_c , ze kterých se počítají výstupy u_2 a u_{RCP} . Zdrojové kódy jsou v příloze.

Nejprve se budeme zabývat modelem ve tvaru algebro-diferenciálních rovnic, který používá eliptický model jha. Model ve tvaru algebro-diferenciálních rovnic je referenční a poslouží k ověření správnosti dalších tvarů modelu.

Protože rovnice modelu jsou algebro-diferenciální, tak prvním krokem je nalezení konzistentních počátečních podmínek, které musejí vyhovovat algebraické rovnici. Počáteční podmínky se hledají v blízkosti jejich odhadu, který je potřeba zadat současně s odhadem počáteční derivace.

Uvnitř řešiče této soustavy jsou spočítány proměnné s , s_Y , H , L_1 , L_c a levá strana soustavy rovnic (2.6.7). Proměnné s , s_Y a H jsou na sobě závislé a intenzita magnetického pole je daná implicitní rovnicí, kterou je nutné řešit numericky. Využívá se toho, že proměnné s a s_Y mají pouze dvě smysluplné hodnoty tj. dohromady čtyři kombinace. Pro každou kombinaci s a s_Y se numericky vyřeší rovnice (2.6.11) pro intenzitu magnetického pole, která je na s a s_Y závislá. Následně se ze získané intenzity magnetického pole spočítají proměnné s a s_Y podle rovnic (2.6.13) a (2.6.14). Pokud se výsledek výpočtu s a s_Y shoduje s hodnotami s a s_Y použitými při výpočtu intenzity magnetického pole, pak máme správné řešení, které dále použijeme. Ostatní nesprávná řešení nepoužijeme, neboť leží na jiných částech hysterezních

smyček modelu vzorku či modelu jha. Následně jsou spočítány indukčnosti (2.6.6) a levá strana rovnic (2.6.7). Derivace potřebné do rovnic (2.6.13), (2.6.14) a (2.6.6) jsou spočítány analyticky a jsou uvedeny ve zdrojových kódech.

Do rovnice pro intenzitu magnetického pole, která je řešena numericky, byly dosazeny rovnice (2.5.1), (2.6.10) a (2.6.4). Při řešení rovnice (2.6.11) se může stát, že B_Y bude mimo rozsah modelu jha. Tuto situaci může způsobit přechodný jev nebo způsob numerického řešení. Přesto je vhodné v řešení pokračovat a získat alespoň přibližnou hodnotu intenzity magnetického pole. Jednoduchým způsobem je počítání s reálnou částí H_Y . To vede k lineárnímu rozšíření modelu jha v oblasti mimo jeho původní rozsah.

Model hysterezní smyčky vzorku tento problém nemá. Jeho nedostatek se naopak projeví při výpočtu, kdy maximální intenzita magnetického pole je výrazně menší, než hodnota při které byly určeny jeho parametry. V tomto případě se hodnoty magnetické indukce na rostoucí a klesající části hysterezní smyčky výrazněji liší a přechod mezi rostoucí a klesající částí hysterezní smyčky není úplně plynulý.

Hodnoty vstupních napětí tj. magnetovacího a kompenzačního napětí, která jsou také potřeba pro výpočet uvnitř řešiče algebro-diferenciální soustavy jsou lineárně interpolovány pro časy, ve kterých je řešič potřebuje znát.

Výsledkem řešení algebro-diferenciální soustavy jsou proudy i_1 a i_c . Všechny další výstupy se počítají z proudů. Derivace proudů a derivace potřebné pro výpočet u_2 a u_{RCP} jsou spočítány numericky. Výstupními signály jsou intenzity magnetického pole H , H_Y , intenzita magnetického pole spočítaná jako v reálném systému H_v , s , s_Y , napětí indukované v měřicím vinutí u_2 a v RCP u_{RCP} , magnetická indukce B a B_Y , magnetické napětí mimo měřenou oblast $U_{mAB(r)}$ a derivace proudů. Výstupy s , s_Y a H jsou spočítány stejně jako při řešení proudů. Napětí u_2 , u_{RCP} , intenzita magnetického pole H_v a magnetické napětí $U_{mAB(r)}$, B , B_Y , H_Y jsou spočítány z rovnic (2.6.19), (2.6.20), (2.7.1), (2.7.2), (2.4.1), (2.6.10), (2.5.1) v uvedeném pořadí. Intenzita magnetického pole H_v je spočítána podle vztahu pro toroidní vzorek. Tento výpočet dává správný výsledek ve stavu perfektní kompenzace. Vztah (2.7.2) pro magnetické napětí $U_{mAB(r)}$ vychází z rovnic (2.3.4) a (2.3.7). Magnetický tok potřebný pro výpočet B_Y se počítá z rovnice (2.6.4).

$$H_v = N_1 \frac{\dot{i}_1}{d} \quad (2.7.1)$$

$$U_{mAB(r)} = N_1 \dot{i}_1 + N_c \dot{i}_c - d \cdot H \quad (2.7.2)$$

Výstupy modelu obsahují nechtěné harmonické složky vysokých frekvencí, způsobené ostrými hranami v signálech, když se mění s . Proto se proudy i_1 , i_c a magnetická indukce B filtrují FIR filtrem typu dolní propust s lineární fází a mezní frekvencí desetkrát větší, než je magnetovací frekvence. Skupinové zpoždění filtru se samozřejmě bere v úvahu.

Při použití lineárního modelu jha je výpočet proudů jednodušší. Uvnitř funkce pro řešení algebro-diferenciální soustavy jsou spočítány proměnné s , H , L_1 , L_c a levá strana rovnic (2.6.7) přímočaře a v uvedeném pořadí podle rovnic (2.6.18), (2.6.15) s (2.6.16), (2.6.17), (2.6.12). Rovnice pro intenzitu magnetického pole je jako v předchozím případě řešena numericky. Pro výpočty výstupů platí také vše jako v předchozím případě, ale již nejsou počítány veličiny vztahující se k eliptickému modelu jha.

Pro řešení algebro-diferenciální soustavy rovnic může být použita funkce ode15i (MATLAB), která je použita i zde. Tato funkce řeší plně implicitní diferenciální rovnice metodou zpětných diferencí proměnného řádu. Konzistentní počáteční podmínky se dají najít pomocí funkce decic. Implicitní rovnice pro intenzitu magnetického pole je možné řešit funkcí fzero (MATLAB). Zdrojové kódy v příloze jsou pro MATLAB.

Řešení modelu ve tvaru obyčejné diferenciální rovnice je jednodušší a výpočetně méně náročné než řešení algebro-diferenciální soustavy. Je potřeba jen jedna počáteční podmínka pro transformovaný proud. Uvnitř řešiče se počítá s , H , L podle rovnic (2.6.33), (2.6.31), (2.6.17) a pravá strana (2.6.28) při použití lineárního modelu jha. Rovnice pro intenzitu magnetického pole je řešena numericky. Pro proměnnou s je třeba znát i_{1n} z posledního dopočteného bodu, protože derivace v rovnici (2.6.33) je nahrazena rozdílem současné a předchozí hodnoty.

Výsledkem řešení je transformovaný proud i_{1n} . Proud i_1 a i_c se získají transformací podle rovnic (2.6.24), (2.6.24) a (2.6.27). Ostatní výstupy se dopočítávají stejně jako v předchozích případech nebo ekvivalentně přímo z transformovaného proudu i_{1n} .

Řešení modelu, který používá eliptický model hysterezní smyčky jha probíhá pro model ve tvaru obyčejné diferenciální rovnice obdobně jako v případě algebro-diferenciální soustavy, jen se použijí vztahy a metody pro transformovaný proud i_{1n} . Například místo rovnice (2.6.11) pro intenzitu magnetického pole ve vzorku se použije rovnice (2.6.30) a řeší se rovnice (2.6.28) místo soustavy (2.6.7).

Model ve tvaru obyčejné diferenciální rovnice s eliptickým či lineárním modelem jha se dá řešit explicitní metodou Runge-Kutta (4,5), implementovanou funkcí ode45 (MATLAB).

Výsledky výpočtu modelu ve tvaru obyčejné diferenciální rovnice se shodují s výsledky výpočtu modelu ve tvaru algebro-diferenciální soustavy v rámci numerické chyby. Model ve tvaru obyčejné diferenciální rovnice jde vyřešit i v případech ve kterých řešič plně implicitních diferenciálních (i algebro-diferenciálních) rovnic selže. Tento tvar modelu je vhodný nejen pro návrh řízení, ale i pro řešení.

Model používá magnetovací vinutí tvořené jen jednou sekcí. Magnetovací vinutí se třemi sekcemi z nichž pouze prostřední sekce je uvnitř RCP nemá na výsledky podstatný vliv. Má vliv jen na H_v , u kterého se liší násobná konstanta a na u_{RCP} . Dá se zahrnout na použitím rovnice (2.3.10) místo rovnice (2.7.1) pro H_v a rovnice (2.3.9) místo rovnice (2.6.20) pro u_{RCP} .

Přesné hodnoty parametrů modelu lze získat měřením. Obtížněji měřitelné parametry se dají odhadnout a optimalizovat tak, aby odchylka měřených průběhů od modelovaných byla co nejmenší. V případě, kdy není přesnost potřeba, tak postačí odhady parametrů, zejména pro parametry, které nejsou nejdůležitější (průřez vzduchu magnetovacího vinutí, činitel vazby mezi magnetovacím a kompenzačním vinutím).

Následující grafy ukazují výsledky výpočtu modelu magnetovacího zařízení s měřeným vzorkem odpovídajícím materiálu Eo10, který používá eliptický model jha. Při tomto výpočtu nebyla použita žádná korekce tvaru indukovaného napětí ani kompenzace (nulové u_{RCP}), aby byla vidět schopnost modelu popsat hlavně indukované napětí v měřicím vinutí a v RCP.

Použité parametry jsou hrubým odhadem parametrů skutečného jha upravené pro jednu sekci magnetovacího vinutí. Použité parametry jsou:

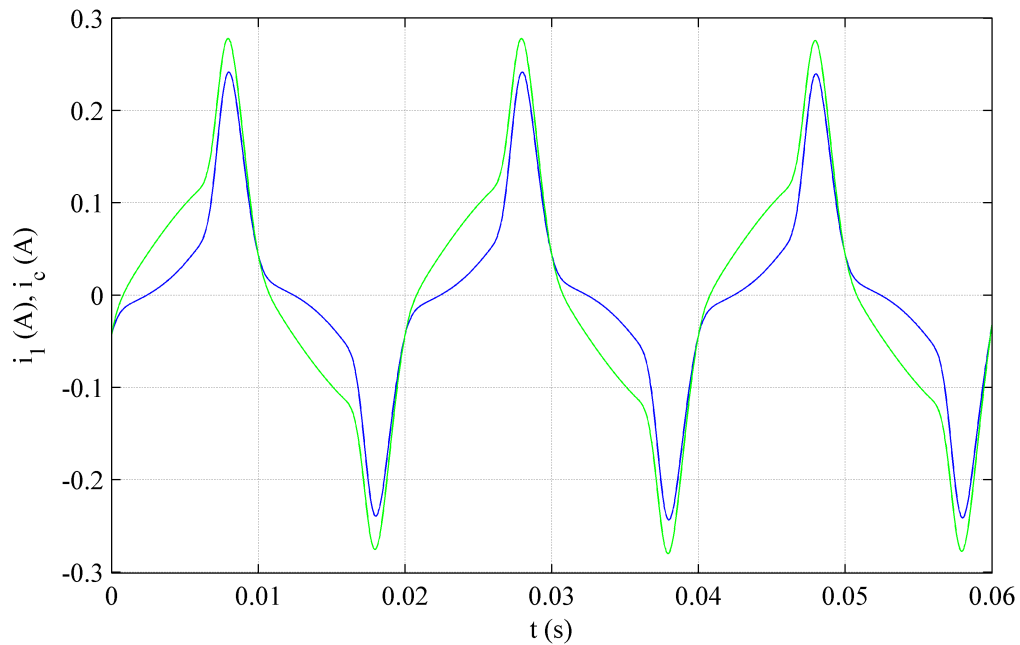
$u_1 = 7.65\sin(2\pi \cdot 50t)$ V, $u_c = 8.65\sin(2\pi \cdot 50t)$ V, $N_1 = N_c = 72$, $N_2 = 10,8$, $R_1 = R_c = 16,58 \Omega$, $B_a = 1,6$ T, $k_a = 0,123$ m/A, $H_c = 25,8$ A/m, $S_m = 166e-6$ m², $S_v = 5S_m$, $l_1 = 0,3$ m, $l_Y = 0,5$ m, $l_G = 2$ mm, $S_G = S_Y = 0,1$ m², $k = 0,99$, $d = 0,1$ m, $k_{RCP} = 4e-5$ H, $a = 0,41$, $b = 7,18e-4$, $\varphi = 0,0065$ rad.

Na Obr. 2.7.1 jsou zobrazeny proudy magnetovacím a kompenzačním vinutím. Jejich rozdílnost je daná rozdílným magnetovacím a kompenzačním napětím.

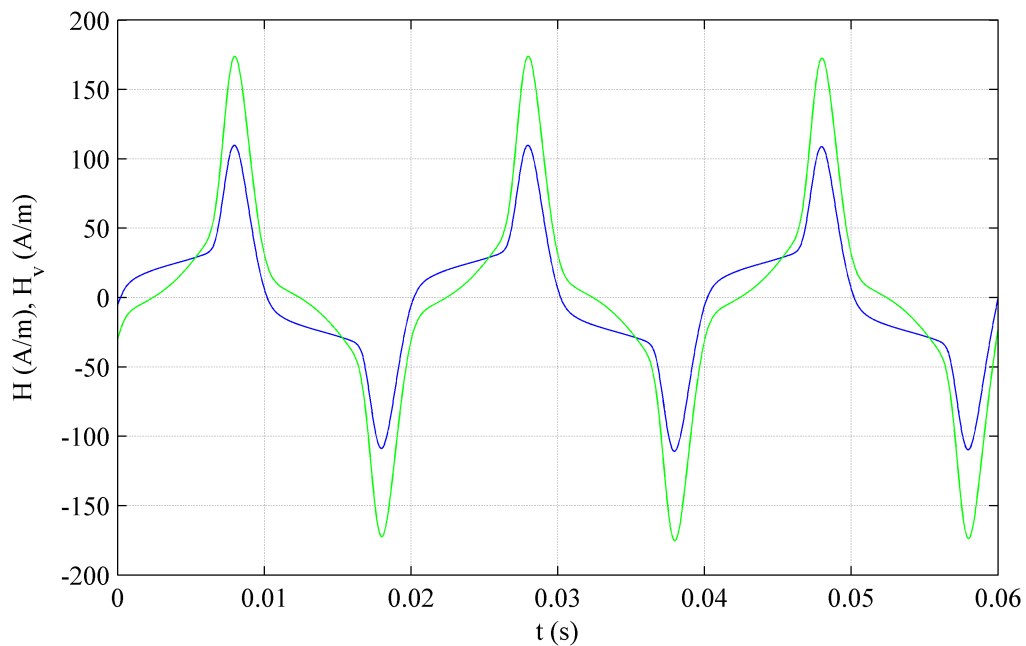
Intenzita magnetického pole, která by byla v tomto případě kompenzačním ferometrem měřena je na Obr. 2.7.2. Správné intenzita magnetického pole ve vzorku je také na Obr. 2.7.2. V nekompensovaném stavu je chyba měření intenzity magnetického pole právě kvůli nekompensování magnetického napětí mimo měřenou oblast vzorku značná a tato chyba se projevuje jako nenulové napětí indukované do RCP.

Magnetické napětí mimo měřenou oblast je Obr. 2.7.4 společně s napětím indukovaným do RCP.

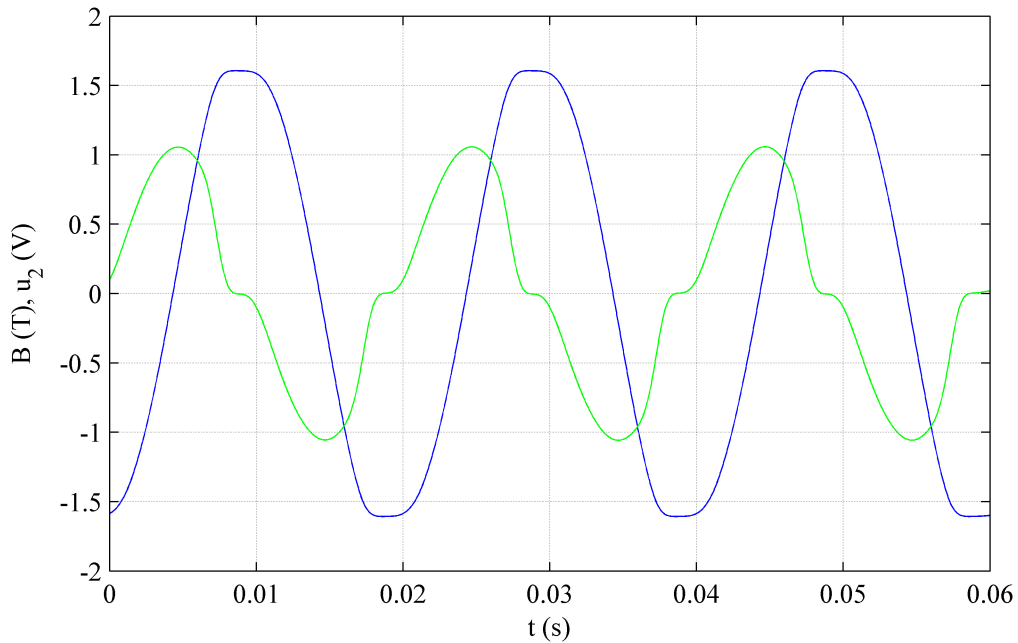
Napětí indukované v měřicím vinutí je na Obr. 2.7.3. Výrazné zkreslení tohoto napětí a odchylka od sinusového tvaru je patrná. Magnetická indukce získaná z indukovaného napětí v měřicím vinutí je rovněž na Obr. 2.7.3.



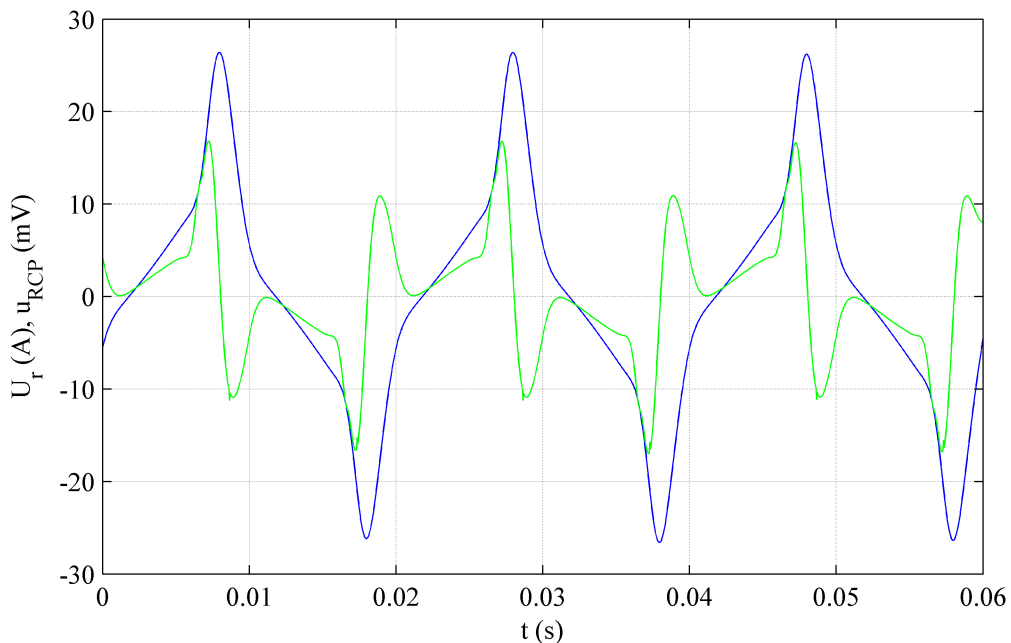
Obr. 2.7.1 Proudů i_1 a i_c



Obr. 2.7.2 Intenzity magnetického pole H a H_v



Obr. 2.7.3 Magnetická indukce B a napětí u_2

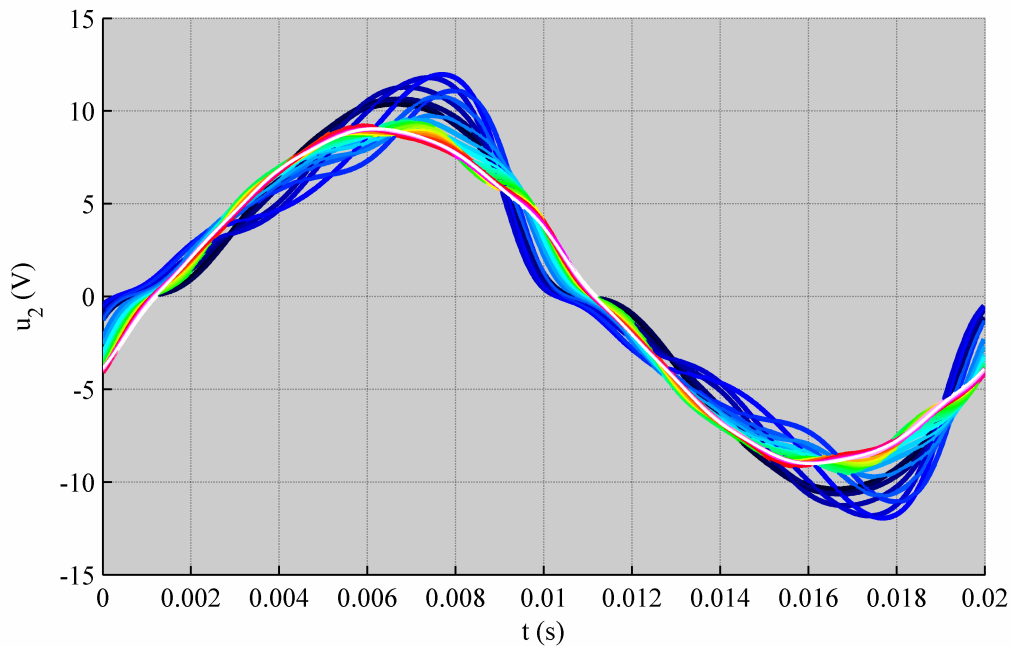


Obr. 2.7.4 Magnetické napětí U_r a napětí u_{RCP}

Výsledky pro model magnetovacího zařízení, který používá lineární model jha se liší jen velmi nepatrně pro stejné vstupní parametry a $\mu_Y = 5172 \mu_0$. Magnetická indukce ve jhu byla odhadnuta pomocí magnetické indukce vzorku a rozměrů. Parametry jha byly získány z měření materiálu Eo10 na odhadnuté magnetické indukci jha.

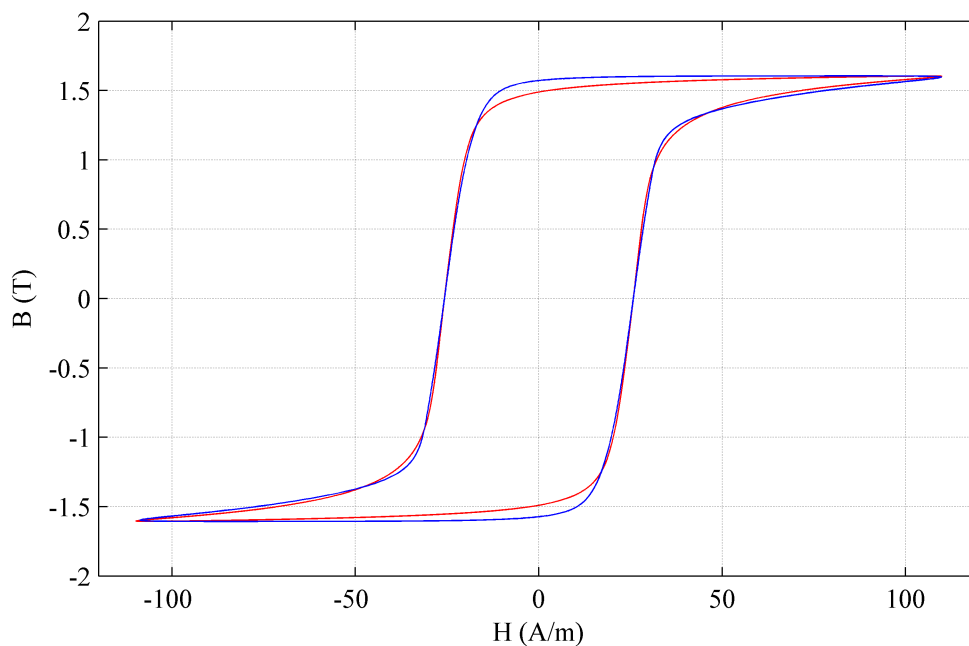
Model magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru je použitelný i pro první fázi testování algoritmů kompenzace a korekce či kompletní regulace. Na Obr. 2.7.5 jsou průběhy napětí u_2 indukovaného v měřicím vinutí spočítané pomocí modelu magnetovacího zařízení, který využívá lineární model jha. Tyto průběhy odpovídají jednotlivým iteracím algoritmu korekce indukovaného napětí popsaného v úvodní kapitole Digitální kompenzace korekce.

Posloupnost barev je od černé až po bílou, kde je dosaženo požadovaného tvaru indukovaného napětí a algoritmus končí.



Obr. 2.7.5 Test algoritmu korekce na modelu

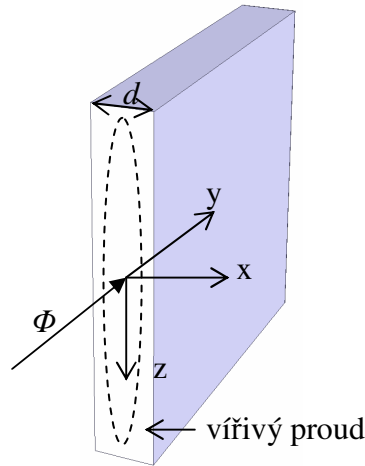
Model je schopný popsat napětí indukované do RCP a zkusení napětí indukovaného v měřicím vinutí při nasycení měřeného vzorku. Je vhodný pro návrh systému řízení magnetovacího procesu kompenzačního ferometru, který zajišťuje požadovaný tvar indukovaného napětí a udržuje nulové napětí v RCP. Model vykazuje dobrou shodu se změřenými signály, jak je možné vidět z Obr. 2.7.6. Je vhodný i pro vylepšení starších algoritmů kompenzace a korekce a první testy nových algoritmů.



Obr. 2.7.6 Vypočtená hysterezní smyčka (modře), změřená (červeně)

2.8 Jevy provázející magnetování

Při měření vlastností otevřených vzorků magneticky měkkých materiálů je velmi obtížné změřit pouze parametry dané látky. Při měření se do výsledku promítne kromě samotných vlastností měřené látky také geometrie daného vzorku a to v podobě magnetického povrchového jevu a vířivých proudů.



Obr. 2.8.1 Magnetický povrchový jev

Mějme tenký plech tloušťky d (m) podle obrázku, jehož výška je velká ve srovnání s tloušťkou tak, aby okrajové jevy byly zanedbatelné. Při střídavém magnetování v něm magnetické pole vybudí proudy, které budou vytvářet vlastní magnetické pole orientované proti poli vnějšímu. Situaci podle obrázku lze popsat vlnovou rovnicí.

$$\frac{dB_y}{dx^2} + k^2 B_y = 0 \quad (2.8.1)$$

$$k = \sqrt{-j\omega\mu(j\omega\varepsilon + \sigma)} = \beta - j\alpha \quad (2.8.2)$$

Kde k (m^{-1}) je konstanta šíření, β (m^{-1}) je fázová konstanta, α (m^{-1}) je měrný útlum, ε (F/m) je permitivita a σ (S/m) je měrná vodivost. Řešení bude ve formě součtu exponenciál a pokud podle obrázku umístíme souřadnou soustavu doprostřed plechu, tak musí být řešení vzhledem k ose x sudé.

$$B_y = c_1(e^{jkx} + e^{-jkx}) = c_0 \cos kx \quad (2.8.3)$$

Na povrchu plechu je magnetická indukce maximální. Povrch plechu je od počátku souřadné soustavy vzdálen $a = d/2$. Magnetická indukce na povrchu plechu je $B_{y|x=a} = B_{\max}$. Řešení pro rozložení magnetické indukce je dané rovnicí (2.7.4). [27]

$$c_0 = \frac{B_{\max}}{\cos ka} \Rightarrow B_y = B_{\max} \frac{\cos kx}{\cos ka} \quad (2.8.4)$$

Dalším vlivem omezujícím magnetování je ekvivalentní hloubka vniku, ze které vyplývá omezení na tloušťku plechu, kterou lze měřit. Ekvivalentní hloubka vniku je vzdálenost, na které klesne amplituda vlny na e^{-1} násobek. [27]

$$\delta_e = \frac{1}{\alpha} \quad (2.8.5)$$

Ztráty při střídavém magnetování se dají rozdělit na ztráty hysterezí, zbytkové a vířivými proudy. Ztráty hysterezí jsou způsobeny nevratnými posuvy doménových stěn a natáčením vektorů magnetizace v doménách. Tyto ztráty jsou úměrné ploše statické hysterezní smyčky. Ztráty zbytkové jsou zapříčiněny nevratným a zpožděným nesinusovým pohybem, vznikem a zánikem doménových stěn, nerovnoměrným rozložením B a interakcemi stěn s poruchami struktury. Ztráty vířivými proudy mají původ v Jouleových ztrátách. Vznikají vířivými proudy v dobře vodivém prostředí magnetika. Dají se omezit používáním izolovaných tenkých plechů, nebo materiálů s nízkou konduktivitou. Pro vzorek ve tvaru plochého pásku pro ně platí následující rovnice, kde P_e (W) je ztrátový výkon V (m³) je objem a B_p (T) je pracovní indukce. [20]

$$P_e = V\sigma \frac{(\pi df B_p)^2}{6} \quad (2.8.6)$$

Pro měření je důležité, aby bylo zajištěno co možná nejrovnoměrnější magnetování ve sledované oblasti. Tomuto požadavku nejlépe vyhovuje vinutí rovnoměrně rozprostřené po celé délce vzorku mezi póly jha s co nejužšími mezerami pro vložení konců RCP. Při návrhu jha se uvažuje nejhorší možný případ a to magnetování bez vložení vzorku, což také odpovídá případu magnetování hluboko do oblasti nasycení. Pro vzorky tvaru pásků a plechů lze pole považovat za dvourozměrné a jho zohlednit metodou zrcadlení. Pro návrh vinutí tedy postačí i volně dostupné programy pro výpočty polí (obvykle používají metodu konečných prvků). Pro měření na tabulích je nevhodné jednostranné jho, protože ztráty vyvolané vířivými proudy při pronikání magnetického toku do vzorku jen z jedné strany jsou podstatné, ale u vzorků jejichž šířka je mnohem menší než délka magnetované oblasti se použít dá. Pro měření tabulí se nemusí vyrábět jeden velký (široký) RCP, ale může se vyrobit více užších RCP, které se elektricky spojí sériově a magneticky se umístí paralelně. [23]

Při měření se musí kompenzovat zemské magnetické pole (31 μ T na rovníku), vliv předmagnetovaného jha a nežádoucí stejnosměrné složky magnetovacího proudu způsobující probíhání nesouměrné hysterezní smyčky. Tyto vlivy lze kompenzovat pomocí přídavné stejnosměrné složky magnetovacího či kompenzačního proudu řízené podle nesouměrnosti hysterezní smyčky, kterou je ovšem nutné odstranit při snímání intenzity magnetického pole, nebo odečíst ve výpočtech. [23]

3. Regulátor

V této kapitole je navržen regulátor, který řeší úlohy kompenzace a korekce najednou jako jednu úlohu. Základem je model formulovaný v předchozí kapitole. Pro nalezení regulátoru jsou použity strukturální metody. Systém kompenzačního ferometru je zjednodušen pomocí exaktních transformací, tj. je nalezena jiná reprezentace systému, která ale je přesným ekvivalentem původního systému. K tomuto cíli budou zavedeny nové stavové a vstupní souřadnice. Úplně exaktně linearizovatelný systém je možné vždy přesně transformovat na jeho přibližnou realizaci. Exaktní linearizace proto umožňuje dosáhnout lepší kvality návrhu řízení pro ještě užší podtřídu systémů, než je možné dosáhnout přibližnou linearizací pro systémy, které mají říditelnou a pozorovatelnou přibližnou linearizaci. Exaktní linearizace je z definice říditelná a pozorovatelná.

3.1 Linearizace systému

Pro odvození jsou podstatné pouze vlastnosti modelu magnetovacího zařízení, proto pro odvození zpětné vazby pomocí strukturálních metod stačí pracovat s tvarem modelu, který je zachycen v následujících vztazích. Je použit model ve tvaru obyčejné diferenciální rovnice (3.1.1), který využívá lineární model jha. Rovnice (3.1.2) reprezentuje společnou diferenciální indukčnost závislou na hysterezní smyčce vzorku (3.1.4) a magnetovacím proudem, který lze získat ze vztahu (3.1.3). Pro intenzitu magnetického pole platí implicitní rovnice (3.1.5). Výstupy modelu jsou dané rovnicemi (3.1.6) a (3.1.7). [14]

$$\frac{di_{in}}{dt} = g(u_1, u_c, i_{in}, L) \quad (3.1.1)$$

$$L = f\left(\frac{dB}{dH}, \frac{dH}{di_1}\right) \quad (3.1.2)$$

$$i_{in} = f(i_1, i_c) \quad (3.1.3)$$

$$B = f(H, s) \quad s = f\left(\frac{dH}{dt}\right) \quad (3.1.4)$$

$$f(H, B, i_{in}) = 0 \quad (3.1.5)$$

$$u_2 = f\left(\frac{dB}{dt}\right) \quad (3.1.6)$$

$$u_{RCP} = f\left(\frac{dH}{dt}, \frac{di_1}{dt}\right) \quad (3.1.7)$$

Oba výstupy jsou závislé na derivacích, proto se zavedou výstupy v_2 a v_{RCP} dané integrálem původních výstupů přes čas. Požadavky na výstupy proto musejí být integrovány přes čas. To však nečiní potíže, protože tyto požadavky jsou známé. Integrační konstanty

určíme z požadavku na střídavé magnetování. Integrované výstupy jsou označeny jako v_2 a v_{RCP} a jsou určeny rovnicemi (3.1.8), (3.1.9) a mají tvar (3.1.10), (3.1.11).

$$v_2 = \int u_2 dt = N_2 S_M B \quad (3.1.8)$$

$$v_{\text{RCP}} = k_{\text{RCP}} N_1 \left(i_{\text{in}} + \frac{N_c^2 k}{R_c N_1^2 + N_c^2 k R_1} u_1 - \frac{N_c N_1}{R_c N_1^2 + N_c^2 k R_1} u_c \right) - k_{\text{RCP}} d \cdot H \quad (3.1.9)$$

$$v_2 = h_1(B) \quad (3.1.10)$$

$$v_{\text{RCP}} = h_2(H, i_{\text{in}}, u_1, u_c) \quad (3.1.11)$$

Následující rovnice (3.1.12) definuje transformaci systému do nových souřadnic ξ a rovnice (3.1.13) s (3.1.14) definují nové vstupy v_1 a v_c . Značení h_1 , h_2 a g označují konkrétní funkce a to pravé strany rovnic (3.1.8), (3.1.9) a (2.6.28). Nový vstup v_1 je po dopočítání dán rovnicí (3.1.15). [4] [14]

$$\xi = h_1(B) \quad (3.1.12)$$

$$v_1 = \frac{dh_1}{di_{\text{in}}} g(u_1, u_c, i_{\text{in}}, L) \quad (3.1.13)$$

$$v_c = h_2(H, i_{\text{in}}, u_1, u_c) \quad (3.1.14)$$

$$v_1 = \frac{(R_c N_1^2 u_1 + N_c R_1 N_1 u_c - (R_1 R_c N_1^2 + R_1^2 N_c^2 k) i_{\text{in}}) N_2 S_m \frac{dB}{dH}}{N_1 (R_c N_1^2 + N_c^2 k R_1) (S_m \frac{dB}{dH} + S_v \mu_0)} \quad (3.1.15)$$

Systém se transformuje do nových souřadnic tak, že se zderivuje rovnice transformace (3.1.12) a dosadí se nové vstupy. Časová derivace nových souřadnic je rovna novému vstupu v_1 . Výstup v_2 je přímo ξ podle rovnic (3.1.10) a (3.1.12). Výstup v_{RCP} je roven novému vstupu v_c podle vztahů (3.1.11) a (3.1.14). Takto získáme diferenciální rovnici (3.1.16) a rovnice (3.1.17), (3.1.18) pro výstupy v souřadnicích ξ .

$$\frac{d\xi}{dt} = v_1 \quad (3.1.16)$$

$$v_2 = \xi \quad (3.1.17)$$

$$v_{\text{RCP}} = v_c \quad (3.1.18)$$

Výsledkem je exaktní zpětnovazební linearizace systému, pro kterou se navrhne řízení. Tato linearizace platí na intervalu, kde existuje inverze k zobrazení (3.1.12) tj. Jakobián je regulární (nenulový determinant). Jakobián je dán rovnicí (3.1.19).

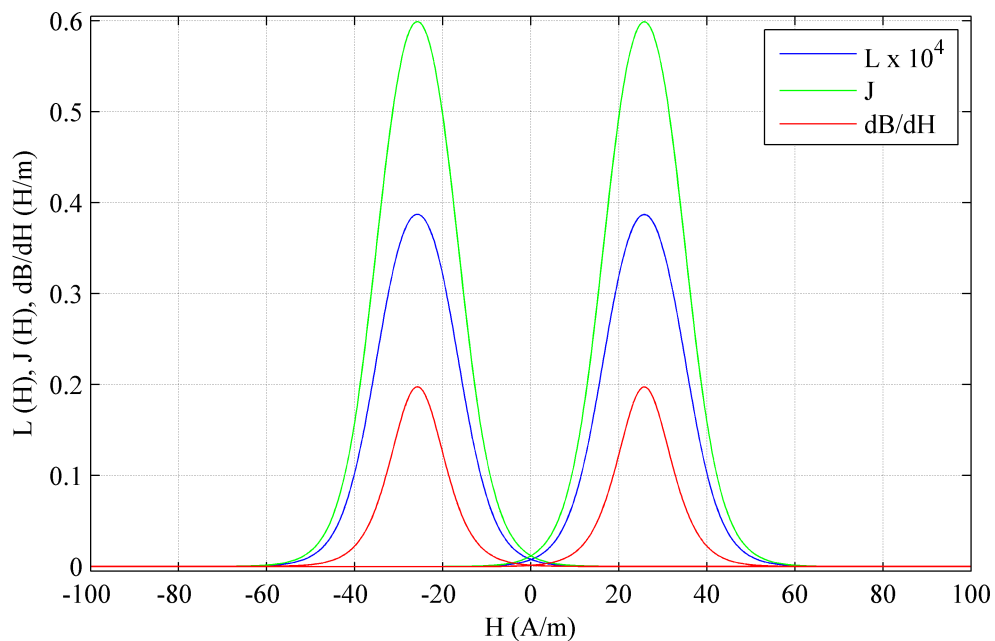
$$J = \frac{dh_1}{di_{\text{in}}} = \frac{(R_c N_1^2 + N_c^2 k R_1) N_2 S_m \frac{dB}{dH}}{N_1 R_c (l_1 + R_m S_m \frac{dB}{dH} + R_m S_v \mu_0)} \quad (3.1.19)$$

Jakobián J je regulární všude, kde je derivace dB/dH pro model vzorku nenulová. Pro tanh model vzorku je Jakobián regulární na celém oboru reálných čísel pro obě možné hodnoty proměnné s . Pro linearizující zobrazení (3.1.12) tedy existuje inverze a toto zobrazení

je skutečně transformací. Linearizace proto platí na celém oboru reálných čísel. Matice interakcí systému je také regulární všude, kde je derivace dB/dH pro model vzorku nenulová a proto systém má vektorový relativní stupeň. Vektorový relativní stupeň systému je $(1, 0)$ v pořadí v_2, v_{RCP} . Součet relativních stupňů je roven hodnotě stavu systému, který je jedna. Systém je úplně exaktně linearizovatelný. Exaktní linearizací byla odstraněna vzájemná interakce mezi vstupy systému, což znamená, že pro nové vstupní proměnné v_1 a v_c je vždy jeden výstup ovlivňován právě jedním ze vstupů. [4]

Na závěr poznamenejme, že Jakobián je velmi podobný diferenciální indukčnosti a stejně jako indukčnost závisí na derivaci hysterezní smyčky. Indukčnost bez modelu hysterezní smyčky vzorku je daná rovnicí (3.1.20). Na Obr. 3.1.1 jsou vykresleny závislosti Jakobiánu, indukčnosti a derivace hysterezní smyčky na intenzitě magnetického pole pro rostoucí i klesající část hysterezní smyčky (proměnná s) a stejné parametry, které byly použity v kapitole 2.7 Řešení modelu.

$$L = \frac{N_1 S_m \frac{dB}{dH} + S_v \mu_0}{l_1 + R_m S_m \frac{dB}{dH} + R_m S_v \mu_0} \quad (3.1.20)$$



Obr. 3.1.1 Jakobián, indukčnost a dB/dH

Jakobián se od diferenciální indukčnosti (lineární model j_h) liší jen o malou aditivní konstantu v čitateli a kladnou multiplikační konstantou. Spolu s derivací hysterezní smyčky jsou všechny průběhy vždy kladné a nenulové.

3.2 Řízení pomocí zpětné vazby

Úkolem řízení je sledovat zadaný průběh napětí u_2 , tedy stabilizovat chybu sledování referenční trajektorie ξ_{ref} na nulu. Chyba sledování e je daná rozdílem stavu systému v nových souřadnicích a referenční trajektorie systému. Chybová dynamika je daná rovnicí (3.2.2).

$$e = \xi - \xi_{ref} \quad (3.2.1)$$

$$\frac{de}{dt} = \frac{d\xi}{dt} - \frac{d\xi_{\text{ref}}}{dt} \quad (3.2.2)$$

Z transformačních vztahů (3.1.17) a (3.1.8) plyne, že požadovaná derivace referenční trajektorie ξ_{ref} je přímo požadované napětí $u_{2\text{ref}}$ (V) a ξ_{ref} je integrál z požadovaného napětí $u_{2\text{ref}}$. Integrační konstanta je nulová z podmínky na střídavé magnetování.

$$\frac{d\xi_{\text{ref}}}{dt} = u_{2\text{ref}} \quad (3.2.3)$$

$$\xi_{\text{ref}} = \int u_{2\text{ref}} dt \quad (3.2.4)$$

Systém pro chybu sledování referenční trajektorie (3.2.5) dostaneme po dosazení rovnice (3.1.16) a (3.2.3) do (3.2.2). Výstup v_2 (3.2.6) získáme z rovnice (3.1.17) po vyjádření ζ z (3.2.1) a dosazení z (3.2.4). Výstup v_{RCP} je dán rovnicí (3.2.7).

$$\frac{de}{dt} = v_1 - u_{2\text{ref}} \quad (3.2.5)$$

$$v_2 = e + \int u_{2\text{ref}} dt \quad (3.2.6)$$

$$v_{\text{RCP}} = v_c \quad (3.2.7)$$

Tento systém se stabilizuje stavovou zpětnou vazbou popsanou rovnicí (3.2.8), kde k_f je kladná nenulová konstanta stavové zpětné vazby. Po uzavření zpětné vazby přejde systém na rovnici (3.2.9). Všechny kořeny (jeden) charakteristické rovnice systému (3.2.9) mají zápornou reálnou část a systém je tedy stabilní. Trajektorie nelineárního systému v uzavřené smyčce jsou přesným obrazem trajektorií stabilního lineárního systému, proto i původní nelineární systém s touto zpětnou vazbou je stabilní. [4]

$$v_1 = -k_f e + u_{2\text{ref}} \quad (3.2.8)$$

$$\frac{de}{dt} = -k_f e \quad (3.2.9)$$

Získanou zpětnou vazbu je třeba přepočítat do úplně původních souřadnic a získat vztahy pro původní vstupy. Vyjdeme z rovnice (3.2.8) pro zpětnou vazbu do které dosadíme za v_1 z (3.1.15), za e z (3.2.1), za ξ_{ref} z (3.2.4) a za ζ z (3.1.12). Druhou rovnici pro výpočet vstupů získáme z rovnice (3.2.7), kde se za v_c dosadí z (3.1.14) (pravá strana (3.1.9)) a za v_{RCP} se dosadí požadavek v_{RCPref} . Tyto dvě rovnice doplní rovnice pro intenzitu magnetického pole vzorku bez modelu vzorku (3.2.10), která vychází z (2.6.31).

$$Hl_1 + R_m \{S_M B(H) + S_A \mu_0 H\} - \frac{R_c N_1^2 + N_c^2 k R_1}{R_c N_1} i_{\text{ln}} = 0 \quad (3.2.10)$$

Do získané soustavy dosadíme za i_{ln} z transformační rovnice (2.6.23). Poté se z první rovnice vyjádří u_1 , z druhé rovnice H a ze třetí u_c . Výsledkem je předpis pro vstupy, který realizuje stavovou zpětnou vazbu v původním systému. Celý postup se obešel bez explicitního invertování nelineárních zobrazení. Vztahy pro vstupy neobsahují model hysterezní smyčky měřeného vzorku, protože při měření je vhodné a používá se přímo měřená hysterezní smyčka. Pro realizaci není model hysterezní smyčky potřeba. Přesto je třeba vzít v úvahu, že

hysterezní smyčka má dvě části - rostoucí a klesající, které v modelu rozlišuje proměnná s . Regulátor musí vědět na které části hysterezní smyčky se pohybuje. V podstatě se jedná o dva regulátory se stejnou strukturou, které se přepínají podle toho, kde na hysterezní smyčce jsou. Proměnná s slouží i pro výběr regulátoru a je nutné ji určovat v průběhu měření.

$$u_1 = \frac{N_1}{N_2} \left[u_{2\text{ref}} + k_f \left(\int u_{2\text{ref}} dt - N_2 S_M B(H) \right) \right] \left(1 + \frac{S_v \mu_0}{S_M \frac{dB(H)}{dH}} \right) + R_1 i_1 \quad (3.2.11)$$

$$u_c = \frac{R_c}{N_c} (R_m S_M B(H) + (l_1 + R_m S_v \mu_0) H) - \frac{N_1^2 R_c + N_c^2 R_1 k}{N_1 N_c} i_1 + \frac{N_c k}{N_1} u_1 \quad (3.2.12)$$

$$H = -\frac{v_{\text{RCPref}} - N_1 i_1}{d} \quad (3.2.13)$$

Výsledná zpětná vazba je stavová tj. z proudu i_1 , který je měřený pro výpočet intenzity magnetického pole H . Napětí indukované v měřicím vinutí u_2 ovlivňuje zpětnou vazbu přes měřenou hysterezní smyčku. Zpětná vazba používá měřenou hysterezní smyčku v rovnicích (3.2.11) a (3.2.12) označenou jako $B(H)$ a její derivaci. Napětí indukované do RCP působí na zpětnou vazbu přes referenci v_{RCPref} .

Jednotlivé části rovnice (3.2.11) pro magnetovací napětí u_1 reprezentují požadavek na indukované napětí $u_{2\text{ref}}$, rozdíl mezi požadovaným a aktuálním magnetickým tokem, člen pro kompenzaci rozptylu a člen kompenzující úbytek napětí na odporech v obvodu magnetovacího vinutí.

Kompenzační napětí u_c je tvořeno členy pro kompenzaci magnetického napětí, hrazení úbytku napětí na odporech v obvodu kompenzačního vinutí a napětí u_1 - kompenzační vinutí se částečně chová jako paralelní sekce magnetovacího vinutí.

Požadavek na napětí indukované v měřicím vinutí $u_{2\text{ref}}$ může být libovolný, nemusí být sinusový. Při odvození nebyl stanoven žádný předpoklad, který by referenci omezoval (kromě podmínky střídavého magnetování). Reference pro integrál napětí, které se indukuje v RCP se zahrnutými konstantami v_{RCPref} je z principu kompenzační metody rovna nule.

Pro fungování zpětné vazby je potřeba znát hysterezní smyčku měřeného vzorku a její derivaci. Ta je ale ferometrem měřena. Numerický výpočet derivace může být zatížen značnou chybou, ale člen napětí u_1 kompenzující rozptyl ve kterém se derivace hysterezní smyčky vyskytuje není na tyto chyby citlivý. Pro derivace mnohem větší než μ_0 (na hysterezní smyčce blízko koercivitě) je blízký jedničce a pro hodnoty kolem μ_0 (na hysterezní smyčce v nasycení) je blízky k $1 + S_v/S_m$.

Nevýhodou exaktní linearizace je potřeba znalosti přesných parametrů systému. To není pro tento regulátor problém, protože většinu parametrů (odpory, počty závitů a geometrické rozměry) lze dostatečně přesně změřit. Současně je třeba většinu potřebných parametrů znát i pro měření ke kterým je ferometr určen.

Postup magnetování s regulátorem je následující: Nejprve se začne magnetovat bez zpětné vazby, takto se získá odhad hysterezní smyčky. Poté se vypočítají reference, jejich integrály a parametry závislé na hysterezní smyčce. Následně se zapne stavová zpětná vazba a dále už jsou parametry závislé na hysterezní smyčce průběžně přepočítávány na základě aktuálně měřené hysterezní smyčky. S přesněji měřenou hysterezní smyčkou se zmenšují i odchylka výstupů od požadovaných průběhů. V případě potřeby jsou přepočítány i reference a parametry na nich závislé, například při změně hodnoty požadované amplitudy magnetické indukce.

Změření hysterezní smyčky trvá minimálně jednu periodu magnetovacího signálu, při použití průměrování déle, proto odezva částí závislých na hysterezní smyčce na změnu hysterezní smyčky je delší než jedna perioda. Odezva na změnu v magnetovacím proudu je ale daná jednou vzorkovací periodou. Pro každý vzorek magnetovacího proudu se vypočítají vzorky magnetovacího a kompenzačního napětí podle rovnic (3.2.11), (3.2.12) a (3.2.13), které se okamžitě projeví jako generované výstupní napětí.

Regulátor využívá lineární model jha, proto mohou vzniknout drobné odchylky výstupů od referencí hlavně u napětí indukovaného do RCP u_{RCP} . Tyto odchylky potlačí výstupní zpětná vazba, která může pracovat iterativně. Reference v_{RCPref} je upravována tak, aby bylo dosaženo požadovaného průběhu u_{RCP} . Tato úloha je výrazně jednodušší než celá kompenzace, protože se opravují pouze malé nedostatky. Vliv této vazby na napětí u_2 je zanedbatelný, protože linearizací došlo k odstranění vzájemné interakce mezi vstupy systému. Realizovaný regulátor používá jako výstupní zpětnou vazbu iterativní PI regulátor. Je samozřejmě možné použít i jiná řešení výstupní zpětné vazby, například s okamžitou odezvou, není třeba upravovat referenci po zpracování celé magnetovací periody.

Výhodou regulátoru je, že řeší oba požadavky na výstupy najednou jako jeden komplexní problém a bere úvahu vzájemnou vazbu mezi vstupy. Dříve byly úlohy řešeny odděleně jako kompenzace a korekce, což je neefektivní. Navíc regulátor automaticky udržuje systém ve stavu požadované amplitudy magnetické indukce. Regulátor je postaven na základě nelineárního modelu magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru a využívá znalost struktury systému, navíc používá i informace ze všech měřených signálů, adaptuje se na měřený vzorek a iterativně potlačuje zbytkové odchylky od referencí. To umožňuje přesněji a rychleji určit jak má být systém řízen, což je výhoda oproti regulátorům nevyužívajících všechny dostupné informace.

3.3 Simulace s regulátorem

Účelem simulace je ověřit správnost výpočtů a realizovatelnost navrženého regulátoru. Způsobů jak simulace provést je několik. První možností je regulátor začlenit přímo do modelu magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru a vstupy počítat uvnitř řešiče diferenciálních rovnic. Tato možnost odpovídá ideální realizaci regulátoru s okamžitou odezvou a proto umožňuje ověřit správnost výpočtů, ale potvrdit realizovatelnost regulátoru nedokáže. Druhou možností je počítat regulátor a model zvlášť. Tímto způsobem se dá otestovat i vliv vzorkovací frekvence systému a zpožděné reakce regulátoru. V této kapitole je popsána druhá možnost. V simulaci může být v regulátoru použita hysterezní smyčka vzorku, která je výstupem modelu magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru a nemusí být použit model hysterezní smyčky vzorku přímo. V tomto případě lze otestovat i způsob zpracování hysterezní smyčky pro regulátor.

Základem pro simulaci je model magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru. S ohledem na rychlost simulace je nejvhodnější použít model ve tvaru obyčejné diferenciální rovnice, který používá lineární model jha, ale je možné použít i ostatní varianty.

Vstupy pro výpočet se změní z magnetovacího a kompenzačního napětí na referenci napětí indukovaného v měřicím vinutí a referenci pro RCP. Naopak magnetovací a kompenzační napětí jsou výstupy regulátoru a tedy i dalšími výstupy celého výpočtu.

Výpočet probíhá na krátkém okně, které se posunuje po jednom vzorku po vektoru časů ve kterých se počítá řešení. Výpočet začíná ze zadaných počátečních podmínek pro model jejichž součástí jsou i magnetovací a kompenzační napětí.

Pro dané okno se vypočítá řešení diferenciální rovnice modelu magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru. Z tohoto řešení se vypočte magnetovací proud a proměnná s , ze kterých se společně s referencemi pro indukované napětí v měřicím vinutí a RCP spočítají magnetovací a kompenzační napětí podle vztahů popisující regulátor (3.2.11), (3.2.12) a

(3.2.13). Takto spočítaná magnetovací a kompenzační napětí jsou použita jako vstupy pro výpočet dalšího vzorku výstupů simulace v dalším okně, které je o vzorek posunuté.

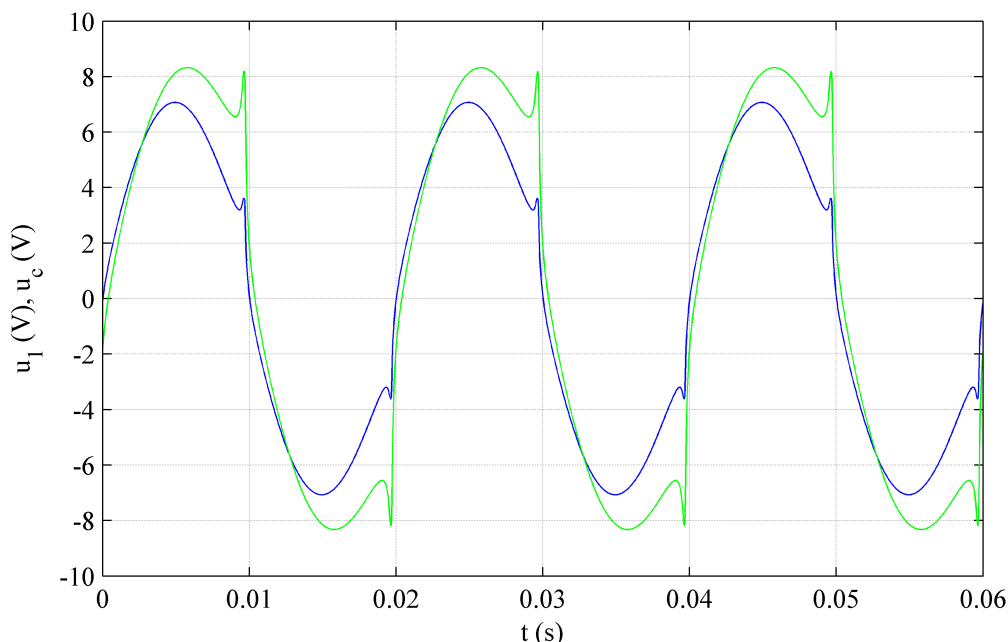
Délka okna závisí na zpoždění, které chceme simulovat tj. z jak starých hodnot se budou počítat nová magnetovací a kompenzační napětí. Lze simulovat různá zpoždění pro různé části, například pro proměnnou s . Zpoždění je také ovlivněno použitou vzorkovací frekvencí. V simulaci, ze které jsou následující obrázky má použité okno délku tři. První vzorek slouží k výpočtu proměnné s pro bod odpovídající počáteční podmínce, prostřední vzorek je původní počáteční podmínka a poslední vypočítaný vzorek je současně výsledkem a počáteční podmínkou pro další výpočet po posunu okna.

Pro zabránění aliasingu při simulaci je vhodné nové vzorky magnetovacího a kompenzačního napětí počítat jako aritmetický průměr nově vypočítaného a předchozího vzorku. Jedná se o filtraci FIR filtrem typu dolní propust s lineární fází, skupinovým zpožděním $\frac{1}{2}$ a mezní frekvencí na $\frac{1}{4}$ vzorkovací frekvence.

Po vyřešení diferenciální rovnice pro celý vektor časů jsou ostatní výstupy spočítány stejně jako při řešení samotného modelu magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru. Integrály referencí pro regulátor jsou počítány lichoběžníkovou metodou a jejich střední hodnota je od nich odečtena.

Následující simulace byla provedena pro rovnice regulátoru do kterých byl dosazen model hysterezní smyčky vzorku, tj. hysterezní smyčka vzorku nebyla určována ze simulované smyčky. Simulace byla provedena pro parametry, odpovídající vzorku s ostrým přechodem do nasycené oblasti. Tento typ vzorků klade na řízení vysoké nároky, neboť diferenciální indukčnost se rychle mění a v nasycení dosahuje velmi nízkých hodnot. Parametry popisující magnetovací zařízení jsou stejné jako při předcházející simulaci až na jho, pro které je použit lineární model hysterezní smyčky. Parametry simulace jsou :

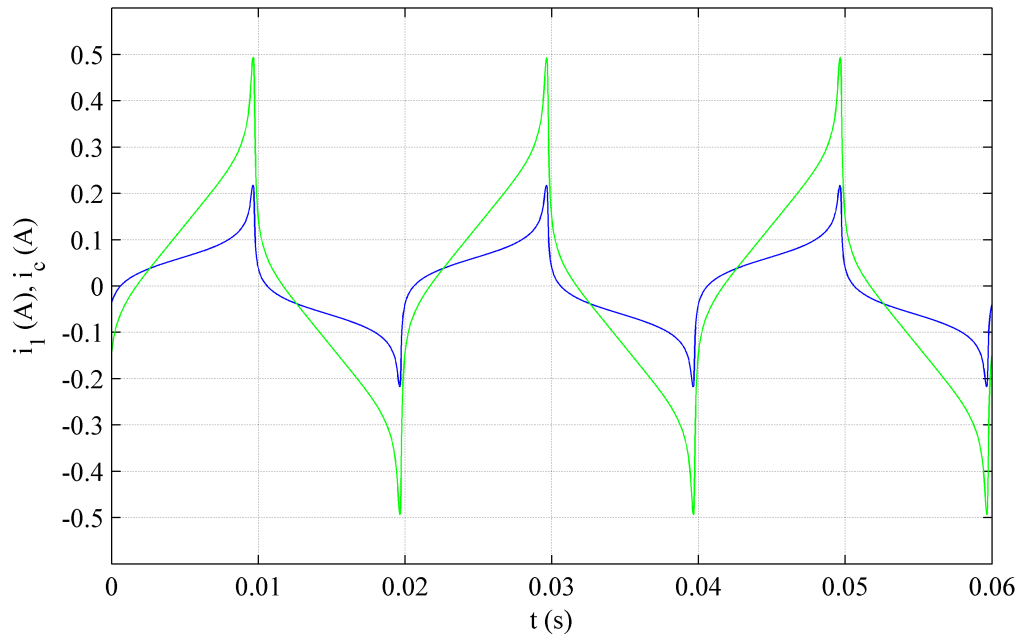
$u_{2ref} = 9.097\sin(2\pi \cdot 50t)$ V, $v_{RCPref} = 0$ A, $N_1 = N_c = 72$, $N_2 = 108$, $R_1 = R_c = 16,58 \Omega$, $B_a = 1,6$ T, $k_a = 0,045$ m/A, $H_c = 42,89$ A/m, $S_m = 166e-6$ m², $S_v = 5S_m$, $l_1 = 0,3$ m, $l_Y = 0,5$ m, $l_G = 2$ mm, $S_G = S_Y = 0,1$ m², $k = 0,99$, $d = 0,1$ m, $k_{RCP} = 4e-5$ H, $\mu_Y = 5172\mu_0$, $k_f = 1$, $f_s = 50$ kHz.



Obr. 3.3.1 Magnetovací napětí u_1 a kompenzační napětí u_c

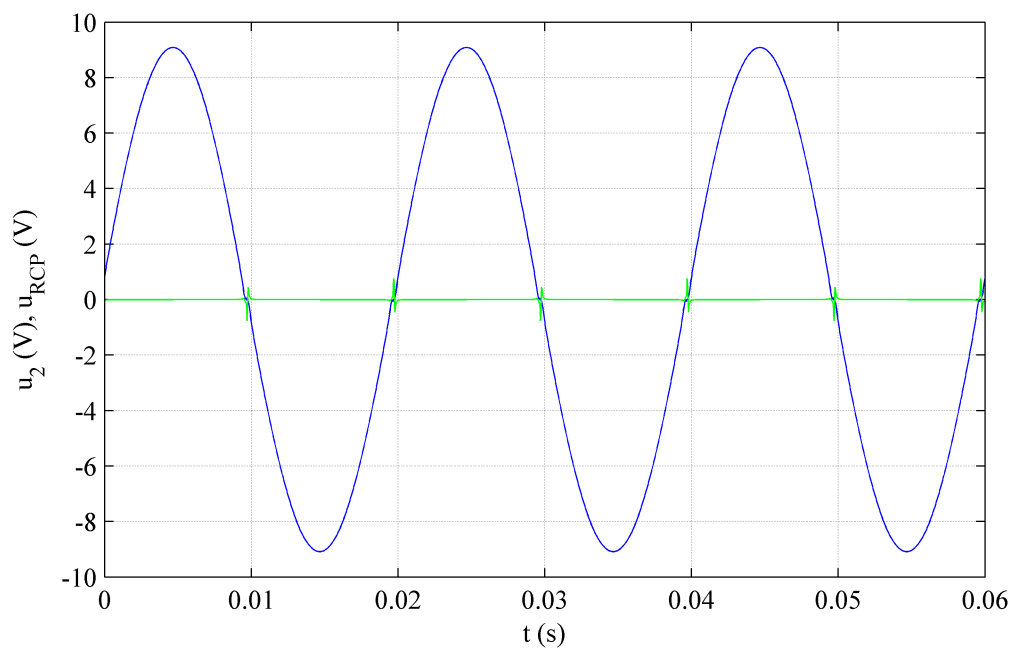
Na obrázku 3.3.1 jsou průběhy magnetovacího a kompenzačního napětí, která generoval regulátor pro dosažení požadovaných referenčních průběhů. Lokální extrémy

v časech blízkých průchodům nulou napětí indukovaného v měřicím vinutí jsou způsobeny kompenzací zkreslení napětí indukovaného v měřicím vinutí. V těchto oblastech se hodně projevují rozptylové toky a odpory vinutí, protože diferenciální indukčnost je velmi malá a magnetovací proud dosahuje maximálních absolutních hodnot. Obě napětí jsou značně neharmonická.



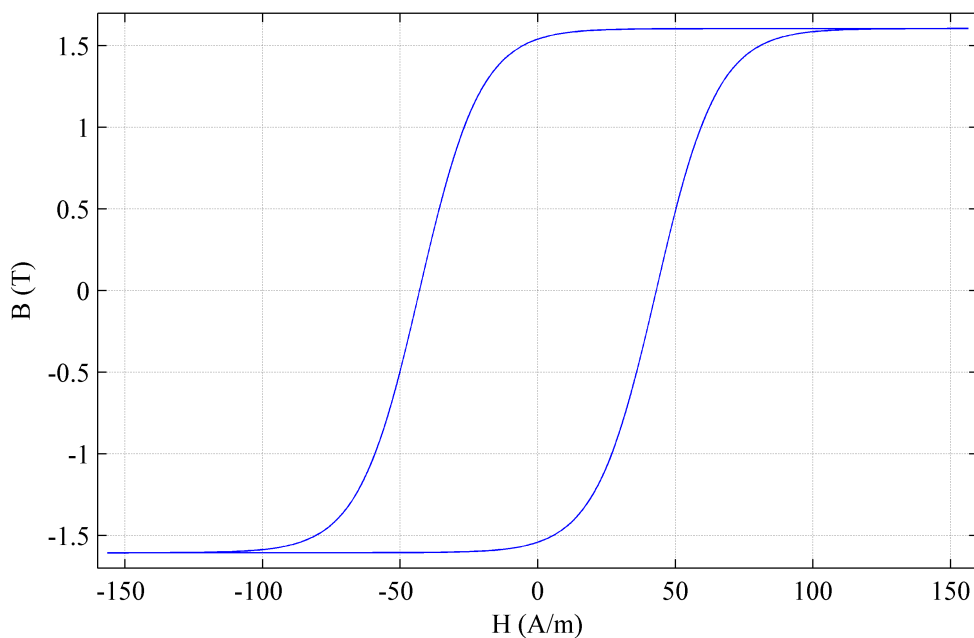
Obr. 3.3.2 Magnetovací proud i_1 a kompenzační proud i_c

Magnetovací proud je přímo úměrný intenzitě magnetického pole vzorku, která by byla i měřena, protože napětí indukované v RPC je nulové.



Obr. 3.3.3 Napětí indukované v měřicím vinutí u_2 a v RPC u_{RCP}

Na grafu výstupních napětí Obr. 3.3.3 je vidět, že regulátor úspěšně řídí proces magnetování a obě regulovaná napětí odpovídají zadaným referencím. Drobné odchylky od reference na napětí indukovaném do RCP jsou způsobeny zpožděným přepnutím regulátoru (změna proměnné s), které odpovídá vzorkovací frekvenci 50 kHz. Poznamenejme, že částečně jsou způsobeny i numerickými chybami výpočtu.



Obr. 3.3.4 Hysterezní smyčka „měřeného“ vzorku

Do simulace lze kromě zpoždění výpočtů regulátoru jednoduše zahrnout i další vlivy, například šum měření, kvantování a nepřesnou znalost parametrů. Regulátor v simulacích funguje a ani nebyly nalezeny žádné vlastnosti bránící realizaci regulátoru.

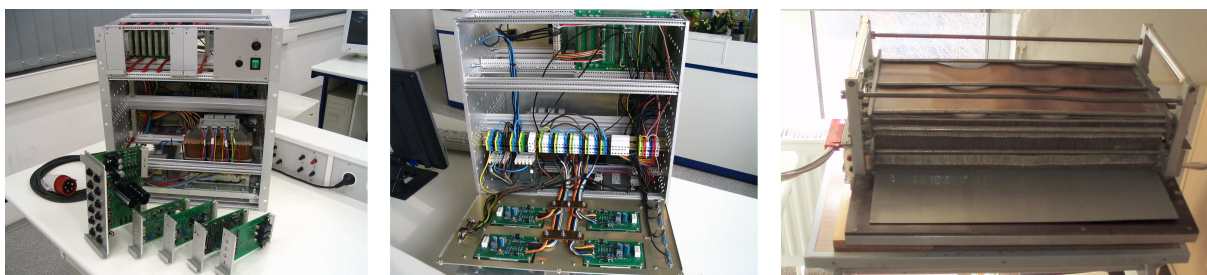
4. Realizace

Odvozený regulátor by bylo velmi obtížné realizovat v čistě analogové podobě a možnosti úprav či změn nastavení nebo postupného vylepšování by téměř nebyly možné, proto je realizován digitální cestou, která toto umožňuje. Regulátor počítá následující vzorek magnetovací a kompenzační napětí z aktuálního vzorku magnetovacího proudu. Je potřeba aby zpoždění vzniklé dobou výpočtu bylo velmi malé, proto se jako ideální jeví implementace regulátoru do FPGA či DSP. Pro výpočty výstupních veličin kompenzačního ferometru, zpracování měřené hysterezní smyčky a implementaci uživatelského rozhraní se hodí CPU. Jako nejvhodnější řešení jsem zvolil SoC který kombinuje FPGA s CPU. Implementovat regulátor do digitální části kompenzačního ferometru KF9a není možné.

4.1 Kompenzační ferometr KF9a

Kompenzační ferometr KF9a ve stavu z roku 2013 se sestává z průmyslového řídicího počítače, měřicí elektroniky a magnetovacího jha. Počítač je vybaven dvěma kartami Keithley KPCI-3110, které slouží pro generování a měření napětí. Do měřicí elektroniky ještě z počítače vede sériová linka, po které se posílají ovládací příkazy pro přepínání zesílení a spouštění zdrojů.

Z měřicího zařízení do počítače na A/D převodníky měřicích karet Keithley KPCI-3110 jsou připojeny analogová napětí odpovídající intenzitě magnetického pole, napětí indukovanému v měřicím vinutí a napětí indukovanému v RCP. Magnetovací napětí a část kompenzačního napětí jsou také generovány stejnou měřicí kartou. K měřicí elektronice je připojeno jho, do kterého se vkládá měřený vzorek.



Obr. 4.1.1 Měřicí elektronika kompenzačního ferometru KF9a a jho

Magnetovací systém ferometru je tvořen z generátoru magnetovacího napětí (měřicí karta), předzesilovače, výkonového zesilovače a magnetovacího vinutí. Další částí je kompenzační vinutí buzené napětím odvozeným od napětí, které se indukuje v RCP. Celkové kompenzační napětí je dané součtem napětí, které generuje analogová zpětná vazba a napětím pro kompenzaci generovaným měřicí kartou.

Měřicí část se skládá z měřicího napěťového vinutí pro snímání magnetické indukce, zesilovače a měřicí karty v PC, dále pak z bočnicku, diferenciálního zesilovače a druhé měřicí karty pro měření intenzity magnetického pole z magnetovacího proudu.

Měřicí karta má pro generování napětí dva 12-bitové D/A převodníky s pevným výstupním rozsahem ± 10 V a maximální vzorkovací frekvencí 250 kHz při generování s možností úpravy generovaného průběhu napětí za běhu a bez přerušení. Při současném využití obou převodníků je maximální vzorkovací frekvence pouze poloviční tj. 125 kHz.

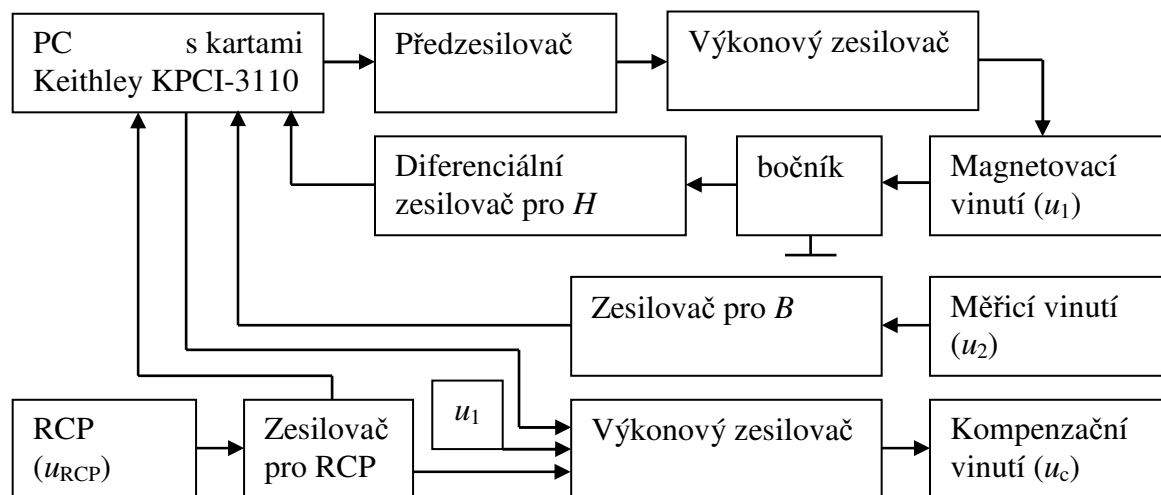
Takto generovaný budící signál je přiveden do předzesilovače [13], který má digitálně nastavitelný zisk, jenž je ovládán přes digitální výstupy měřicí karty. Digitálně nastavitelný zisk umožňuje využití celého rozsahu D/A převodníku i při generování napětí s malou amplitudou. Předzesilovač dále obsahuje rekonstrukční filtr, který je možné softwarově vyřadit a obvod pro přepnutí zesílení při průchodu nulou pro potlačení přechodových jevů.

Poté je napětí vedeno do kapacitně vázaného dvoustupňového výkonového zesilovače a odtud do magnetovacího vinutí. V sérii s magnetovacím vinutím je ještě bočník, který slouží pro měření proudu v magnetovacím vinutí.

Napětí z bočnicku je zesíleno diferenciálním zesilovačem, navzorkováno měřicí kartou a následně je z něj spočítána intenzita magnetického pole H . Měřicí karty Keithley KPCI-3110 mají 12bitový A/D převodník s vstupním rozsahem ± 10 V, nastavitelným zesílením 1, 2, 4, 8 a mohou jeden kanál vzorkovat maximální frekvencí 1,25 MHz. Vzorkování více kanálů je multiplexované a proto probíhá na nižší frekvenci. Pro dva kanály je maximálně 625 kHz.

Napětí indukované v měřicím vinutí je zesíleno zesilovačem pro B , digitalizováno měřicí kartou a je z něj spočtena magnetická indukce B (napětí je integrováno numericky).

Od napětí indukovaného v RCP, které je také zesíleno diferenciálním zesilovačem a vzorkováno, je odvozeno napětí, které budí kompenzační vinutí. Výkonový zesilovač (Apex MP38) sčítá napětí z měřicí karty, kompenzační analogové zpětné vazby a magnetovací napětí, je stejnosměrně vázaný. [37][38][42]



Obr. 4.1.2 Blokové signálové schéma kompenzačního ferometru

Obě měřicí karty mají vzájemně synchronizované A/D převodníky. S časovým posunem vzniklým multiplexováním na měřicí kartě, kde jsou měřeny dva kanály se počítá. D/A převodníky nelze mezi kartami přesně synchronizovat, proto jsou obě napětí generována na jedné kartě.

Měřicí karty neumožňují z aktuálního vzorku vstupních napětí okamžitě spočítat vzorek generovaných napětí. Vždy je třeba navzorkovat alespoň jednu periodu, vypočítat jednu periodu generovaných napětí a ve vhodný okamžik jí zkopírovat do oblasti paměti

vyhrazené pro D/A převodníky. Měřicí cyklus využívá vícevláknové zpracování a umožňuje měřit souvisle. Generování magnetovacího a kompenzačního napětí není přerušováno a všechny periody měřených napětí jsou zpracovávány.

Pro kompenzaci a korekci je možné použít postupy popsané v kapitolách 1.2, 1.3, 1.4 a digitální kompenzaci, která umožňuje jen přesné měření měrného ztrátového výkonu tj. kompenzuje jen první harmonickou složku napětí indukovaného do RCP dle [29].

Měřicí karty neumožňují zpracování signálů, jaké vyžaduje implementace navrženého regulátoru. Nejsou ani perspektivní pro vývoj a zlepšování vlastností vlastního měření, neboť jsou závislé na počítači. Použitý operační systém je limitován existencí ovladačů měřicích karet na systémy Microsoft Windows XP či Windows 7 obojí ve 32-bitové verzi. Aplikace pro měření funguje pouze na systému Microsoft Windows XP. [36]

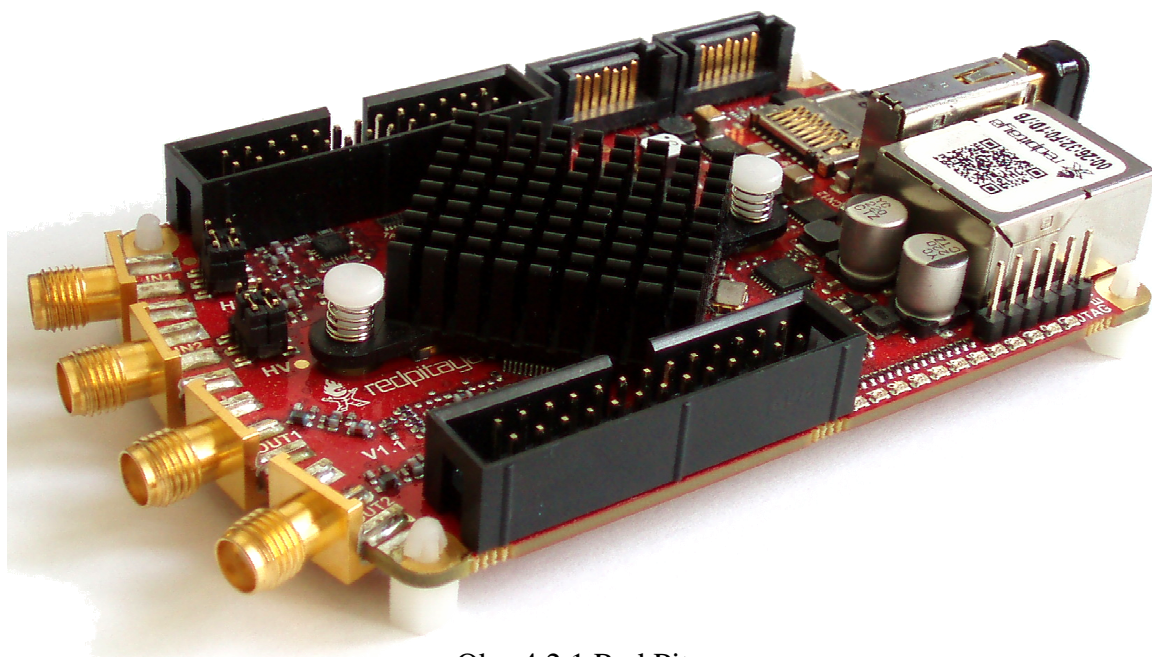
Měřicí elektronika a jho jsou pro testy regulátoru použitelné. Měřicí karty budou nahrazeny systémem založeným na kombinaci FPGA a CPU.

4.2 Nový měřicí systém

Nejvhodnější platformou pro implementaci regulátoru a zároveň i nahrazení stávajícího systému měření je Red Pitaya v1.1 (nyní přejmenována na STEMLab 125-14).[30]

Red Pitaya je postavena na čipu Xilinx Zynq 7010 SoC, který představuje systém na čipu a kombinuje dvoujádrový procesor ARM Cortex A9 MPCore s FPGA. Procesor má architekturu ARMv7-A a každé jádro má NEON engine pro zpracování médií (podpora SIMD) a vektorovou jednotku pro výpočty s čísly v plovoucí řádové čárce. Podporuje RAM paměti typu DDR3 a přímý přístup do paměti (8 kanálů DMA). Maximální takt procesoru je 667 MHz. FPGA obsahuje 28 000 logických buněk, 240 kB RAM, 80 DSP jednotek (25 x 18 bit násobička ve dvojkovém doplňku s 48-bitovým akumulátorem) a 2 PLL. [35]

Red Pitaya má k FPGA připojené dva 14-bit A/D převodníky s vzorkovací frekvencí 125 MHz a vstupními rozsahy ± 20 V (dělič) a ± 1 V. Vstupní impedance je 1 M Ω . Analogové výstupy jsou také dva 14-bit s vzorkovací frekvencí 125 MHz, rozsahem ± 1 V do 50 Ω zátěže a přeběhovou rychlostí 200 V/ μ s. Tyto vstupy a výstupy používají SMA konektory.



Obr. 4.2.1 Red Pitaya

Další výbava zahrnuje 512 MB RAM, slot na MicroSD kartu, 1 Gb/s Ethernet, USB 2.0, I²C, SPI, UART, 16 digitálních I/O pinů, 4 analogové 12-bitové vstupy s vzorkovací frekvencí 100 kHz a 4 analogové výstupy vytvořené filtrováním PWM na 250 MHz. Napájení 5V, 2 A se připojuje micro USB konektorem. Vše je na desce velikosti kreditní karty. [30]

Operační systém je Ubuntu 16.04.2 LTS Xenial Xerus (GNU/Linux 4.4.0-xilinx armv7l). Vše potřebné pro programování aplikací včetně základních aplikací jako osciloskop a generátor jsou open source [31]. Nástroje pro programování FPGA jsou volně ke stažení.

Základní aplikace získávají měřená data z FPGA do kterého jsou implementovány potřebné funkce. Další zpracování můžou provádět sami aplikace na procesoru. Pod Linuxem běží webový server, který poskytuje webové rozhraní pro tyto aplikace. K ovládání stačí jakékoliv zařízení s moderním webovým prohlížečem od mobilního telefonu po počítač. Na operačním systému použitého zařízení nezáleží. K Red Pitaya se lze připojit přes ethernet nebo využít Wi-Fi, pokud se Red Pitaya vybaví Wi-Fi adaptérem do USB. Pro správu lze samozřejmě využít terminál a aplikace nemusejí využívat webové rozhraní.

4.3 Struktura nového ferometru

Současně s navrženým regulátorem je na systém Red Pitaya implementováno i vlastní měření. Všechny výpočty pro měření i regulaci jsou prováděny na systému Red Pitaya. Počítač s měřicími kartami již není dále potřeba a je tímto systémem nahrazen.

Toto řešení umožňuje konstrukci zcela nového kompenzačního ferometru, bez závislosti na počítači či jeho operačním systému. Výhodou je i snadné a úplné galvanické oddělení kompenzačního ferometru od jeho okolí, což má obecně příznivý vliv a zmenšuje šum, který do ferometru proniká z okolí. V průmyslovém použití byl počítač umístěn odděleně od měřicí elektroniky a měření bylo komplikováno vedením měřených napětí dlouhými vodiči. Tato nevýhoda je také odstraněna, protože vzhledem k velikosti a vlastnostem není vhodné jiné řešení, než integrovat systém Red Pitaya přímo do měřicí elektroniky. Samotná měřicí elektronika se také zjednoduší, protože už nebude obsahovat analogové zpětné vazby pro kompenzaci, či korekci. V měřicí elektronice zůstane jen napájení a zesilovače. Další výhodou je možnost se lépe vypořádat se šumem. Do měřicích karet v počítači proniká šum, který generuje samotný počítač (síťové karty, procesor, RAM, ventilátory, ...). Tento šum závisí na aktuální konfiguraci počítače a je obtížné ho ovlivnit a vzhledem ke krátké produkční životnosti komponent není většinou možné po delší době postavit stejný počítač.

Nová měřicí elektronika není v rámci práce postavena. Pro otestování regulátoru stačí regulátor s upravenou stávající měřicí elektronikou. Přesto je při implementaci regulátoru myšleno i na novou měřicí elektroniku a jsou určeny požadavky na její vlastnosti. Systém Red Pitaya s implementovaným regulátorem a vlastním měřením je jádrem a nejsložitější částí budoucího ferometru. Tato část je realizovaná.

Magnetovací a kompenzační zesilovače měřicí elektroniky by měli být stejnosměrně vázané se vstupním odporem 50 Ω , protože kapacitní vazba filtruje napětí generované regulátorem a vnáší do řízení nechtěné zpoždění (fázový posun při harmonickém buzení). Pro kompenzaci případných offsetů je vhodné, aby tyto zesilovače byli sumáční. Jeden vstup s velkým zesílením bude vždy sloužit pro zesílení magnetovacího (kompenzačního) napětí a druhý s malým zesílením bude připojen k výstupu, který bude generovat napětí kompenzující offset daného zesilovače i výstupu regulátoru. K tomuto účelu stačí výstup s velmi nízkou vzorkovací frekvencí. Zpětná vazba kompenzující offsety může být volitelně řízena různými parametry například stejnosměrnou složkou magnetovacího proudu a symetrií měřené hysterezní smyčky. Oba zesilovače by ideálně měli být stejné.

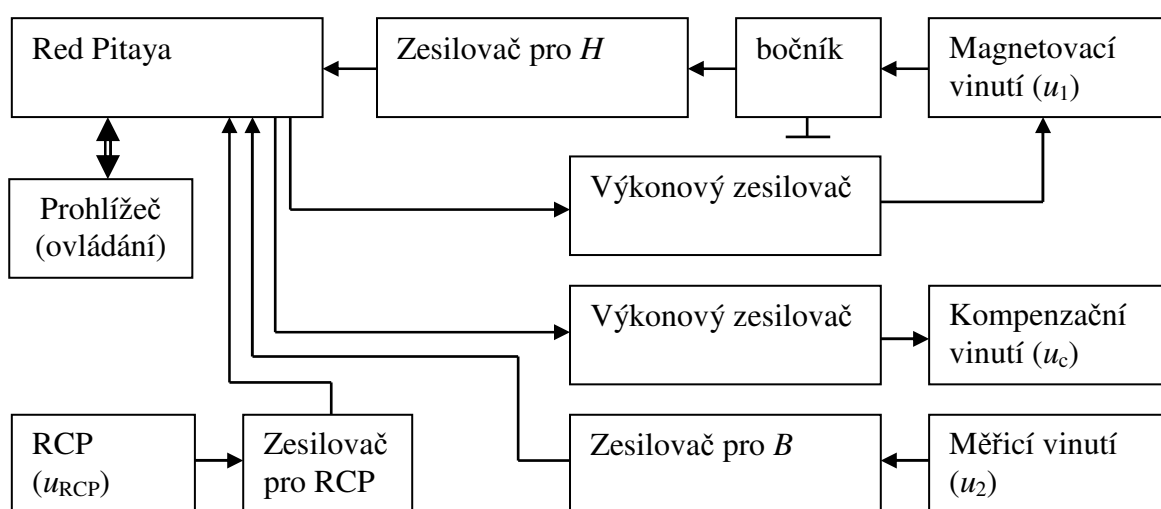
Zesilovače pro měření intenzity magnetického pole, napětí indukovaného v měřicím vinutí a RCP by měli být diferenciální s nízkým šumem, offsetem i driftem. V případě potřeby

změny zesílení pro lepší využití rozsahu A/D převodníků také s nastavitelným zesílením přes SPI nebo I²C sběrnici. Všechny zesilovače musí mít dostatečný frekvenční rozsah.

Red Pitaya má pouze dva vstupy vhodné pro přesné měření, ale pro měření napětí indukované v RCP je třeba třetí vstup. Tento vstup by měl být stejný jako ostatní. K FPGA ho lze připojit přes piny, které jsou vyvedeny na konektor pro rozšíření.

Pro přenos dat a současné galvanické oddělení ferometru lze použít Wi-Fi, nebo ethernet na optických vláknech. Řešení pomocí optických vláken vyžaduje použití síťového prepínače (switch) nebo převodníku se SFP slotem a příslušným mini GBIC modulem pro převod metalického vedení na optické. Tyto prvky jsou běžné a celková cena je v řádu jednotek tisíců korun.

Pro ovládání je potřeba zařízení s moderním webovým prohlížečem a vhodným síťovým rozhraním. Zařízení nepotřebuje vysoký výpočetní výkon, neboť data jsou zpracovávána na systému Red Pitaya.



Obr. 4.3.1 Blokové signálové schéma nového kompenzačního ferometru

Ačkoliv nová měřicí elektronika není v rámci práce postavena, tak stávající elektronika byla upravena a blokové schéma na Obr. 4.3.1 platí a je aktuálním stavem, ve kterém proběhly testy regulátoru i vlastního měření. Aktuálně se už nepoužívá žádná analogové zpětná vazba.

Nový ferometr předčí předchozí nejen v kvalitě řízení a z toho vyplývající přesnosti měření, ale i v ostatních parametrech. Red Pitaya má lepší parametry kanálů, než dosud používané měřicí karty.

4.4 Aplikace pro měření

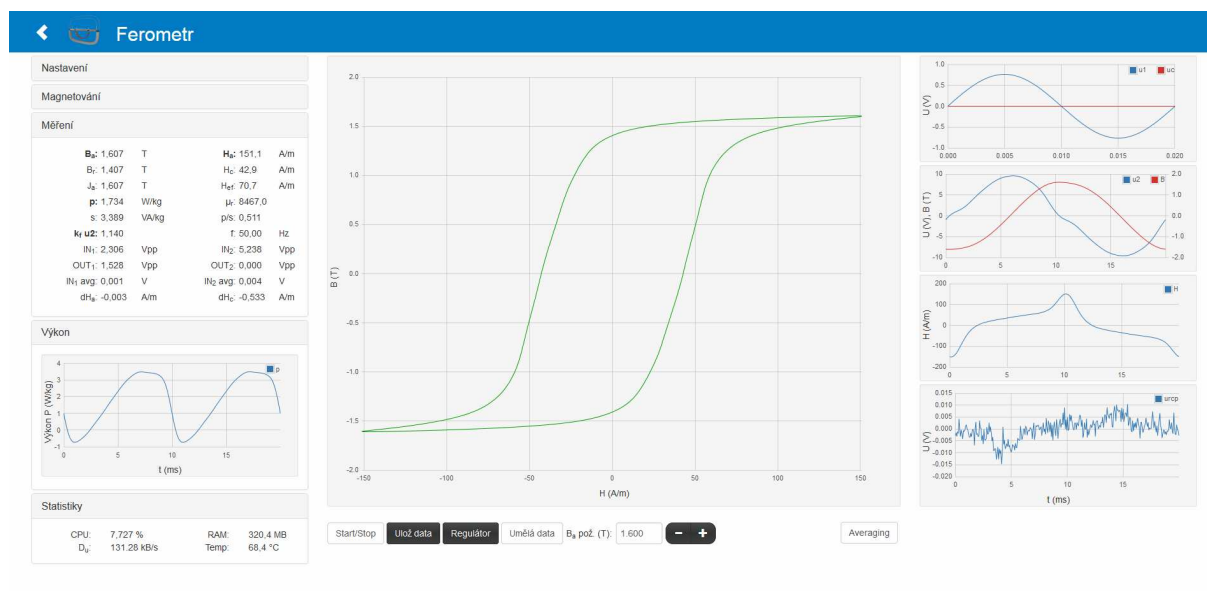
Aplikace slouží pro ovládání ferometru, měření, zpracování měřených dat a jejich zobrazování i ukládání. Její struktura je stejná jako u základních aplikací pro systém Red Pitaya. Skládá se ze dvou částí. První částí je uživatelské rozhraní, které běží ve webovém prohlížeči. Druhá část běží na systému Red Pitaya a stará se o řízení, měření a zpracování dat.

Uživatelské rozhraní slouží k ovládání ferometru a zobrazování výsledků měření. Uživatelské rozhraní je webová stránka napsaná v HTML, způsob zobrazení jednotlivých elementů na stránce je zapsán pomocí kaskádových stylů (CSS) a JavaScript je použit pro implementaci funkcí rozhraní i komunikace se systémem Red Pitaya. Pro kreslení grafů je využita JavaScriptová knihovna Flot. V uživatelském rozhraní neprobíhá žádné zpracování dat, ale je možné ho v JavaScriptu dopsat.

Na systému Red Pitaya běží webový server, který umožňuje načíst webové rozhraní aplikace v prohlížeči zařízení. Webová stránka komunikuje se systémem Red Pitaya hlavně přes komunikační protokol WebSocket. Data jsou přenášena v textovém formátu JSON a mohou být pro přenos komprimována pomocí knihovny Gzip. Tato komunikace je také naprogramována v jazyce JavaScript. Do budoucna uvažuji o využití binárního formátu bez komprese pro přenos dat. Protokol WebSocket, který je součástí HTML 5, poskytuje plně duplexní komunikační kanály po jednom TCP spojení. Pracuje na portu 80 jako web, což zjednodušuje správu firewallu. Výhodou formátu JSON (JavaScript Object Notation) je jeho snadné použití a to, že je čitelný pro člověka.

Na systému Red Piaya je použit webový server NGINX, který má nízké nároky na paměť. Výhodou je také možnost načítání modulů za běhu. Důležitým modulem je modul rozhraní mezi serverem a aplikací. V tomto modulu je implementována serverová část komunikace přes WebSocket protokol, rozhraní pro komunikaci serveru a aplikace (ne uživatelského rozhraní) a také způsob spuštění aplikace. Samotná aplikace je sdílená knihovna (*.so). Tyto části jsou naprogramovány v C/C++. Nedílnou součástí aplikace je i konfigurace pro FPGA (*.bit), vygenerovaná z kódu napsaném ve Verilogu.

Když uživatel zadá v prohlížeči požadavek (standardní HTML požadavek) na zobrazení stránky aplikace, tak začne proces spuštění aplikace. NGINX server přijme požadavek a modul rozhraní podle souboru popisující aplikaci nahraje konfiguraci do FPGA. Následně nahraje sdílenou knihovnu (aplikaci) a zkontroluje, zda jsou v ní implementovány všechny funkce potřebné pro komunikaci aplikace s tímto modulem. Poté zavolá funkci inicializující aplikaci a spustí serverovou část WebSocket komunikace. Pokud vše proběhne bez chyb, pak NGINX server pošle v odpovědi na požadavek prohlížeče webovou stránku popisující uživatelské rozhraní aplikace. Prohlížeč vykreslí webovou stránku a začne vykonávat JavaScript v ní obsažený, který se připojí k serveru přes WebSocket protokol. Spuštění aplikace je tímto dokončeno.



Obr. 4.4.1 Uživatelské rozhraní

Uživatel může skrz uživatelské rozhraní nastavovat parametry měření. Nastavují se hlavně rozměry měřeného vzorku, požadovaná amplituda magnetické indukce a typ magnetovacího napětí (sin, trojúhelník, obdélník). Tloušťka měřeného vzorku bývá uprostřed větší než na okrajích, proto je lepší ji zadat pomocí hustoty a hmotnosti (dopočítá se průměrná

tloušťka). Dále se zadává typ jha. Parametry pro různá jha, stejně jako zesílení zesilovačů jsou zapsány jako konstanty a jsou součástí aplikace.

Pokaždé, když uživatel stiskne tlačítko nebo zadá novou hodnotu, tak se tato událost zapíše do odpovídající proměnné uložené v prohlížeči a také se sestaví zpráva obsahující novou hodnotu a tato zpráva se pošle aplikaci přes WebSocket spojení. Tento typ zpráv se posílá ihned.

Zprávy se rozdělují na dva druhy. První druh přenáší parametry a druhý přenáší signály tj. pole hodnot. Parametry jsou i hodnoty obsahující výsledky měření, například koercivita, amplituda magnetické indukce, atd. Signály se využívají pouze pro přenos ze systému Red Pitaya do prohlížeče, kde se vykreslují na grafech. Oba druhy se posílají přes WebSocket protokol.

Když je zpráva přijata, tak se v JavaScriptu uloží jako pole 8-bitových bezznaménkových celých čísel. Pokud je použita komprese, tak se dekomprimuje a následně převede na řetězec (text). Tento řetězec je ve formátu JSON a tak se z něho jednoduše vytvoří objekt JavaScriptu. Jestliže tento objekt obsahuje parametr, tak se objekt uloží na zásobník parametrů. Signály se ukládají na zásobník signálů.

Objekty v zásobnících zpracovávají periodicky volané funkce. Funkce zpracovávající parametry se volá každou 1 ms. Funkce zpracovávající signály se volá každých 40 ms. Tyto funkce odebírají objekty ze zásobníků a volají metody, které již objekty zpracují. Parametry se pouze kopírují do odpovídajících vnitřních proměnných. Signály se navíc rovnou vykreslují do grafů. Časová osa se posílá jako signál délky dva obsahující počáteční a konečný čas. Při měření na 50 Hz a průměrování přes 25 period jsou signály obnovovány po 0,5 s. Pro zobrazování parametrů slouží funkce, která se volá jednou za 1 s, aby se zobrazované parametry daly dobře číst. Parametry, které může uživatel měnit a právě je upravuje, se nepřepisují.

Data, která se mají uložit se ukládají na paměťovou kartu na systému Red Pitaya. Aplikace se ukončuje tak, že se ukončí spojení přes WebSocket protokol a pošle se požadavek na webovou stránku konce aplikace. Tím se spustí uvolnění knihovny aplikace.

Druhá část aplikace je v C++. Tato část běží na procesoru systému Red Pitaya a spolupracuje s FPGA. S uživatelským rozhraním komunikuje přes modul NGINX serveru. Pro tvoření zpráv ve formátu JSON používá knihovnu libjson. Aplikace používá dvě vlákna, jedno na obsluhu komunikace a druhé pro měření a výpočty.

V rámci inicializace aplikace jsou nastaveny intervaly udávající jak často bude NGINX volat funkce, které předávají nové signály a parametry pro odeslání webovému rozhraní. Intervaly jsou 100 ms pro parametry a 200 ms pro signály. Dále se alokuje paměť pro pole, která slouží k výpočtům a uchovávání měřených průběhů. Namapuje se část paměti, do které má přístup aplikace i FPGA a adresy se uloží do ukazatelů, přes které se z této části paměti bude číst i zapisovat. Takto funguje všechna komunikace s FPGA. Současně se nastaví výchozí parametry FPGA. Následně se načtou kalibrační koeficienty z EEPROM paměti. Pro oba výstupy i oba vstupy na všech rozsazích se předpokládá lineární závislost napětí a binárního kódu popsaná kalibračními koeficienty. Poslední krokem inicializace je vytvoření pracovního vlákna, ve kterém probíhá měření a výpočty.

Pracovní vlákno vykonává měřicí smyčku. V měřicí smyčce se nejprve zkontrolují vstupní parametry měření. Pokud došlo ke změně, tak se nové parametry uloží do lokálních struktur pracovního vlákna. Parametry, které přímo ovlivňují nastavení FPGA se zapíší na příslušnou adresu ve sdílené paměti procesoru a FPGA. V případě, že je požadováno ukončení měření, tak se měřicí smyčka ukončí. Synchronizace mezi pracovním vláknem a vláknem pro komunikaci využívá mutexy. Je zajištěno, že vlákna nebudou současně využívat sdílené prostředky.

O vzorkování vstupů a generování výstupů se stará FPGA. Data jsou předávána skrz sdílenou paměť. V měřicí smyčce se měření odstartuje nastavením části FPGA, které obsluhuje analogové vstupy do stavu čekání na trigger. Trigger generuje regulátor implementovaný v FPGA vždy na začátku magnetovací periody, bez ohledu na velikost výstupního napětí tj. trigger je generován i když jsou oba výstupy nulové. S příchodem triggeru začne FPGA zpracovávat data z analogových vstupů a přenáší je do sdílené oblasti paměti. Zatímco FPGA pracuje, tak pracovní vlákno ve smyčce kontroluje jestli již FPGA nedokončilo svou úlohu a zároveň i požadavek na ukončení měření. Poté co FPGA nasbírá zadaný počet vzorků, tak nastaví příznak, který znamená, že požadovaná data jsou k dispozici. Pracovní vlákno na základě tohoto příznaku ukončí smyčku ve které čekalo na data a pokračuje zpracováním naměřených dat.

Část zpracování dat probíhá již na FPGA, zde je popsána jen ta část, kterou počítá procesor. Na první analogový vstup je připojeno napětí úměrné magnetovacímu proudu (zesílené napětí z bočníku). Na druhém vstupu je napětí úměrné napětí indukovanému v měřicím vinutí. Zpracování začíná převodem vzorků z binárního kódu na napětí ve voltech (typ double). FPGA pracuje ve 14-bitovém dvojkovém doplňku, ale data jsou přenášeny po 32-bitové sběrnici a proto jsou typu int (32-bitů). Pro záporná čísla je potřeba převést 14-bitové číslo na 32-bitové. Kladná čísla jsou správně. Poté se pomocí kalibračních koeficientů vypočítá výsledné napětí.

Následuje výpočet průměrné periody ze signálu, který má délku 25 period. Současně se najdou maximální a minimální hodnoty pro výpočet amplitud a určí se střední hodnoty. Střední hodnota napětí na druhém kanálu se odečte od průběhu napětí na tomto kanálu. Stejnoseměrná složka se nemůže indukovat do měřicího vinutí, a proto je dána ofsety zesilovačů a A/D převodníku. Přenásobením obou průběhů konstantami patříčné měřicí cesty získáme magnetovací proud a napětí indukované v měřicím vinutí.

Časový průběh ztrátového výkonu p_t (W/kg) pro jho se třemi sekcemi magnetovacího vinutí se počítá podle rovnice (4.4.1), kde m (kg) je hmotnost jen měřené oblasti vzorku o délce d .

$$p_t = \frac{N_{1s}}{N_2 m} u_2 i_1 \quad (4.4.1)$$

Pro výpočet magnetické indukce je použita numerická integrace lichoběžníkovou metodou. Amplituda magnetické indukce B_a (T) se počítá z extrémů. Stejným způsobem se počítá i amplituda intenzity magnetického pole H_a (A/m). Amplituda magnetické polarizace J_a (T) je daná vztahem (4.4.2) a relativní amplitudová permeabilita μ_r vztahem (4.4.3).

$$J_a = B_a - \mu_0 H_a \quad (4.4.2)$$

$$\mu_r = \frac{B_a}{\mu_0 H_a} \quad (4.4.3)$$

Remanence B_r (T) a koercivita H_c jsou počítány podobně. Jsou nalezeny průsečíky s nulou na rostoucí i klesající části hysterezní smyčky interpolací mezi nejbližšími body a výsledek je spočítán jako průměr příslušných souřadnic pro rostoucí a klesající část hysterezní smyčky. Zajímavé jsou také rozdíly absolutních hodnot koercivity na rostoucí a klesající části hysterezní smyčky. Tento rozdíl podobně jako rozdíl absolutních hodnot extrémů intenzity magnetického pole indikuje symetrii hysterezní smyčky.

Měrné ztráty se počítají jako střední hodnota časového průběhu ztrátového výkonu pomocí numerické integrace. Činitel tvaru indukovaného napětí se počítá dle vztahu (1.3.1).

Dále se počítá efektivní hodnota intenzity magnetického pole. Zdánlivý výkon S (VA) se počítá z efektivních hodnot magnetovacího proudu I_{1ef} (A) a napětí indukovaného v měřicím vinutí U_{2ef} (V). Poté se počítá účinník.

$$S = \frac{N_{1s}}{N_2 m} U_{2ef} I_{1ef} \quad (4.4.4)$$

Protože třetí vstupní kanál má být součástí nové měřicí elektroniky a není v současnosti k dispozici, tak se druhý kanál přepíná mezi napětím indukovaným v měřicím vinutí a RCP. Napětí indukované v RCP se zpracovává podobně jako napětí indukované v měřicím vinutí. Data se převedou na napětí, spočítá se průměrná perioda a odečte se střední hodnota.

Všechny vypočítané hodnoty a průběhy jsou uloženy do struktur pracovního vlákna. Oba vstupy jsou synchronní a zároveň jsou přes trigger synchronizovány na oba výstupy, které jsou také synchronní. Měření vždy začíná ve stejný okamžik, když magnetovací napětí prochází nulou s kladnou derivací. Je dokonce možné měřit rozdíly ve zpoždění signálových cest.

Následuje zpracování dat pro regulátor. Je potřeba spočítat derivaci dB/dH . Tuto derivaci určíme pomocí pravidla o derivaci složené funkce $B(H(t))$. Derivace dB/dt je úměrná indukovanému napětí, které je měřeno. Numerická derivace je v určitém ohledu nežádoucí operace. Pokud máme aproximaci funkce s absolutní chybou menší než ε , tak to nevypovídá nic o chybě numerické derivace. Tato chyba může být libovolně velká. Nahrazení derivace měřením je proto výhodné. Pro určení derivace dH/dt je použit symetrický odhad, který je metodou 2. řádu. Pro body na okraji intervalu (periody) se s výhodou používá periodicita. V případě, že je dH/dt rovno nule, tak je dB/dH nahrazená permeabilitou vakua. Pokud je dB/dH menší než permeabilitou vakua, tak je také nahrazená permeabilitou vakua.

$$\frac{dB}{dH} = \frac{\frac{dB}{dt}}{\frac{dH}{dt}} = \frac{u_2}{N_2 S_m} \quad (4.4.5)$$

Derivace dB/dH spolu s hysterezní smyčkou jsou součástí členů, které se regulátoru předávají ve formě tabulky. Oba členy jsou funkcí intenzity magnetického pole. Aby mohl regulátor v FPGA rychle najít hodnotu odpovídající aktuální intenzitě magnetického pole, tak je index v tabulce lineární funkcí intenzity magnetického pole. Body do tabulky jsou proto získány lineární interpolací naměřených bodů. Tabulka má dvě části. První část je pro rostoucí část hysterezní smyčky a druhá je pro klesající část hysterezní smyčky. Lineární závislost mezi indexem v tabulce a intenzitou magnetického pole je pro obě části tabulky stejná, až na aditivní konstantu, která je jiná pro klesající část.

Dále se generují referenční signály pro regulátor. Generuje se pouze jedna perioda. Výsledná frekvence je daná separátní konstantou pro generátor regulátoru. Amplituda reference napětí indukovaného v měřicím vinutí se počítá z transformátorové rovnice.

Poslední částí výpočtu je výpočet zbylých parametrů regulátoru. Do těchto parametrů jsou zahrnuty zesílení zesilovačů i kalibrace.

Takto získané parametry, průběhy referencí i tabulky se zkopírují do části paměti, kterou sdílí FPGA s procesorem. Pro testovací účely se všechny hodnoty uloží na paměťovou kartu.

Součástí řízení je i výstupní zpětná vazba pro napětí indukované v RCP. Tato vazba upravuje referenci v_{RCPref} . Zpracované napětí indukované v RCP se integruje lichoběžníkovou metodou. Poté se od integrálu odečte jeho střední hodnota a přenásobí se konstantou této zpětné vazby. Reference má jiný počet vzorků než měřený průběh, ale oba mají délku jedné periody. Lineární interpolací se získá signál se stejným počtem vzorků jako má reference. Tento signál se přičte k referenci a předá se FPGA jako nová reference v_{RCPref} . V další variantě algoritmu je také možné integraci vynechat.

Všechny prováděné výpočty jsou nezávislé na čase, ve kterém měření začíná, proto by případná nesynchronnost mezi výstupy a vstupy nezpůsobila chybu. Tuto synchronizaci velmi přesně zajišťuje dříve popsany trigger.

Pro kontrolu funkčnosti ferometru je vhodné, aby Red Pitaya sloužila jako osciloskop s generátorem. Tyto funkce jsou implementovány a jsou aktivní, pokud je měření vypnuto. Zpracování dat ze vstupů pouze převede binární kód na volty a dopočítá základní parametry jako amplitudy a střední hodnoty měřených napětí. S naměřenými průběhy i parametry je dále nakládáno stejně jako při normálním měření. Synchronizace vstupů a výstupů je stále aktivní. Funkce generátoru je realizována regulátorem. Stačí nastavit správné parametry na hodnoty nula a jedna, pak jsou na výstupech generovány přímo referenční signály. Nastavování generátoru i osciloskopu probíhá přes webové rozhraní stejně jako nastavování běžného měření.

Měřicí smyčka pokračuje výpočtem výstupů pro zobrazení. Napětí, která počítá regulátor se nepřenášejí do procesorové části, proto je třeba je pro zobrazení v uživatelském rozhraní vypočítat. Výpočet probíhá se stejnými parametry jako v FPGA, ale vstupem do výpočtu je pouze jedna perioda už zpracovaného magnetovacího proudu.

Pokud uživatel požadoval uložení dat, tak se data se všemi parametry uloží na MicroSD kartu do přednastavené složky. Pro parametry se používá textový formát a pro signály jednoduchý binární formát. Názvy souborů jsou voleny tak, aby nemohlo dojít k přepsání již existujícího souboru. Pro další verzi se zvažuje formát HDF5.

Posledním krokem v měřicí smyčce je zkopírování signálů a parametrů ze struktur pracovního vlákna do struktur vlákna pro obsluhu komunikace.

Měřicí smyčka poté začíná zase od začátku kontrolou vstupních parametrů měření. Měření neprobíhá souvisle, jsou zde okamžiky, kdy procesor zpracovává data a FPGA není nastaveno pro sbírání dat. Oproti tomu magnetování s regulátorem pracují kontinuálně, bez přerušování. V budoucnu bude využito DMA pro přenos dat mezi procesorem a FPGA, což umožní kontinuální měření. FPGA bude mít k dispozici dostatečné množství paměti, aby se data mohla zároveň zpracovávat a nová zapisovat do jiné části paměti.

Ve vláknu pro komunikaci jsou periodicky volány funkce, které z parametrů a signálů vytvoří zprávu ve formátu JSON, kterou následně NGINX server pošle přes WebSocket protokol uživatelskému rozhraní.

V případě přijetí zprávy s parametry od uživatelského rozhraní se tato zpráva převede z JSON formátu a parametry se uloží do vnitřní proměnné objektů třídy pro práci s parametry a zavolá se funkce pro zpracování parametrů. V této funkci se u všech objektů zkontroluje zda obsahují nový parametr. Pokud ano, tak se zaznamená ke které části FPGA či výpočtu patří. Takto se předejde kompletní změně nastavení všech bloků pokud to není nezbytné. Kontrola limitů parametrů probíhá uvnitř objektů. Následně se nové hodnoty parametrů v objektech označí jako zaznamenané a zkopírují se do struktur vlákna pro komunikaci. Z parametrů získaných z uživatelského rozhraní se dopočítají parametry potřebné pro výpočty a FPGA, například z požadavku na amplitudu magnetické indukce a tvaru se spočítá požadovaná amplituda magnetovacího napětí. Také proběhne kontrola parametrů, které nemají pevné limity. Jako poslední se nastaví příznak, který pracovnímu vláknu signalizuje změnu parametrů.

Při ukončení aplikace se pošle pracovnímu vláknu parametr pro ukončení měření, pak se zastaví pracovní vlákno a uvolní se jeho prostředky. Do nečinného stavu se nastaví FPGA včetně generování výstupních napětí. Nakonec se uvolní použitá paměť.

Aplikace je naprogramována v C++. Kompiluje se pomocí g++ z GCC (GNU compiler collection) pro procesory ARM. Kompilátor i jeho součásti jsou obsaženy v operačním systému běžícím na Red Pitaya, takže lze aplikaci kompilovat přímo na systému. Aplikace se spouští z oddílu na paměťové kartě, který je normálně připojen pouze pro čtení. Pro zapsání všech potřebných souborů aplikace je nutné tento oddíl dočasně připojit i pro zápis.

Verze ekosystému na kterém byl ferometr otestován je v0.97-RC4 z 23.2.2017. Zdrojové kódy jsou zveřejněny na platformě GitHub, která slouží jako verzovací systém.

Pro přenos a správu souborů lze z operačních systémů Windows použít například SFTP, SCP a FTP klient WinSCP. Pro spuštění vzdáleného terminálu je vhodný klient SSH protokolu PuTTY, který je multiplatformní.

V případě potřeby lze samozřejmě MicroSD kartu vyjmout a použít čtečku paměťových karet. Takto lze nahrát či zálohovat obraz operačního systému.

4.5 Pomocné FPGA moduly

FPGA je naprogramováno ve Verilogu. Celý návrh se skládá z několika modulů. Část modulů byla převzata z návrhu tvůrců systému Red Pitaya a to úplně či s drobnými změnami. Převzaty byly moduly popisující základní strukturu a komunikaci mezi moduly v FPGA a procesorem. Tyto moduly se starají o ovládání LED, pomalých vstupů pro čtení teploty, pomalých výstupů (PWM), identifikaci systému (čtení DNA) a nastavení integrovaného fázového závěsu. Poskytují pouze podporu pro regulátor, ale na řízení nemají vliv. Některé ani nejsou potřeba, ale jsou součástí návrhu pro zajištění bezproblémové funkčnosti některých funkcí, které je možno využívat přímo z operačního systému. Důležitým převzatým modulem je modul zpracovávající data z A/D převodníků, ačkoliv ani ten neovlivňuje regulátor přímo. Jen zpřístupňuje data z A/D převodníku procesoru. Bez něj by nebylo možné měření.

Hlavní modul je na vrcholu návrhu a spojuje moduly mezi sebou. Dále obsahuje připojení k procesoru a RAM, rozšiřujícím konektorům, připojení A/D a D/A převodníků a dekodér systémové sběrnice s multiplexorem.

Pro připojení k procesoru je použit AXI (Advanced eXtensible Interface) protokol. Dekodér adresové sběrnice s multiplexorem dělí adresový prostor na osm oblastí. Polovina oblastí není využita. Nejdůležitější jsou dvě oblasti, ve kterých je modul zpracovávající data z A/D převodníku a modul regulátoru. Sběrnice má šířku 32 bitů.

Oba A/D převodníky i oba D/A převodníky jsou připojeny přímo k FPGA. Data z A/D převodníku jsou převáděna z bezznaménkového kódu na dvojkový doplněk, ve kterém se s daty lépe počítá. Kód je 14-bitový, což je třeba brát v úvahu při zpracovávání dat na procesoru, kde nejbližší datový typ používá 16-bitový dvojkový doplněk. Data pro D/A převodníky jsou naopak převáděna z dvojkového doplňku na bezznaménkový kód. U všech převodů jsou zároveň otočením znaménka zohledněny invertující zesilovače, které jsou na vstupech i výstupech.

V hlavním modulu je rozveden i trigger z modulu regulátoru do modulu pro zpracovávání dat z A/D převodníků, kterým je zajištěna synchronizace. Oba A/D převodníky i D/A převodníky jsou připojeny k vzájemně synchronním hodinovým signálům stejné frekvence 125 MHz. Všechny převodníky jsou připojeny přímo k FPGA.

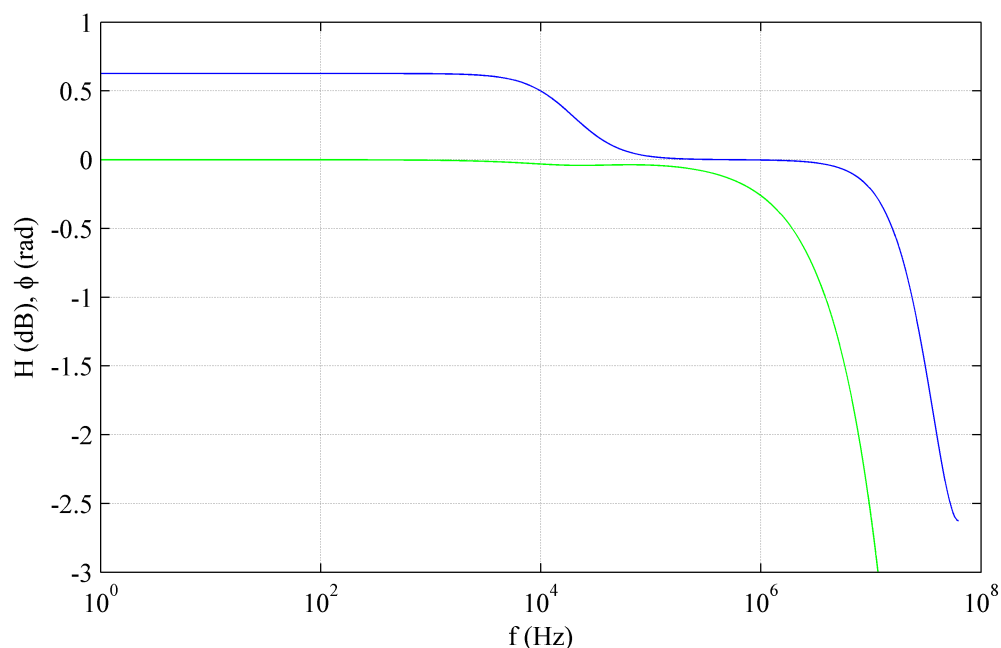
Modul pro zpracování dat z A/D převodníků čte data na vstupu, provádí jejich filtraci, průměrování a decimaci. Výsledná data zapisuje do paměti, která je přístupná i procesoru. Součástí je i obsluha triggeru. Tento modul také zajišťuje synchronizaci mezi A/D převodníky na úrovni vzorků. Data z A/D převodníků, která jsou synchronní zapisuje na správné adresy v paměti. Filtrace, průměrování, decimace i zdroj a způsob triggerování jsou nastavitelné.

Vstupní data jsou nejdříve filtrována ekvalizačním filtrem. Filtr může být nastaven libovolně, ale jeho účelem je potlačit vliv nul a pólů, které byly do měřicí cesty zaneseny kapacitami vstupního děliče a vstupním zesilovačem. Ekvalizační filtr je typu IIR se čtyřmi nastavitelnými koeficienty, jeho přenos $H(z)$ je dle rovnice (4.5.1) a frekvenční charakteristika pro používané koeficienty na rozsahu ± 1 V je na Obr. 4.5.1.

$$H(z) = K \frac{z - B}{z^4(z - P)(z - A)} = \frac{Kz^{-5} - KBz^{-6}}{1 - (A + P)z^{-1} + APz^{-2}} \quad (4.5.1)$$

Dalším blokem je decimace. Ta je také nastavitelná. V mnoha případech, ferometr nevyjímaje, není nutné aby procesorová část pracovala se signálem s vzorkovací frekvencí 125 MHz, kde je datový tok 437,5 MB/s. Současně s decimací lze provádět i průměrování. Výstupem decimace poté není každý n-tý vzorek, ale aritmetický průměr z n vzorků. Počet vzorků, ze kterých se průměr nebo decimace počítá je nastavitelný a v současné implementaci je omezen na mocniny dvou. Dělení mocninou dvou je implementováno jako nepoužití spodních bitů součtu. Kalibrační koeficienty pro procesorovou část zahrnují přenos filtru i vliv průměrování. Jsou závislé na nastavení tohoto modulu při kalibraci.

Data jsou ukládány do bloků RAM uvnitř FPGA. Pro každý kanál je vyhrazeno místo pro 16384 vzorků. Pro přenos dat do paměti RAM procesoru je využit AXI protokol. Pro každý A/D převodník je vytvořen AXI kanál pro přenos dat. Sběrnice určené pro komunikaci AXI protokolem jsou určeny pro vysoké přenosové rychlosti.



Obr. 4.5.1 Frekvenční charakteristika ekvalizačního filtru (přenos H, fáze Φ)

Parametry pro nastavení a čtení stavu modulu se posílají přes systémovou sběrnici, která neumožňuje přenos na vysokých přenosových rychlostech na rozdíl od AXI sběrnice.

Poslední částí modulu je triggerovací jednotka. Modul umožňuje triggerovat z obou vstupních kanálů, externího vstupu pro trigger, modulu regulátoru i z aplikace. Je možné nastavit triggerovací napětí i hranu, která se má detekovat. Zpracování triggeru obsahuje část, která zabraňuje spuštění měření při náhodných kmitech a zákmitech a také vícenásobnému triggerování.

Zpracování dat z A/D převodníků probíhající v tomto modulu není součástí zpracování dat modulem regulátoru. Modul regulátoru pracuje přímo s daty z A/D převodníku, která jsou vstupem i do modulu zpracování dat z A/D převodníků.

4.6 FPGA modul regulátoru

Modul regulátoru se skládá ze tří částí. První částí je generátor referencí, druhou částí je modul určující zda je aktuální intenzita magnetického pole rostoucí či klesající (proměnná s) a třetí částí je modul realizující výpočty výstupů (regulátor).

Tyto tři části jsou na sobě nezávislé ve smyslu doby trvání výpočtu. Jsou řízeny tak, že nezáleží jak dlouho modulům výpočet trvá. To umožňuje nahradit jakýkoliv z těchto modulů rychlejší verzí beze změny v ostatních částech.

Vstupy do modulu jsou hodinový signál na 125 MHz, reset a data z A/D převodníku prvního vstupního kanálu. Výstupy jsou data pro oba D/A převodníky a triggerovací výstup. Modul obsahuje dalších pět vstupů a tři výstupy pro komunikaci na systémové sběrnici.

Pro komunikaci se používá pouze systémová sběrnice na rozdíl od modulu pro zpracování dat z A/D převodníků, který používá i AXI. Pomocí systémové sběrnice se přenášejí všechny parametry i časové průběhy a tabulky a to obousměrně. Jeden parametr slouží pro nastavení fungování výpočtu a zjištění jeho stavu, dalších devět parametrů je pro modul regulátoru, tři parametry používá generátor referencí a čtyři parametry jsou pro modul logiky rozlišující rostoucí a klesající intenzitu magnetického pole. Parametry modulu regulátoru jsou typu float (32-bitů) a ostatní jsou typu int případně bezznaménkový int (32-bitů). Oba časové průběhy referencí jsou ukládány do blokové RAM v FPGA. Tyto reference jsou typu float a pro každou je vyhrazeno místo na 16384 vzorků. Tabulka funkcí pro regulátor je také uložena v blokové RAM uvnitř FPGA. Pro tabulku je vyhrazeno místo na 8192 hodnot typu float. Uvnitř modulu se dekodují jednotlivé adresy a podle nich se přiřazují data do správných registrů.

Regulátor realizuje výpočty podle rovnic (3.2.11), (3.2.12) a (3.2.13), které jsou upravené pro jho se třemi sekcemi magnetovacího vinutí. Tento typ jha je používán pro měření tabulových vzorků. Pro jho s jednou sekcí magnetovacího vinutí, které se používá pro měření vzorků amorfních materiálů stačí pouze upravit konstanty regulátoru. Ve výchozích rovnicích pro regulátor (4.6.1), (4.6.2) a (4.6.3) je N_1 celkový počet závitů magnetovacího vinutí a N_{1s} je počet závitů střední sekce magnetovacího vinutí.

$$u_1 = \frac{N_1}{N_2} \left[u_{2ref} + k_f \left(\int u_{2ref} dt - N_2 S_M B(H) \right) \right] \left(1 + \frac{S_v \mu_0}{S_M \frac{dB(H)}{dH}} \right) + R_1 i_1 \quad (4.6.1)$$

$$u_c = \frac{R_c}{N_c} (R_m S_M B(H) + (l_1 + R_m S_v \mu_0) H) - \frac{N_1^2 R_c + N_c^2 R_1 k}{N_1 N_c} i_1 + \frac{N_c k}{N_1} u_1 \quad (4.6.2)$$

$$H = - \frac{v_{RCPref} - N_{1s} i_1}{d} \quad (4.6.3)$$

Tento tvar rovnic je nevhodný pro implementaci do FPGA, protože obsahuje příliš mnoho matematických operací (součinů a součtů). Dále je potřeba do výše uvedených vztahů zahrnout převod napětí na celočíselné kódy A/D a D/A převodníků s kalibracemi měřicích a budících cest včetně offsetů. Také je nezbytné počítat i se zapojením měřicí elektroniky. Konkrétně v současné měřicí elektronice je magnetovací napětí přivedeno na vstup sumačního kompenzačního zesilovače. Všechny tyto požadavky jsou součástí následujících úprav.

Rovnice, které modul regulátoru v FPGA počítá obsahují jeden vstup i_1 a dva výstupy u_1 a u_c , které je třeba převádět mezi celočíselným kódem převodníků a skutečnými hodnotami. Převody jsou v následujícím tvaru, kde u_{1rp} je napětí na prvním vstupu systému Red Pitaya reprezentované celočíselným binárním kódem, A_{i1} (A) je převodní konstanta mezi u_{1rp} a magnetovacím proudem zahrnující zesílení měřicí cesty i odpor bočníku, i_{1off} (A) je celkový ofset celé měřicí cesty magnetovacího proudu, u_{1bin} a u_{cbin} jsou celočíselné binární kódy reprezentující napětí na prvním a druhém výstupu systému Red Pitaya, A_{k1} (V^{-1}) a A_{kc} (V^{-1}) jsou převodní konstanty mezi celočíselnou reprezentací napětí na výstupech D/A převodníků a napětí na magnetovacím a kompenzačním vinutí opět včetně zesílení budících cest, u_{1off} a u_{coff} jsou ofsety magnetovací a kompenzační cesty včetně ofsetů D/A převodníků.

$$i_1 = A_{i1}u_{1rp} + i_{1off} \quad (4.6.4)$$

$$u_{1bin} = A_{k1}u_1 + u_{1off} \quad (4.6.5)$$

$$u_{cbin} = A_{kc}u_c + u_{coff} \quad (4.6.6)$$

Níže uvedené vztahy zavádějí nové konstanty $\xi_1, \xi_2, \xi_3, \xi_4, \xi_5, \xi_6, \xi_7, \xi_8$, reference w_2 a w_{RCP} i tabulku funkcí f_1 a f_2 , které ve výsledku zmenšují potřebný počet matematických operací na straně modulu regulátoru.

$$\xi_1 = R_1 A_{i1} A_{k1} \quad (4.6.7)$$

$$\xi_2 = R_1 A_{k1} i_{1off} + u_{1off} \quad (4.6.8)$$

$$\xi_3 = \frac{N_c k A_{kc}}{N_1 A_{k1}} \quad (4.6.9)$$

$$\xi_4 = -\frac{A_{i1} A_{kc} (R_c N_1^2 + N_c^2 k R_1)}{N_1 N_c} + \frac{A_{i1} A_{kc} R_c N_{1s} (l_1 + R_m S_v \mu_0)}{N_c d} \quad (4.6.10)$$

$$\xi_5 = -\frac{R_c R_m A_{kc}}{k_f N_1 N_c A_{k1}} \quad (4.6.11)$$

$$\xi_6 = \frac{R_c A_{kc} (l_1 + R_m S_v \mu_0)}{N_c} \frac{H_{\max} - H_{\min}}{\frac{l_{\text{tab}}}{4} - 1} \quad (4.6.12)$$

$$\xi_7 = -\frac{(R_c N_1^2 + N_c^2 k R_1) i_{1off} A_{kc}}{N_1 N_c} + u_{coff} - \frac{N_c k A_{kc} u_{1off}}{N_1 A_{k1}} + \frac{R_c A_{kc} (l_1 + R_m S_v \mu_0) H_{\min}}{N_c} \quad (4.6.13)$$

$$\xi_8 = \frac{N_{1s} A_{i1}}{d(H_{\max} - H_{\min})} \left(\frac{l_{\text{tab}}}{4} - 1 \right) \quad (4.6.14)$$

Referenční časové průběhy w_2 a w_{RCP} jsou zavedeny následujícími rovnicemi. Tyto reference jsou počítány procesorem v aplikaci. Délka referencí pokrývá jednu periodu. Integrace, která je prováděna v rámci výpočtu referencí využívá lichoběžníkovou metodu a odečítá od výsledku střední hodnotu tj. výsledek integrace má nulovou střední hodnotu. Nová reference w_2 je závislá pouze na původní referenci u_{2ref} obdobně jako w_{RCP} . Nové reference zachovávají vzájemnou nezávislost původních referencí.

$$w_2 = \frac{N_1}{N_2} A_{k1} \left(u_{2ref} + k_f \int u_{2ref} dt \right) \quad (4.6.15)$$

$$w_{RCP} = \frac{-v_{RCPref} + N_{1s} i_{1off} - dH_{\min}}{d(H_{\max} - H_{\min})} \left(\frac{l_{\text{tab}}}{4} - 1 \right) \quad (4.6.16)$$

Členy závislé na měřené hysterezní smyčce a její derivaci jsou získávány z tabulky počítané procesorem v aplikaci. Celkový počet hodnot v tabulce je l_{tab} . V tabulce jsou dvě funkce intenzity magnetického pole f_1 a f_2 , jejichž hodnoty jsou dané rovnicemi (4.6.17) a (4.6.18). Tabulka obsahuje dvě části. Jedna část je pro rostoucí intenzitu magnetického pole a druhá je pro klesající intenzitu magnetického pole. Tabulka obsahuje hodnoty v rozsahu maximální a minimální intenzity magnetického pole H_{\max} (A/m) a H_{\min} (A/m) získané z naměřené hysterezní smyčky. Hodnoty funkcí jsou v obou částech prokládány. Důležité pro rychlost výpočtu je, že index v tabulce je lineární funkcí intenzity magnetického pole. Při výpočtu je index v poli n potřebné hodnoty funkce spočten lineárním vztahem z napětí, které měří A/D převodník prvního kanálu. Získaná hodnota je zaokrouhlena na celé číslo k nejbližší nižší hodnotě. Tento index odpovídá funkci f_1 . Funkce f_2 má index vždy o jedničku vyšší. Indexy pro rostoucí a klesající intenzitu magnetického pole se liší pouze o konstantu, která je rovna polovině délky tabulky. Pro jednu část tabulky a jednu funkci je k dispozici 2048 hodnot, proto zaokrouhlování indexu a nepoužití interpolace mezi hodnotami v tabulce nezpůsobuje nezanedbatelné chyby.

Pro obě funkce se nabízí i varianta výpočtu ve které je napětí u_2 integrováno přímo v FPGA pro získání magnetické indukce. Obdobně i derivace hysterezní smyčky by mohla být počítána ihned v FPGA. Problémem této varianty je, že se neumí vypořádat s počáteční podmínkou numerické integrace tak, aby byla zajištěna nulová střední hodnota integrálu za periodu. Podobně i při výpočtu derivace v FPGA není možné použít metodu druhého řádu. Tyto potíže jsou úspěšně řešeny při výpočtu tabulky procesorem.

$$f_1 = -A_{k1} k_f N_1 S_M B(H) \quad (4.6.17)$$

$$f_2 = 1 + \frac{S_v \mu_0}{S_M} \frac{dB(H)}{dH} \quad (4.6.18)$$

Propojení magnetovacího napětí na sumační vstup kompenzačního zesilovače (zesílení A_{u1}) má vliv na konstanty ξ_3 a ξ_7 , které jsou uvedeny bez vlivu tohoto zapojení. Pro použití se současnou měřicí elektronikou jsou jejich hodnoty upraveny na nové ξ_{3n} a ξ_{7n} .

$$\xi_{3n} = \xi_3 - \frac{A_{kc}}{A_{k1}} A_{u1} \quad (4.6.19)$$

$$\xi_{7n} = \xi_7 - \frac{A_{kc}}{A_{k1}} A_{u1} u_{1off} \quad (4.6.20)$$

Konečný tvar rovnic, které počítá modul regulátoru realizovaný na FPGA je dán rovnicemi (4.6.21), (4.6.22) a (4.6.23). Výpočty probíhají v plovoucí řádové čárce v datovém typu float (32-bitů). Zaokrouhlení na celá čísla pro D/A převodníky se provádí až na konci výpočtu. [17]

$$n = w_{RCP} + \xi_8 u_{1rp} \quad (4.6.21)$$

$$u_{1bin} = (w_2 + f_1[n]) f_2[n] + \xi_1 u_{1rp} + \xi_2 \quad (4.6.22)$$

$$u_{cbin} = \xi_5 f_1[n] + \xi_6 w_{RCP} + \xi_3 u_{1bin} + \xi_4 u_{1rp} + \xi_7 \quad (4.6.23)$$

Fungování a chování celého regulátoru včetně zpracování hysterezní smyčky do tabulek a vliv zaokrouhlování byl simulován s pozitivním výsledkem obdobně jako v kapitole 3.3 Simulace s regulátorem.

Kód ve Verilogu modulu realizující výpočty byl syntetizován pomocí HLS (High-level synthesis) z C++. Výhodou této syntézy je snadná kontrola funkce syntetizovaného modulu. Výstupy modulu jsou porovnávány s výstupy C++ kódu pro stejná vstupní data, která zadává uživatel. Součástí syntetizovaného modulu je i přístup do blokové paměti RAM v FPGA a také způsob předávání parametrů, platnost výstupů i způsob spouštění výpočtu (obdoba volání funkce) a kontrola stavu výpočtu. Syntetizovaný modul byl použit jako Verilog kód a ne jako IP blok. Syntéza i zbytek návrhu byla provedena v návrhovém prostředí Vivado Design Suite společnosti Xilinx.

Jedním ze vstupních parametrů je čtvrtina délky tabulky halfi. Pokud vyjde index mimo tabulku, tak je omezen na nulu nebo na maximální možný index (čtvrtina délky tabulky bez jedné). Protože je tabulka prokládaná, tak se index násobí dvěma. Vstup sign je výstup z modulu, který určuje zda intenzita magnetického pole roste nebo klesá. Pokud je sign pravda, tak je intenzita magnetického pole klesající a použije se druhá část tabulky, tj. k indexu se přičte čtvrtina délky tabulky. Další dva vstupy w2 a wrpc jsou aktuální hodnoty referencí v čase spuštění výpočtu modulu. Vstup z A/D převodníku prvního kanálu je u1rp. Výstupy u1 a uc obsahují hodnoty pro D/A převodníky. První výstupní kanál budí (přes zesilovače) magnetovací vinutí a druhý budí kompenzační vinutí.

Na následujících řádcích je funkce, ze které byl výpočetní modul regulátoru syntetizován.

```
void StateFeedbackInt(short u1rp, float w2, float wrpc, float *tab, int halfi, float xi1, float xi2, float xi3, float xi4, float xi5, float xi6, float xi7, float xi8, bool sign, short *u1, short *uc)
{
    int index=(int)(wrpc+xi8*u1rp);
    if (index>=halfi){index=halfi-1;}
    if (index<0){index=0;}
    if (sign==true){index=index+halfi;}

    float f1,f2,uu1;
    f1=tab[2*index];
    f2=tab[2*index+1];
    uu1=(w2+f1)*f2+xi1*u1rp+xi2;
    *uc=(short)(xi5*f1+xi6*wrpc+xi3*(uu1)+ xi4*u1rp+xi7);
    *u1=(short)(uu1);
}
```

Provedení výpočtu modulem trvá 73 cyklů. Perioda opakování je 74 cyklů. Každý cyklus trvá 8 ns, protože je použit 125 MHz hodinový signál. Zpracování nepoužívá pipelining. V každém cyklu výpočtu je zhruba 1 ns rezerva. Tím je zajištěn bezproblémový návrh propojení uvnitř FPGA. Výpočet využívá celkem osm bloků DSP (DSP48E). Dva bloky jsou použity pro sčítání a pro dvě násobičky se používá šest bloků. Čtení z paměti RAM trvá celkem 2 cykly.

Pro testování fungování regulátoru byly výpočty realizovány v plovoucí řádové čárce. Toto řešení není nejrychlejší. Rychlejší bude realizace v pevné řádové čárce, která bude realizována v budoucnu. Současně je zde i prostor pro zvýšení frekvence hodinového signálu pro urychlení výpočtu.

Při použití modulu výpočtů regulátoru je nutné správně převádět vstup u_{lrp} a výstupy u_l a u_c . Data z A/D převodníku a pro D/A převodníky jsou 14-bitový dvojkový doplněk, ale modul počítá s 16-bitovým dvojkovým doplňkem.

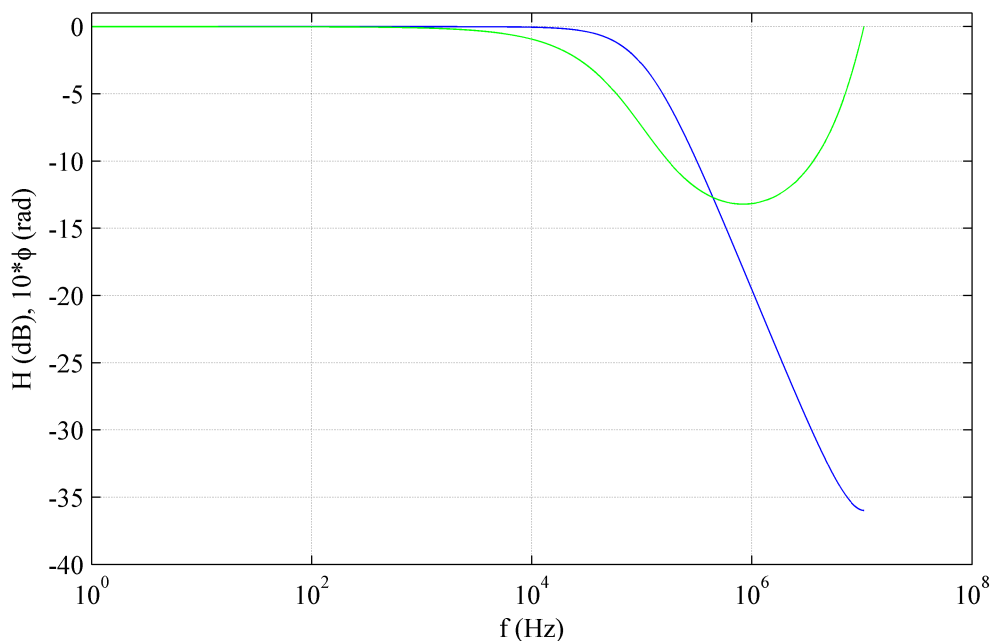
Další částí celého regulátoru je modul logiky, který určuje zda je intenzita magnetického pole rostoucí či klesající. Toto rozhodnutí musí být realizováno v FPGA, neboť je potřeba okamžitě. Musí si vystačit pouze s prostředky na FPGA a proto není vhodné, aby využíval větší množství starších vzorků. Je žádoucí, aby modul pracoval ideálně s plným datovým tokem z D/A převodníku. Důležitá je také odolnost vůči šumu.

Měřená intenzita magnetického pole je lineární funkcí dat z A/D převodníku prvního kanálu. Ta jsou proto vstupem do modulu logiky. Případná oprava dat pomocí signálu z RCP na skutečnou intenzitu magnetického pole vzorku je zanedbatelná a v případě správné funkce celého regulátoru je velmi blízká nule. Rozhodování na základě dat z A/D převodníku je dostatečné. Vliv na výsledek má jen znaménko u lineárního členu závislosti mezi daty z A/D převodníku a intenzitou magnetického pole, protože to mění monotónnost.

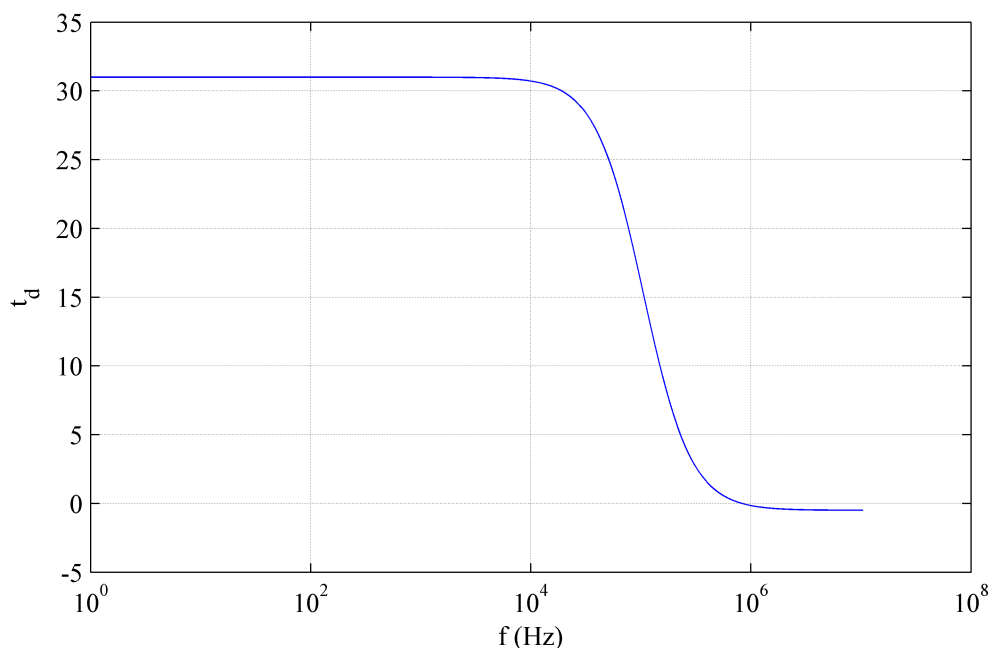
Uvnitř modulu probíhá filtrace vstupních dat IIR filtrem průměru se zapomínáním (dolní propust). Přenos filtru $H(z)$ je dán rovnicí (4.6.24). Parametr N ovlivňuje jak se zapomíná historie. V případě, že N je mocnina dvou, tak lze filtr realizovat jednoduchou a velice rychlou strukturou. Výhodou jsou i minimální nároky na paměť, protože filtr potřebuje pouze jednu hodnotu z minulého kroku výpočtu. Filtr lze nastavit tak, aby měl vysoký filtrační účinek bez nutnosti provádět velké množství výpočtů nad dlouhou historií vzorků.

$$H(z) = \frac{1/N}{1 - (1 - 1/N)z^{-1}} \quad (4.6.24)$$

Frekvenční charakteristiky filtru pro používané nastavení jsou na Obr. 4.6.1. Důležitý parametr filtru je i skupinové zpoždění filtru t_d ve vzorcích, které ovlivňuje rychlost odezvy modulu na změnu monotonie vstupních dat.



Obr. 4.6.1 Frekvenční charakteristika filtru v modulu logiky (přenos H , fáze $\Phi \times 10$)



Obr. 4.6.2 Skupinové zpoždění filtru v modulu logiky

Filtr je v časové oblasti dán vztahem (4.6.25), kde n je index aktuálního vzorku. Výpočet v modulu logiky probíhá v pevné řádové čárce. Parametr N je omezen na mocniny dvou. Vstupem do modulu je mocnina Nbit, která se má použít. Parametr N je 2^{Nbit} . Pokud je Nbit nula, pak filtr nemá žádný vliv a jeho výstup se rovná vstupu.

$$u_{\text{filt}}[n] = \frac{1}{N} u_{\text{1rp}}[n] + \frac{N-1}{N} u_{\text{filt}}[n-1] \quad (4.6.25)$$

Modul logiky počítá počet po sobě jdoucích cyklů ve kterých se maximální (minimální) hodnota u_{filt} nezmění. Pokud součet cyklů překročí nastavenou mez, tak je minimum (maximum) resetováno a výstup modulu je nastaven na „ u_{filt} je klesající“ („ u_{filt} je rostoucí“). Mezi změnami stavu výstupu musí uplynout určitý čas, aby se předešlo falešným změnám výstupu. Minimální (maximální) hodnota maxima u_{filt} musí být větší (menší) než daný limit aby se předešlo změně výstupu vlivem lokálních extrémů. [17]

Kód v C++, který byl použit pro HLS syntézu modulu logiky je uveden níže. Mez pro počet cyklů je exidle, neaktivní čas je deadtime a limit pro extrémy je limit. Obsahuje globální proměnné, které se při resetu logiky nastavují na počáteční hodnoty. Počáteční hodnota countd musí být větší než deadtime v době první detekce změny monotonie a nesmí přetéct.

```

short int av=0;
int av2=0;
short int maxv=-8192, minv=8192;
unsigned int countr=0, countk=0, countd=0x80000000;
bool stav=false;

bool SignDet(short u1rp, unsigned short Nbit, unsigned int exidle, unsigned int deadtime,
short int limit){
    av2=(av2-(av2>>Nbit)+u1rp);
    av=(short)(av2>>Nbit);

```

```

    countr++;
    countk++;
    countd++;

    if(av>maxv){maxv=av; countr=0;}
    if(av<minv){minv=av; countk=0;}

    if((countr==exidle)&&(countd>deadtime)&&(maxv>limit)){
        stav=true;
        countd=0;
        minv=8192;
    }
    if((countk==exidle)&&(countd>deadtime)&&(minv<-limit)){
        stav=false;
        countd=0;
        maxv=-8192;
    }
    return stav;
}

```

Syntetizováno bylo s modulem i předávání parametrů, platnost výstupů i způsob spouštění a kontrola stavu výpočtu včetně resetu. Syntetizovaný modul byl použit jako Verilog kód stejně jako v případě modulu výpočtů regulátoru.

Modul logiky funguje spolehlivě a je velmi odolný proti šumu. V simulacích bez šumu bylo možné porovnávat dvojici po sobě jdoucích vzorků pro určení monotonie intenzity magnetického pole, ale v reálné aplikaci je tento způsob nepoužitelný.

Modul zatím nevyužívá informaci o periodě intenzity magnetického pole, která je shodná s magnetovací periodou a je proto přesně známa. Další verze modulu ji budou využívat i s časem uplynulým od začátku magnetovací periody do změny monotonie. To umožní upřesnit čas, ve kterém se monotonie mění i díky znalosti času změny z předchozích period.

Doba trvání výpočtu modulu logiky je 5 cyklů. Perioda opakování je 6 cyklů tj. 48 ns. Toto konzervativní nastavení lépe vyhovuje procesu propojování v FPGA. Jinak lze zkrátit dobu výpočtu na 3 cykly. Vzorkovací frekvence modulu logiky je 20,83 MHz. Doba zpoždění rozhodnutí o momotonii je daná dobou trvání výpočtu, skupinovým zpožděním filtru a parametrem exidle. Pro měření s magnetovací frekvencí 50 Hz, pro které byly vykresleny grafy filtru, se používá deadtime 4 ms (20% magnetovací periody), exile je 2900 a Nbit je 5. Doba zpoždění rozhodnutí je pro uvedené nastavení 141,4 μ s. Důležité je, že skupinové zpoždění filtru i amplitudová frekvenční charakteristika filtru je konstantní pro frekvence, které jsou obsaženy v intenzitě magnetického pole, jenž je vstupem modulu. Nedochozí tak k dalšímu zpoždění vlivem změny tvaru vstupního signálu. Výstup z modulu logiky je vstupem modulu výpočtu regulátoru, proto doba než dojde k reakci výstupu regulátoru na změnu monotonie je delší než doba zpoždění rozhodnutí. Delší je o dobu potřebnou k výpočtu nových vzorků výstupu tj. 74 cyklů a o dobu od rozhodnutí do zahájení výpočtu nových vzorků, která je maximálně 6 cyklů. Celková doba reakce na změnu monotonie je maximálně 142,04 μ s. Doba reakce je vyhovující. Změna monotonie nastává pouze v extrémech intenzity magnetického pole a ovlivňuje pouze členy ve výpočtu regulátoru, které jsou závislé na tabulce funkcí f_1 a f_2 . Hodnoty funkcí v tabulce v okolí extrémů intenzity magnetického pole jsou si blízké, hlavně pro hysterezní smyčku v nasycení vzorku.

Poslední částí celého modulu regulátoru je generátor referencí napsaný ve Verilogu. Generátor má přidělenou paměť na 16384 vzorků typu float pro každý kanál. V této paměti je jedna perioda časových průběhů obou referencí. Generátor v každém hodinovém cyklu nastaví své výstupní registry na hodnoty z tabulky časových průběhů referencí odpovídající aktuálnímu indexu. Index se zvětšuje o určitý krok v každém hodinovém cyklu. Pokud index přesáhne nastavenou velikost tabulky hodnot, tak může začít od nastaveného počátečního indexu, nebo od hodnoty zmenšené o velikost tabulky. Oba generované referenční průběhy jsou naprosto synchronní. Generátor pracuje se vzorkovací frekvencí 125 MHz tj. výstupní hodnoty se aktualizují každý hodinový cyklus. Index i výpočty s ním prováděné probíhají v pevné řádové čáře s 16 bity za řádovou čárkou. Maximální chyba generované frekvence vlivem zaokrouhlování je 58,2 mHz. Tato chyba se dá jednoduše snížit zvětšením počtu bitů za řádovou čárkou. Chybu při nastavování frekvence lze snížit i použitím vhodnější délky tabulky referenčního průběhu, například 50 Hz lze nastavit s chybou menší než 1,85 μ Hz. Generátor se ovládá třemi parametry krokem indexu, délkou tabulky referenčního průběhu a počátečním indexem.

Všechny tři části celého modulu regulátoru pracují paralelně a nezávisle. Generované reference a výstup modulu logiky jsou předávány modulu výpočtu regulátoru s využitím pomocných registrů. Výpočty v modulech se nezastavují ani nepřerušují. Pomocné registry také zajišťují, že v průběhu výpočtu daného modulu se jeho vstupní parametry nemění a mění se pouze v k tomuto účely vyhrazených časových okamžicích. Kontrolní bity všech tří částí jsou uspořádány do jednoho parametru, aby se zajistilo, že jejich stav lze změnit najednou.

Všechny moduly v FPGA jsou vykonávány paralelně. Současně s regulátorem je v činnosti i modul pro zpracování dat z A/D převodníků a jejich zpřístupňování procesoru.

Celkem je využito 22,5% DSP bloků, 93,3% blokové RAM a kolem 32% ostatních prostředků FPGA.

4.7 Kalibrace

Pro správnou funkci regulátoru i přesné měření je třeba celý ferometr včetně systému Red Pitaya zkalibrovat. Měřicí elektronika (zesílení) se kalibruje běžnými metodami.

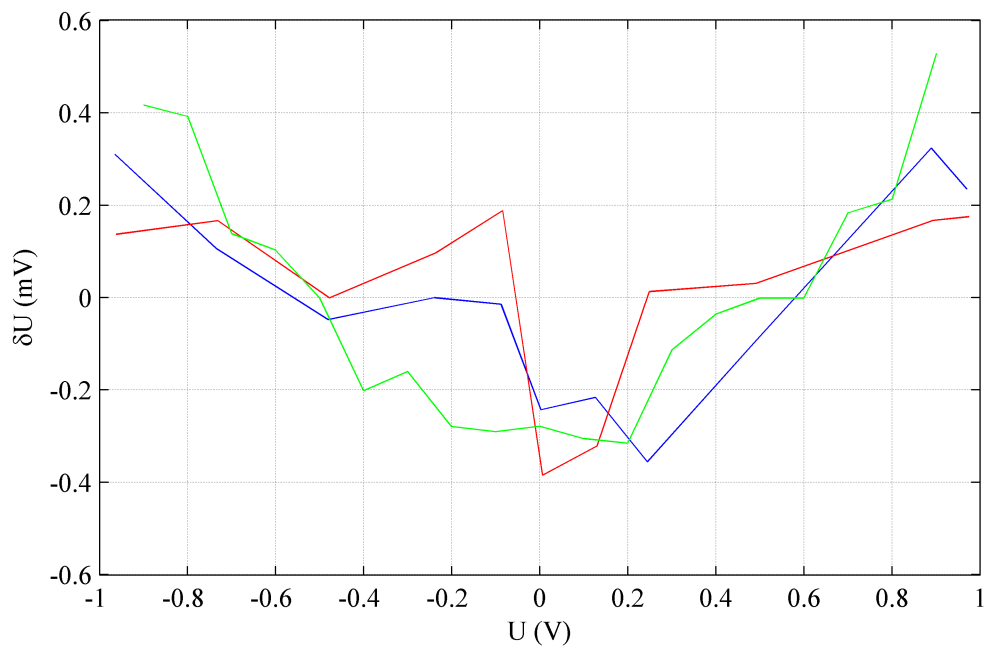
Systém Red Pitaya má kalibrační koeficienty uložené v paměti EEPROM ve formátu čísla s pevnou řádovou čárkou. Oba rozsahy obou vstupních kanálů a oba výstupní kanály mají vlastní dvojici kalibračních koeficientů (lineární závislost).

Systém Red Pitaya má několik nástrojů pro kalibraci, které nemusejí používat stejnou konvenci jako aplikace. Kalibrace výstupních kanálů je stejná téměř pro všechny nástroje a výsledek závisí hlavně na zatěžovacím odporu, který má být 50 Ω . Kalibrace vstupů je závislá na nastavení modulu zpracování dat z A/D převodníků. Vliv na výsledné kalibrační koeficienty má nastavení ekvalizačního filtru, nastavení průměrování při decimaci i výstupní impedance zdroje použitého pro kalibraci. Kalibrace také závisí na teplotě. Je třeba jí nechat ustálit. Red Pitaya má malý chladič a nezanedbatelně se zahřívá. Je možné připojit ventilátor, ale ten je potenciálním zdrojem šumu. Lepším řešením je nahrazení chladiče větším chladičem. Po změně chlazení je vhodné kalibraci opakovat.

Pro měření se používá kalibrace se zahrnutými vlivy nastavení modulu zpracování dat z A/D převodníků, ale pro modul regulátoru je nutné použít kalibraci prvního vstupního kanálu bez těchto vlivů. Tuto kalibraci lze získat při nastavení koeficientů filtru tak, aby neměl vliv, nebo nepřímo při nastavení regulátoru tak, aby hodnotu z prvního vstupu zapisoval přímo do obou výstupů.

Na Obr. 4.7.1 je závislost odchylky měřeného od požadovaného napětí δU (V) na požadovaném napětí U (V) po kalibraci pro regulátor. Pro kalibraci byl použit stolní multimetr HP 34401A (nejistota měření 30 μ V) a generátor Agilent 33220A. Udávaná

přesnost systému Red Pitaya je 0,2 % pro rozsah $\pm 1\text{V}$, 0,5 % pro $\pm 20\text{V}$ a 0,4 % pro výstupy (rozsah $\pm 1\text{V}$). Směrodatná odchylka šumu je typicky pod 0,5 mV.



Obr. 4.7.1 Kalibrace pro regulátor (výstup 1, výstup 2, vstup 1)

5. Závěr

5.1 Výsledky měření

Funkce navrženého regulátoru byla ověřena měřením. Použitý kompenzační ferometr byl tvořen v této práci popsanou realizací regulátoru na systému Red Pitaya a měřicí elektronikou ze stávajícího ferometru.

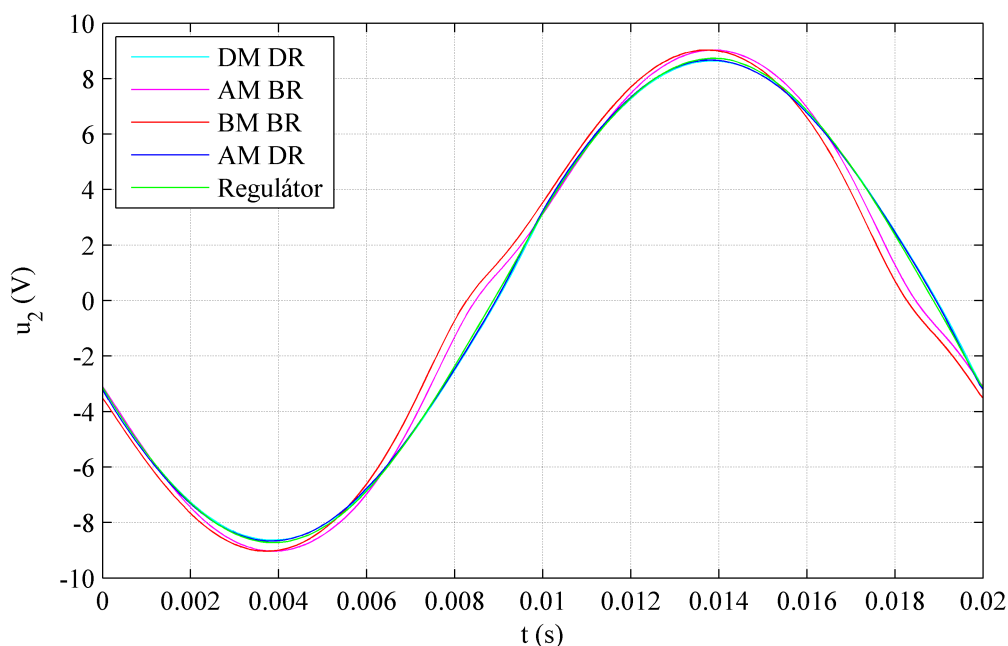
Měření bylo provedeno pro různé kombinace řízení magnetovacího procesu. První variantou je magnetování bez jakéhokoliv řízení tj. bez kompenzace úbytků magnetického napětí v oblasti mimo RCP a bez korekce tvaru indukovaného napětí v měřicím vinutí. Tato varianta je označena jako BM BR (bez kompenzace, bez korekce).

Druhou variantou je měření se zapojenou kompenzační analogovou zápornou zpětnou vazbou nastavenou těsně pod hranici stability a bez použití korekce s označením AM BR (analogová kompenzace, bez korekce).

Třetí variantou je použití analogové kompenzace a digitální korekce (AM DR). Digitální korekce tvaru indukovaného napětí v měřicím vinutí je realizována nastavením parametrů regulátoru tak, aby generované kompenzační napětí bylo nulové a neovlivňovalo analogovou kompenzační zpětnou vazbu a aby současně fungovali zbylé části regulátoru.

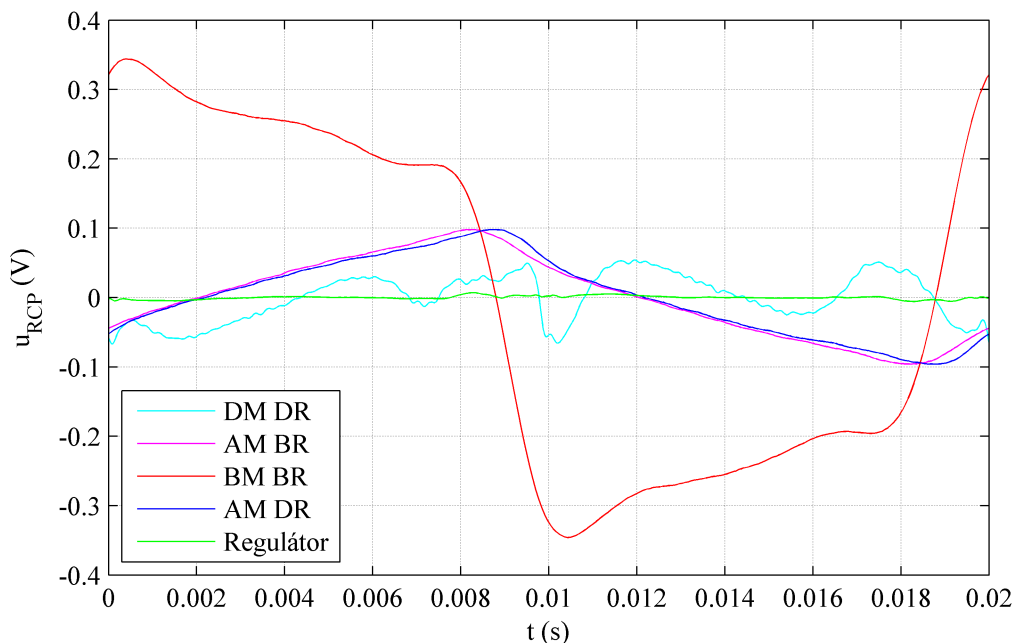
Čtvrtou variantou DM DR je zapnutí regulátoru bez výstupní zpětné vazby, která potlačuje zbytkové napětí indukované v RCP, které je důsledkem nepřesnosti modelu magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru použitého při odvození regulátoru.

Poslední variantou je řízení magnetovacího procesu regulátorem použitým dle návrhu.



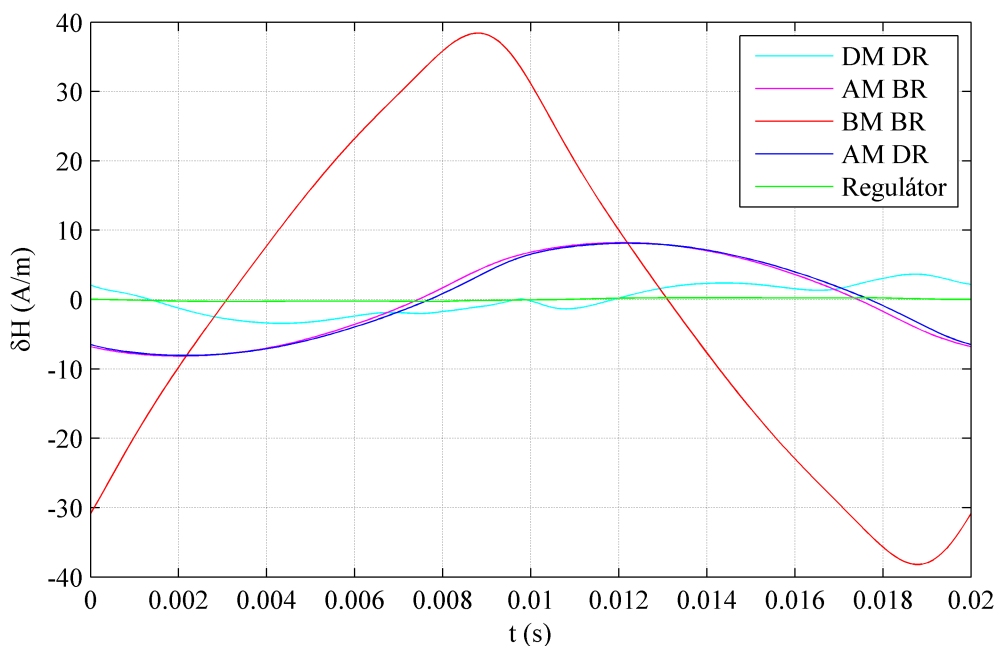
Obr. 5.1.1 Napětí indukované v měřicím vinutí

Na Obr. 5.1.1 je časový průběh jedné periody první regulované veličiny, kterou je napětí indukované v měřicím vinutí. Požadován byl sinusový tvar. Výsledné průběhy se dají rozdělit do dvou skupin podle toho, zda byla použita korekce tvaru. Pro skupinu s použitou korekcí jsou rozdíly malé, ale použití celého regulátoru dosáhlo nejlepšího výsledku.



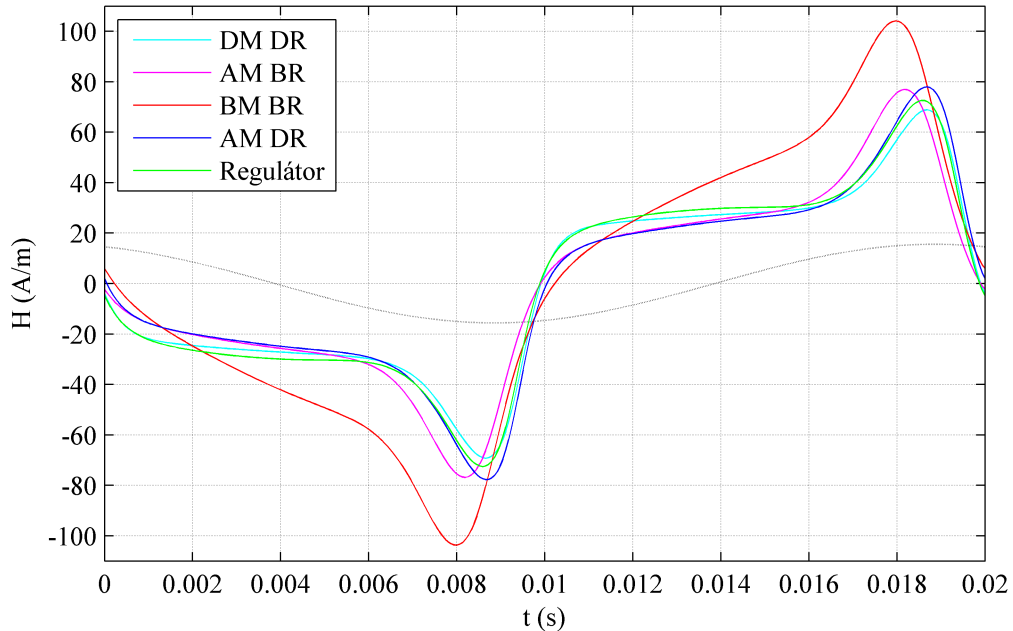
Obr. 5.1.2 Napětí indukované v RCP

Na Obr. 5.1.2 je napětí indukované v RCP, které je druhou regulovanou veličinou. Požadavkem je nula. Na průbězích měřených s analogovou kompenzací je vidět vliv korekce tvaru indukovaného napětí. Korekce a kompenzace jsou navzájem se ovlivňující úlohy. Průběh se zapnutou digitální kompenzací tj. regulátor bez výstupní zpětné vazby má menší amplitudu než průběhy s analogovou kompenzací. Nejlepší výsledek patří regulátoru.



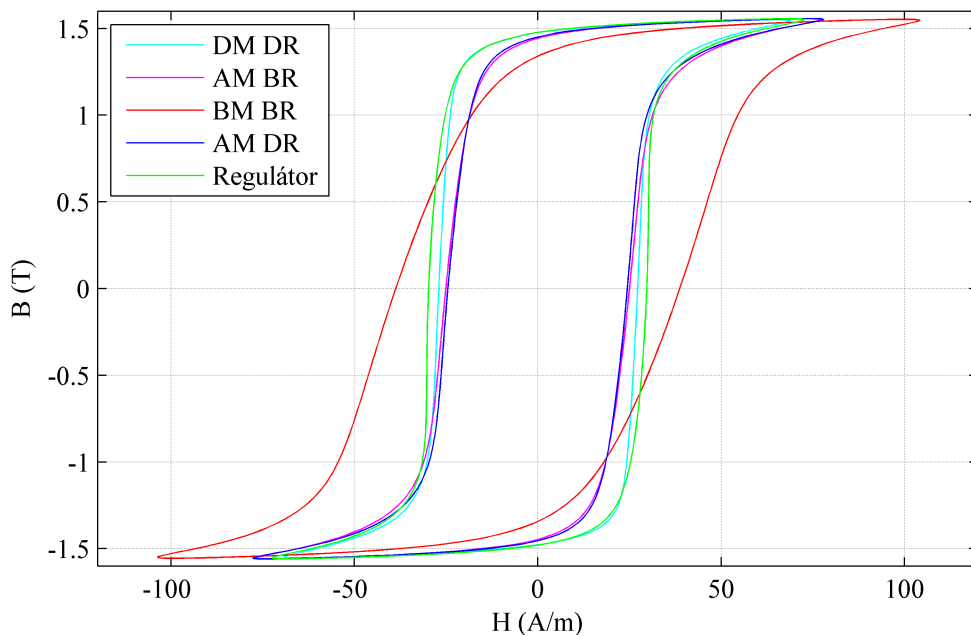
Obr. 5.1.3 Chyba měření intenzity magnetického pole

Chyba měření intenzity magnetického pole δH (A/m) způsobená nedokonalou kompenzací je na Obr. 5.1.3. Tato chyba je spočtena z napětí indukovaného v RCP. Konstanta RCP byla určena odhadem z rozdílů v měřených intenzitách magnetického pole a napětí indukovaného v RCP. Nepřesnost absolutních hodnot v grafu je vysoká, ale relativní porovnání je přesné (v podílu se konstanta RCP zkrátí). Regulátor je opět výrazně lepší než analogová kompenzace. Dosažení nižší chyby bylo limitováno šumem.



Obr. 5.1.4 Intenzita magnetického pole

Změřené intenzity magnetického pole jsou na Obr. 5.1.4. Černou tečkovanou čarou je v obrázku pro orientaci desetinásobek magnetické indukce měřené s regulátorem. Všechny průběhy i v předchozích obrázcích jsou synchronní vzhledem k počátku reference u_{2ref} .



Obr. 5.1.5 Hysterezní smyčka

Výsledné hysterezní smyčky jsou na Obr. 5.1.4. Rozdíly mezi hysterezními smyčkami jsou způsobené hlavně rozdíly mezi změřenými intenzitami magnetického pole. Analogová kompenzace podhodnocuje měrný ztrátový výkon, jak ukazuje i chyba měření intenzity magnetického pole a její polarita.

Měřený vzorek je orientovaný plech 0,5 m x 0,5 m tloušťky 0,35 mm s vysokým obsahem křemíku o hustotě 7650 kg/m^3 z materiálu Eo 10. Měření proběhlo pro amplitudu magnetické indukce 1,56 T na frekvenci 50 Hz.

Výsledky měření jsou číselně shrnuty v Tab. 5.1.1. Měření s regulátorem vykazuje o více než řád menší chybu měření intenzity magnetického pole způsobenou nedokonalou kompenzací než měření s analogovou kompenzací s digitální korekcí a to jak v maximu chyby, tak i v její střední aritmetické hodnotě δH_{sar} . Regulátor má také nejlepší výsledek korekce tvaru napětí indukovaného v měřicím vinutí reprezentovaný činitelem tvaru k_{u2} .

	BM BR	AM BR	AM DR	DM DR	Regulátor
k_{u2}	1,126	1,126	1,106	1,107	1,109
$\max(u_{\text{RCP}})$ (mV)	345,8	98,0	98,0	67,7	7,1
$\max(\delta H)$ (A/m)	38,42	8,20	8,13	3,66	0,27
δH_{sar} (A/m)	21,22	5,44	5,36	1,89	0,19
p (W/kg)	1,48	1,02	1,00	1,10	1,17

Tab. 5.1.1 Výsledky měření

Použité jho je oboustranné, má tři sekce magnetovacího vinutí a následující parametry $N_1 = 108$, $N_{1s} = 72$, $N_2 = 108$, $N_c = 108$, $d = 0,1 \text{ m}$, $l_1 = 0,225 \text{ m}$, $l_Y = 0,325 \text{ m}$, $S_Y = 0,02 \text{ m}^2$.

5.2 Závěr

Cílem této disertační práce „Algoritmy řízení magnetovacího procesu kompenzačních ferometrů“ bylo navrhnout a otestovat nový systém řízení kompenzačního ferometru.

Dosud používané způsoby řízení magnetovacího procesu kompenzačních ferometrů, ale i dalších metod (IEC, H cívka) jsou ve skrze empirické. Otázka jejich stability a odvození podmínek stability téměř nejsou uváděny.

V kapitole 1.4 Digitální kompenzace a korekce jsou popsány empirické algoritmy pro kompenzační ferometry, jejichž jsem autorem.

V kapitole 2 Model kompenzačního ferometru jsem odvodil model ferometru vhodný pro návrh řízení a popsal jsem i způsob jeho řešení. Model je schopný popsat napětí indukované do měřicího vinutí i do RCP.

Na základě modelu kompenzačního ferometru jsem navrhl regulátor magnetovacího procesu. Odvodil jsem i podmínky jeho stability. Návrh regulátoru je založený na přesné zpětnovazební linearizaci. Pro odvození nebyla potřeba žádná inverze modelu, stačila jen její existence. Používá stavovou zpětnou vazbu, adaptaci na měřený vzorek a iterativní výstupní zpětnou vazbu. Současně řeší kompenzaci magnetického napětí a korekci tvaru indukovaného napětí v měřicím vinutí jako jeden problém. Referenční průběhy musí splňovat podmínku střídavého magnetování, ale jinak mohou být libovolné. Magnetovat je proto možné i trojúhelníkovými, obdélníkovými a dalšími průběhy. Řízení magnetovacího procesu je založené na znalosti řízeného systému, ale model kompenzačního ferometru se nepočítá v regulátoru, je použit jen v návrhu. Úloha řízení magnetovacího procesu bez znalosti systému představuje nutnost nastavit alespoň dvacet vzájemně se ovlivňujících parametrů (ve frekvenční oblasti při kompenzaci a korekci pěti harmonických frekvencí pro každý vstup).

Navržený regulátor byl simulován a úspěšně realizován. Realizovat regulátor na stávajícím ferometru nebylo možné. Pro realizaci regulátoru byl vybrán systém Red Pitaya, který se stal novým jádrem ferometru. Realizace zahrnuje výpočty i detekci monotonie

intenzity magnetického pole na FPGA a zpracování výsledků na CPU. Současně bylo vyřešeno také ovládání a navíc i vlastní měření. Systém Red Pitaya plně nahradil všechny funkce ovládacího počítače ferometru. Byly formulovány požadavky a blokový návrh nové měřicí elektroniku pro ferometr. Tato elektronika je jednodušší než stávající, protože neobsahuje žádnou zpětnou vazbu pro řízení magnetovacího procesu. Tyto vazby jsou součástí regulátoru. Také zkruslení indukovaného napětí v měřicím vinutí způsobené magnetickým tokem ve vzduchu uvnitř měřicího vinutí lze odpočítávat digitálně a velmi jednoduše, protože toto vinutí není součástí žádné analogové vazby. Vzduchový transformátor proto není potřeba a i jeho je jednodušší.

Regulátor byl otestován na ferometru tvořeném ze stávající měřicí elektroniky na které byly rozpojeny zpětné vazby pro řízení magnetovacího procesu a regulátorem na systému Red Pitaya. Ačkoliv měřicí elektronika nebyla navržena s ohledem na regulátor a má vlastnosti pro regulátor nevhodné jako odlišné zapojení magnetovací a kompenzační cesty, tak se prokázala funkčnost regulátoru a jeho konceptu. Testy s ne úplně vyhovující měřicí elektronikou navíc prokázaly i odolnost regulátoru proti parazitním vlastnostem, které nebyly uvažovány při samotném odvození regulátoru. Při testech se také zjistilo, že se regulátor dá nastavit tak, aby fungoval jen částečně třeba jen pro korekci tvaru napětí indukovaného v měřicím vinutí. Výsledky měření uvedené v kapitole 5.1 výsledky měření, jsou typickým příkladem měření vyhovujícím normě pro měření magneticky měkkých materiálů, ale je možné měřit i při magnetování jinými průběhy.

Regulátor je o řád lepší v kompenzaci magnetických napětí než analogová zpětná vazba. Současně se kompenzace a korekce negativně neovlivňují. Regulátor z velké části pracuje v reálném čase a mnohem rychleji dosahuje požadovaných průběhů, než iterativní algoritmy řízení.

Popsaný ferometr s regulátorem je ve stavu dostačujícím pro prokázání funkčnosti konceptu. Pro konstrukci kompletního měřicího přístroje je třeba postavit novou měřicí elektroniku a dopracovat aplikaci pro měření. Je třeba automatizovat některé funkce, které jsou ovládány ručně pro kontrolu průběhu řízení magnetovacího procesu. Výpočty v FPGA je vhodné počítat ve formátu s pevnou řádovou čárkou.

V budoucnu by bylo vhodné prozkoumat další možnosti návrhu regulátoru na základě modelu ferometru použitím jiných metod a také s použitím eliptického modelu jha. Pozornost si zaslouží i magnetovací jho a optimalizace jeho návrhu vzhledem k homogenitě magnetického pole. Vytvořil jsem 3D model jha, který může být použit pro simulaci v programu ANSYS. Zvážen může být pasivní či aktivní systém potlačování vířivých proudů na rozhraní měřeného vzorku a jha.

Použitá literatura

- [1] BERRY, J., A. NORCLIFFE a S. HUMBLE. *Introductory mathematics through science applications*. New York: Cambridge University Press, 1989, s. 57-58. ISBN 0521284465.
- [2] BIRKELBACH, G., HEMPEL, K.A. A F.J. SCHULTE. Very Low Frequency Magnetic Hysteresis Measurements with Well-defined Time Dependence of the Flux Density. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1986, MAG-22 (5).
- [3] BREEDVELD, P. C. Elimination of time derivatives of source inputs. In: *Proceedings International Conference On Bond Graph Modeling And Simulation, ICBGM 2005*. New Orleans, Louisiana, USA, 2005, s. 39-42.
- [4] ČELIKOVSKÝ, Sergej. *Nelineární systémy*. V Praze: Nakladatelství ČVUT, 2006, 212 s. ISBN 80-010-3435-6.
- [5] DRAXLER, Karel, Petr KAŠPAR a Pavel RIPKA. *Magnetické prvky a měření*. Vyd. 3. V Praze: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2008, 276 s. ISBN 978-80-01-03970-0.
- [6] HAVLÍČEK, V. a M. POKORNÝ. Increasing of AC compensation method accuracy. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2003, **254-255**, 76-78. DOI: 10.1016/S0304-8853(02)00749-7. ISSN 03048853. Dostupné také z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0304885302007497>
- [7] HAVLÍČEK, Václav, Martin POKORNÝ a Ivan ZEMÁNEK. *Elektrické obvody 1*. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2005, 289 s. ISBN 80-010-3299-X.
- [8] HAVRÁNEK A. a I. ZEMÁNEK. Compensation Ferrometer Magnetizing Process Control. *Journal of electrical engineering*. 2015, **66(7s)**, 22-25. ISSN 1335-3632. Dostupné také z: http://iris.elf.stuba.sk/cgi-bin/jeeec?act=abs&no=7s_115&ttl=6
- [9] HAVRÁNEK, A. Compensation Ferrometer Magnetizing Equipment Model. In: *POSTER 2015 - 19th International Student Conference on Electrical Engineering*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2015, s. 1-4, [CD]. ISBN 978-80-01-05728-5.
- [10] HAVRÁNEK, A. Correction of Magnetic Flux Density Waveform. In: *POSTER 2012 - 16th International Student Conference on Electrical Engineering*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2012, s. 1-3, [CD]. ISBN 978-80-01-05043-9.
- [11] HAVRÁNEK, Aleš. *Digitální magnetovací systém kompenzačního ferometru*. Praha, 2013. Diplomová práce (Ing.). České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra teorie obvodů.
- [12] HAVRÁNEK, A. Magnetic Voltage Compensation Feedback. In: *POSTER 2014 - 18th International Student Conference on Electrical Engineering*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2014, s. 1-4, [CD]. ISBN 978-80-01-05499-4.

- [13] HAVRÁNEK, Aleš. *Magnetovací předzesilovač*. Praha, 2011. Bakalářská práce (Bc.). České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra teorie obvodů.
- [14] HAVRÁNEK, A. Linearizace modelu magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru. In: *VI. Letní doktorandské dny 2016*. Praha: ČVUT FEL, Katedra teorie obvodů, 2016, díl 6, s. 5-9. ISBN 978-80-01-05959-3. Dostupné z: <http://sami.fel.cvut.cz/ldd16/>
- [15] HAVRÁNEK, A. Magnetovací systém kompenzačního ferometru. In: *IV. Letní doktorandské dny 2014*. Praha: ČVUT FEL, Katedra teorie obvodů, 2014, díl 4, s. 9-12. ISBN 978-80-01-05506-9. Dostupné z: <http://sami.fel.cvut.cz/ldd14/>
- [16] HAVRÁNEK, A. Model magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru. In: *V. Letní doktorandské dny 2015*. Praha: ČVUT FEL, Katedra teorie obvodů, 2015, díl 5, s. 6-11. ISBN 978-80-01-05749-0. Dostupné z: <http://sami.fel.cvut.cz/ldd15/>
- [17] HAVRÁNEK, Aleš. Regulátor magnetovacího procesu kompenzačních ferometrů. In: *VII. Letní doktorandské dny 2017*. Praha: ČVUT FEL, Katedra teorie obvodů, 2017, díl 7, s. 16-19. ISBN 978-80-01-06161-9. Dostupné z: <http://sami.fel.cvut.cz/ldd17/>
- [18] CHATZIILIAS, N., T. MEYDAN a C. PORTER. Real time digital waveform control for magnetic testers. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2003, **254-255**, 104-107. DOI: 10.1016/S0304-8853(02)00761-8. ISSN 03048853. Dostupné také z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0304885302007618>
- [19] KULHÁNEK, Petr. *Vybrané kapitoly z teoretické fyziky*. Praha: AGA (Aldebaran Group for Astrophysics), 2016, 416 s. ISBN 978-80-904582-8-4.
- [20] LIPTÁK, Jan a Josef SEDLÁČEK. *Úvod do elektrotechnických materiálů*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005, 168 s. ISBN 80-010-3191-8.
- [21] MATSUBARA, K., N. TAKAHASHI, K. FUJIWARA, T. NAKATA, M. NAKANO a H. AOKI. Acceleration technique of waveform control for single sheet tester. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1995, **31(6)**, 3400-3402. DOI: 10.1109/20.490395. ISSN 00189464. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/490395/>
- [22] MIKULEC, M. AC compensated permeametr. In: *Third International Conference on Soft Magnetic Materials SMM-3*. Bratislava: SVŠT, 1977, 669-670 Part 2.
- [23] MIKULEC, Milan. *Vyšetřování magnetických vlastností elektrotechnických plechů*. Praha, 1988. Disertační práce (DrSc.). Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechnická.
- [24] NOVÁ, I., V. HAVLÍČEK a I. ZEMÁNEK. Dynamic Hysteresis Loops Modeling by Means of Extended Hyperbolic Model. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2013, **49(1)**, 148-151. DOI: 10.1109/TMAG.2012.2218584. ISSN 0018-9464. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6392397/>

- [25] NOVÁ, Ivana. *Matematické modelování hystereze a jeho využití při měření otevřených vzorků magneticky měkkých materiálů*. Praha, 2013. Disertační práce (Ph.D.). České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra teorie obvodů.
- [26] NOVIKOV, A., N. STROYEV, K. STROYEV a A. SHIRIAYEV. PC-controlled complex for measuring parameters of soft magnetic materials at frequencies as high as 5 MHz. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 1994, **133**(1-3), 429-432. DOI: 10.1016/0304-8853(94)90586-X. ISSN 03048853. Dostupné také z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/030488539490586X>
- [27] NOVOTNÝ, Karel. *Teorie elektromagnetického pole I*. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1998, 187 s. ISBN 80-010-3226-4.
- [28] PLATIL, A., P. RIPKA, P. KASPAR a J. ROZTOCIL. Sampling measurements with digital hysteresisgraph. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2003, **254-255**, 108-110. DOI: 10.1016/S0304-8853(02)00798-9. ISSN 03048853. Dostupné také z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0304885302007989>
- [29] POKORNÝ, Martin. *Číslicové řízení kompenzace magnetického napětí při střídavém magnetování*. Praha, 1999. Disertační práce (Ph.D.). České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra teorie obvodů.
- [30] *Red Pitaya documentation* [online]. Revision c7686af4. Read the Docs, 2016 [cit. 2017-06-07]. Dostupné z: <http://redpitaya.readthedocs.io/en/latest/>
- [31] *RedPitaya sources repository* [online]. GitHub, 2017 [cit. 2017-06-07]. Dostupné z: <https://github.com/RedPitaya/RedPitaya>
- [32] TAKÁCS, Jenő. The Everett Integral and Its Analytical Approximation. *Advanced Magnetic Materials*. Edited Volume. Dr. Leszek Malkinski (Ed.). InTech, 2012, s. 203-231. DOI: 10.5772/36732. ISBN 978-953-51-0637-1. Dostupné také z: <http://www.intechopen.com/books/advanced-magnetic-materials/the-everett-integral-and-its-analytic-approximation>
- [33] UHLÍŘ, Jan a Pavel SOVKA. *Číslicové zpracování signálů*. Vyd. 2. přeprac. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2002, 327 s. ISBN 80-010-2613-2.
- [34] YAMAMOTO, K. a S. HANBA. Waveform control for magnetic testers using a quasi-Newton method. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2008, **320**(20), e539-e541. DOI: 10.1016/j.jmmm.2008.04.015. ISSN 03048853. Dostupné také z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0304885308004174>
- [35] *Xilinx Zynq-7000 All Programmable SoC documentation* [online]. [cit. 2017-06-07]. Dostupné z: <https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/soc/zynq-7000.html#documentation>
- [36] ZEMÁNEK, Ivan. a Aleš Havránek. *Prototyp nového řídicího systému pro kompenzační ferometry s dvěma PC kartami Keithley KPCI-3110*. Praha, 2010. ČVUT, SGS číslo: OHK3-044/12.

- [37] ZEMÁNEK, I. a I. NOVÁ. Compensation Ferometer KF9a – Universal Single Sheet/Strip and On-line Tester for Laboratory and Industrial use. In: *Proceedings of the 3rd International Conference on Magnetism and Metallurgy: WMM'08*. Ghent, Belgium: Ghent University. Department of Materials Science and Engineering, 2008, s. 413-429. ISBN 9-78908-131-36. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/1854/LU-680033>
- [38] ZEMÁNEK, I. a V. HAVLÍČEK. Universal control and measuring system for modern classic and amorphous magnetic materials single/on-line strip testers. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2006, **304**(2), e577-e579. DOI: 10.1016/j.jmmm.2006.02.180. ISSN 03048853. Dostupné také z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0304885306004914>
- [39] ZEMÁNEK, I., V. HAVLÍČEK a A. HAVRÁNEK. Software for Magnetic Flux Density Waveform Correction Systems. *Journal of electrical engineering*. 2012, **63**(7s), 3-8. ISSN 1335-3632. Dostupné také z: http://iris.elf.stuba.sk/cgi-bin/jeeec?act=abs&no=7s_112&ttl=2
- [40] ZEMÁNEK, I. Exciting signal generator for SSTs. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2003, **254-255**, 73-75. DOI: 10.1016/S0304-8853(02)00758-8. ISSN 03048853. Dostupné také z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0304885302007588>
- [41] ZEMÁNEK, Ivan. Selected problems of the open specimen measurements of soft magnetic materials parameters at AC magnetization: Profesorská přednáška č. 17. V Praze: České vysoké učení technické, c2009, 57 s. ISBN 978-80-01-04448-3.
- [42] ZEMÁNEK, I. Single sheet and On-line testing based on compensation method. *Przeglad Elektrotechnyczny (Electrical Review)*, R. 85 NR.1/2009, 79-83, ISSN 0033-2097.
- [43] ZIRKA, Sergey E., Yuriy I. MOROZ, Robert G. HARRISON a Krzysztof CHWASTEK. On physical aspects of the Jiles-Atherton hysteresis models. *Journal of Applied Physics*. 2012, **112**(4), 043916-. DOI: 10.1063/1.4747915. ISSN 0021-8979. Dostupné také z: <http://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.4747915>
- [44] ZUREK, S., P. MARKETOS, T. MEYDAN a A.J. MOSES. Use of novel adaptive digital feedback for magnetic measurements under controlled magnetizing conditions. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2005, **41**(11), 4242-4249. DOI: 10.1109/TMAG.2005.854438. ISSN 0018-9464. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1532332/>

Seznam obrázků

1.2.1	Kompenzace 1	17
1.2.2	Kompenzace 2	18
1.3.1	Indukované napětí u_2 při $B_a = 1,7$ T, $k_{u2} = 1,1799$	20
1.3.2	Amplitudové spektrum indukovaného napětí u_2 při $B_a = 1,7$ T	20
1.3.3	Analogová korekce	21
1.4.1	Digitální kompenzace	22
1.4.2	Digitální kompenzace - u_{RCP}	23
1.4.3	Digitální kompenzace - u_c	24
1.4.4	Magnetovací napětí u_1 po digitální korekci	24
2.1.1	RCP	25
2.1.2	RCP a měřená oblast	27
2.2.1	Měřicí vinutí	28
2.2.2	Vzduchový transformátor	29
2.3.1	Magnetovací zařízení	30
2.3.2	Integrační dráhy	31
2.4.1	Model hysterezní smyčky v saturaci	34
2.5.1	Model jha	35
2.6.1	Schéma magnetovacího zařízení	36
2.7.1	Proudy i_1 a i_c	44
2.7.2	Intenzity magnetického pole H a H_v	44
2.7.3	Magnetická indukce B a napětí u_2	45
2.7.4	Magnetické napětí U_T a napětí u_{RCP}	45
2.7.5	Test algoritmu korekce na modelu	46
2.7.6	Vypočtená hysterezní smyčka (modře), změřená (červeně)	46
2.8.1	Magnetický povrchový jev	47
3.1.1	Jakobián, indukčnost a dB/dH	51
3.3.1	Magnetovací napětí u_1 a kompenzační napětí u_c	55
3.3.2	Magnetovací proud i_1 a kompenzační proud i_c	56
3.3.3	Napětí indukované v měřicím vinutí u_2 a v RCP u_{RCP}	56
3.3.4	Hysterezní smyčka „měřeného“ vzorku	57
4.1.1	Měřicí elektronika kompenzačního ferometru KF9a a jho	59
4.1.2	Blokové signálové schéma kompenzačního ferometru	60
4.2.1	Red Pitaya	61
4.3.1	Blokové signálové schéma nového kompenzačního ferometru	63
4.4.1	Uživatelské rozhraní	64
4.5.1	Frekvenční charakteristika ekvalizačního filtru (přenos H, fáze Φ)	70
4.6.1	Frekvenční charakteristika filtru v modulu logiky (přenos H, fáze $\Phi \times 10$)	75
4.6.2	Skupinové zpoždění filtru v modulu logiky	76
4.7.1	Kalibrace pro regulátor (výstup 1, výstup 2, vstup 1)	79
5.1.1	Napětí indukované v měřicím vinutí	81
5.1.2	Napětí indukované v RCP	82
5.1.3	Chyba měření intenzity magnetického pole	82
5.1.4	Intenzita magnetického pole	83
5.1.5	Hysterezní smyčka	83
A.1.1	Hysterezní smyčky 1,0 T	93
A.1.2	Hysterezní smyčky 1,5 T	94
A.1.3	Hysterezní smyčky 1,7 T	95
A.2.1	Frekvenční charakteristiky magnetovací cesty	95
A.3.1	Ilustrace modelu jha pro pásy do Epsteinova rámu	96

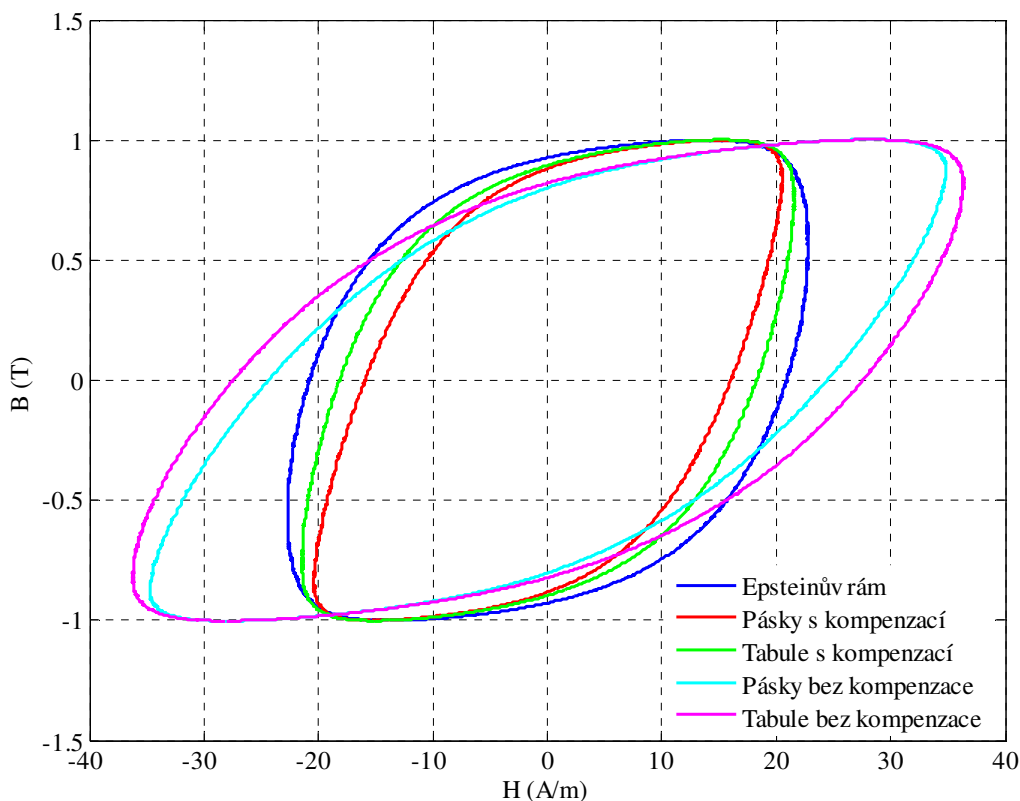
A. Přílohy

A.1 Porovnání měření

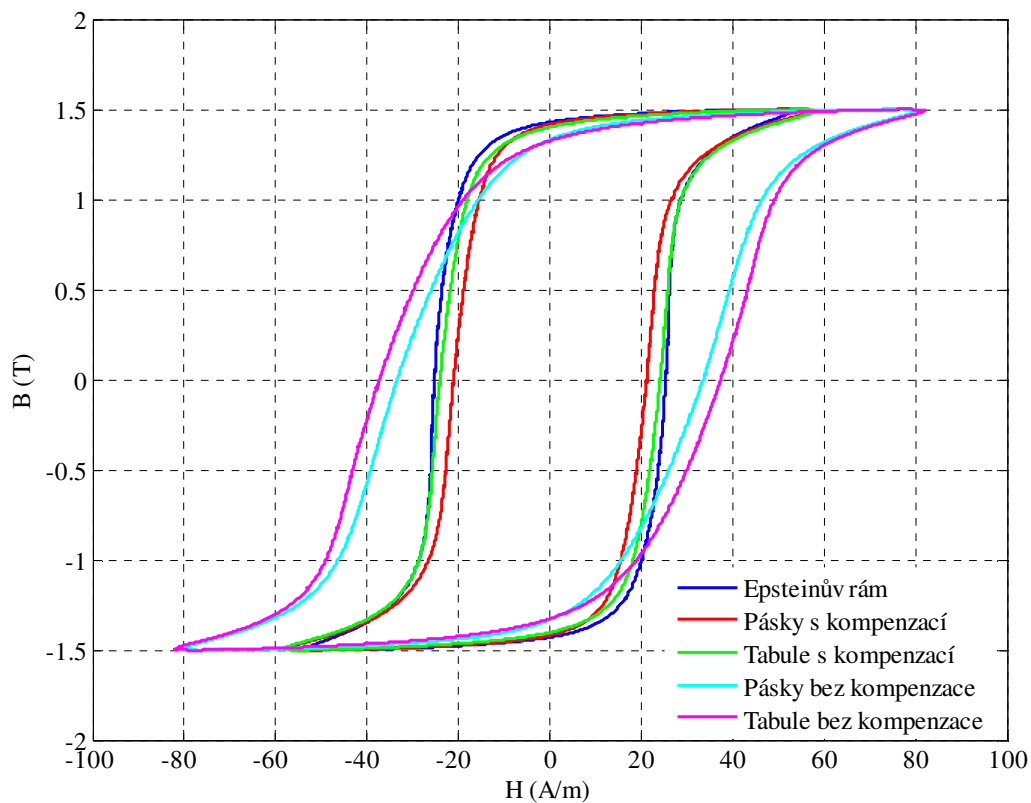
V této příloze jsou výsledky měření porovnávající měření tabule složené z pásků ve jhu na tabule a pásků v Epsteinova rámu s analogovou kompenzací i bez ní.

Měření bylo uskutečněno při frekvenci 50 Hz na materiálu Eo10. Materiál byl ve formě tabule 500 x 500 x 0,35 mm i ve formě pásků do Epsteinova rámu. Pro měření pásků ve jhu pro tabule byly pásky poskládány vedle sebe, aby utvořily „tabuli“. Při měření se amplituda magnetické indukce od požadované lišila nejvýše o 0,0024 T a činitel tvaru indukovaného napětí k_{u2} se lišil nejvýše o 0,0029 od činitele tvaru sinusového napětí. Byla použita digitální korekce tvaru indukovaného napětí popsaná v kapitole 1.4 Digitální kompenzace a korekce.

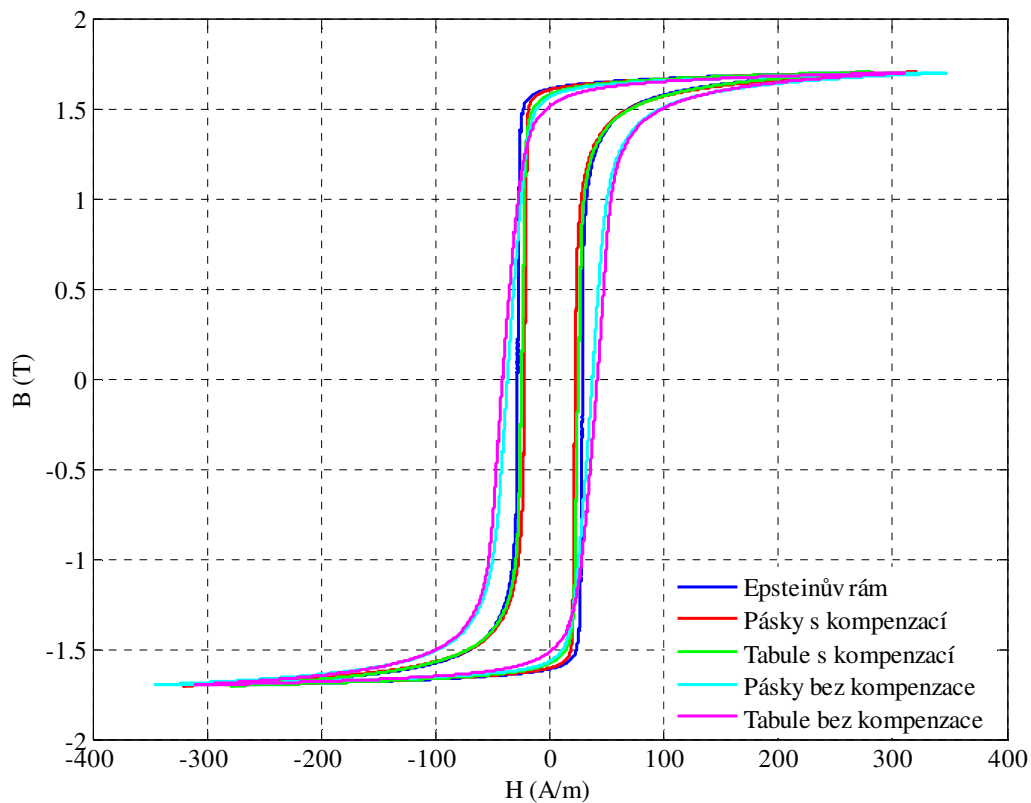
Z grafů je patrný vliv kompenzace na hysterezní smyčku. Při měření bez kompenzace se smyčka „položí“, zvýší se koercivita, zvětší se plocha hysterezní smyčky, a tedy i ztrátový výkon. Přírůstek výkonu odpovídá energii potřebné pro magnetování oblasti mimo RCP tj. jha, vzduchových mezer i konců vzorku.



Obr. A.1.1 Hysterezní smyčky 1,0 T



Obr. A.1.2 Hysterezní smyčky 1,5 T



Obr. A.1.3 Hysterezní smyčky 1,7 T

Rozdíly mezi tabulí a pásky poskládanými do „tabule“ jsou způsobeny mírnou odlišností materiálu (pásky musely být po nařezání znovu vyžehány, aby získaly původní vlastnosti), rozdílnou geometrií, a tedy rozdílnými vířivými proudy i vzduchovými mezerami mezi pásy. Měření pásků v Epsteinově rámu je zde pro srovnání, protože je standardem, ačkoliv absolutní přesnost měření závisí i na délce střední siločáry, jenž byla pro Epsteinův rám stanovena dohodou. Měření tabule s kompenzací se dobře shoduje s měřením pásků v Epsteinově rámu.

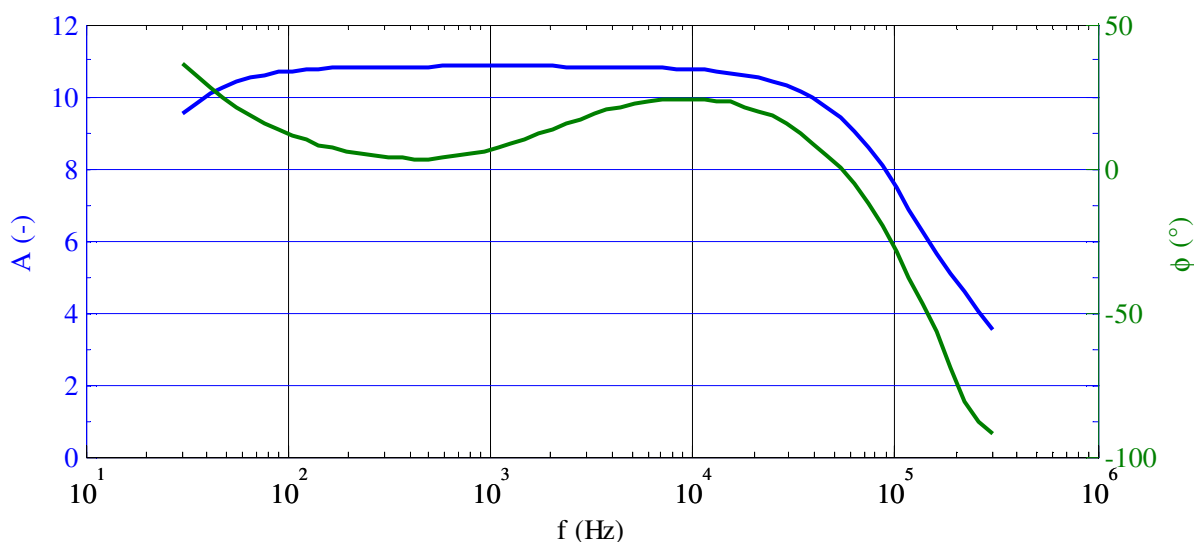
Následující tabulka ukazuje rozdíly při měření ztrátového výkonu pro různé amplitudy magnetické indukce.

B_a (T)	p (W/kg)		
	1,0	1,5	1,7
Epsteinův rám	0,4607	0,9633	1,4695
Pásky s kompenzací	0,3606	0,8355	1,2586
Tabule s kompenzací	0,4056	0,9207	1,3097
Pásky bez kompenzace	0,5364	1,2328	1,8301
Tabule bez kompenzace	0,5976	1,3420	1,9097

Tab. A.1.1 Ztrátový výkon

A.2 Frekvenční charakteristiky měřicí elektroniky

Výsledky měření a mez stability analogových vazeb je ovlivněna přenosovými charakteristikami zesilovačů. Nejmenší šířku pásma mají magnetovací a kompenzační zesilovače. Na Obr. A.2.4 je modulová a fázová frekvenční charakteristika kapacitně vázané magnetovací cesty.

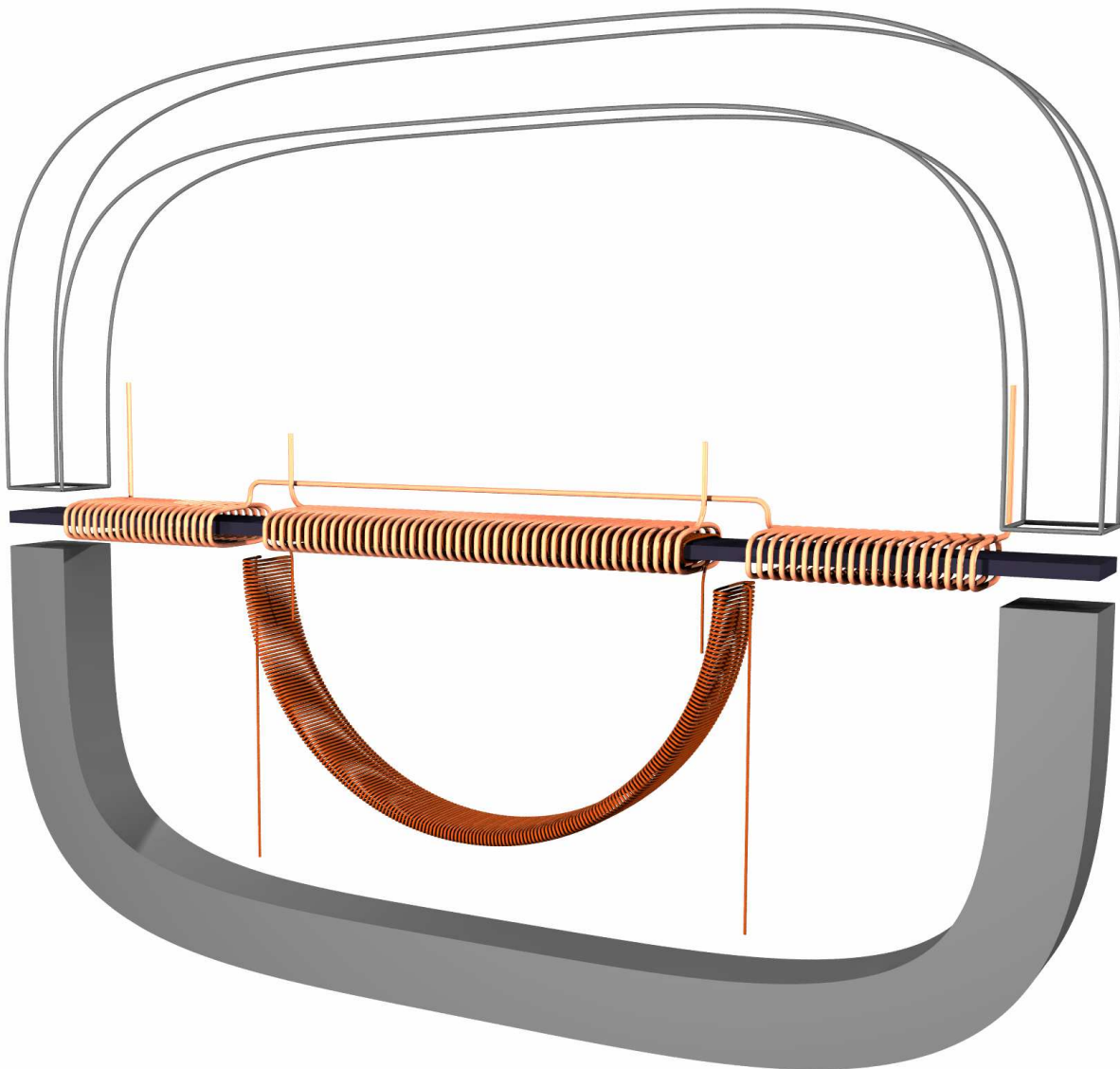


Obr. A.2.1 Frekvenční charakteristiky magnetovací cesty

Mezní frekvence magnetovací (i kompenzační) cesty je 96 kHz s přeběhovou rychlostí 5 V/ μ s. Mezní frekvence B a H cesty je větší než 300 kHz s přeběhovou rychlostí 9 V/ μ s a 8 V/ μ s. Modul přenosu byl měřen multimetry HP 34401A (maximální rozsah do 300 kHz). Fáze byla měřena čítačem Grundig UZ2500. Zdrojem napětí byl generátor Agilent 33220A. Přeběhová rychlost byla měřena osciloskopem Tektronix TDS 210. Frekvenční charakteristiky systému Red Pitaya jsou uvedeny v dokumentaci [30] a nelimitují měření.

A.3 3D model jha

Pro modelování pole jha byl vytvořen jeho 3D model. Model je zadán rovnicemi v prostředí MATLAB. Na obrázku jsou jeho parametry nastaveny jen pro ilustraci (tloušťka měřeného vzorku). Renderování bylo provedeno v programu POV-Ray metodou raytracing.



Obr. A.3.1 Ilustrace modelu jha pro pásky do Epsteinova rámu

Rovnice pro střed vodiče RCP v kartézských souřadnicích jsou následující, kde R (m) je velký poloměr, n je počet závitů, a (m) a b (m) jsou strany jádra RCP, m je zaoblení jádra RCP a parametr t je v intervalu $\langle -\pi/2, \pi/2 \rangle$.

$$\begin{aligned}x &= \left(R + a \cdot \text{sign}(\cos(2n \cdot t)) \left| \cos(2n \cdot t) \right|^{\frac{2}{m}} \right) \cos(t) \\y &= \left(R + a \cdot \text{sign}(\cos(2n \cdot t)) \left| \cos(2n \cdot t) \right|^{\frac{2}{m}} \right) \sin(t) \\z &= b \cdot \text{sign}(\sin(2n \cdot t)) \left| \sin(2n \cdot t) \right|^{\frac{2}{m}}\end{aligned}\tag{A.3.1}$$

A.4 Seznam vlastních publikací

A.4.1 Publikace vztahující se k tématu disertační práce

Publikace v impaktovaných časopisech (Web of Science):

- [1] HAVRÁNEK Aleš a Ivan ZEMÁNEK. Compensation Ferrometer Magnetizing Process Control. *Journal of electrical engineering*. 2015, **66**(7s), 22-25. ISSN 1335-3632. Dostupné také z: http://iris.elf.stuba.sk/cgi-bin/jeeec?act=abs&no=7s_115&t1=6 WOS:000389765100005
- [2] ZEMÁNEK, Ivan, ZEMÁNEK, Petr a Aleš HAVRÁNEK. Magnetizing Signal Generator for Compensation Ferrometers. In: *Journal of Electrical Engineering*, 2015, **66**(7s), 62-65, ISSN 1335-3632. Dostupné také z: http://iris.elf.stuba.sk/cgi-bin/jeeec?act=abs&no=7s_115&t1=16 WOS:000389765100015
- [3] ZEMÁNEK, Ivan, Václav HAVLÍČEK a Aleš HAVRÁNEK. Software for Magnetic Flux Density Waveform Correction Systems. *Journal of electrical engineering*. 2012, **63**(7s), 3-8. ISSN 1335-3632. Dostupné také z: http://iris.elf.stuba.sk/cgi-bin/jeeec?act=abs&no=7s_112&t1=2 Scopus: 2-s2.0-84878967076

Publikace ostatní:

- [1] HAVRÁNEK, Aleš. Regulátor magnetovacího procesu kompenzačních ferometrů. In: *VII. Letní doktorandské dny 2017*. Praha: ČVUT FEL, Katedra teorie obvodů, 2017, díl 7, s. 16-19. ISBN 978-80-01-06161-9. Dostupné z: <http://sami.fel.cvut.cz/ldd17/>
- [2] HAVRÁNEK, Aleš. Linearizace modelu magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru. In: *VI. Letní doktorandské dny 2016*. Praha: ČVUT FEL, Katedra teorie obvodů, 2016, díl 6, s. 5-9. ISBN 978-80-01-05959-3. Dostupné z: <http://sami.fel.cvut.cz/ldd16/>
- [3] HAVRÁNEK Aleš a Ivan ZEMÁNEK. Compensation Ferrometer Magnetizing Process Control. In: *Magnetic Measurements 2015 - Book of Abstracts*. Košice: Technical University of Košice, 2015, s. 30, ISBN: 978-80-553-2177-6.
- [4] ZEMÁNEK, Ivan, ZEMÁNEK, Petr a Aleš HAVRÁNEK. Magnetizing Signal Generator for Compensation Ferrometers. In: *Magnetic Measurements 2015 - Book of Abstracts*. Košice: Technical University of Košice, 2015, s. 42, ISBN: 978-80-553-2177-6.
- [5] HAVRÁNEK, Aleš. Compensation Ferrometer Magnetizing Equipment Model. In: *POSTER 2015 - 19th International Student Conference on Electrical Engineering*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2015, s. 1-4, [CD]. ISBN 978-80-01-05728-5.
- [6] HAVRÁNEK, Aleš. Model magnetovacího zařízení kompenzačního ferometru. In: *V. Letní doktorandské dny 2015*. Praha: ČVUT FEL, Katedra teorie obvodů, 2015, díl 5, s. 6-11. ISBN 978-80-01-05749-0. Dostupné z: <http://sami.fel.cvut.cz/ldd15/>

- [7] HAVRÁNEK, Aleš. Magnetic Voltage Compensation Feedback. In: *POSTER 2014 - 18th International Student Conference on Electrical Engineering*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2014, s. 1-4, [CD]. ISBN 978-80-01-05499-4.
- [8] HAVRÁNEK, Aleš. Magnetovací systém kompenzačního ferometru. In: *IV. Letní doktorandské dny 2014*. Praha: ČVUT FEL, Katedra teorie obvodů, 2014, díl 4, s. 9-12. ISBN 978-80-01-05506-9. Dostupné z: <http://sami.fel.cvut.cz/ldd14/>
- [9] HAVRÁNEK, Aleš. Correction of Magnetic Flux Density Waveform. In: *POSTER 2012 - 16th International Student Conference on Electrical Engineering*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2012, s. 1-3, [CD]. ISBN 978-80-01-05043-9.
- [10] ZEMÁNEK, Ivan, Václav HAVLÍČEK a Aleš HAVRÁNEK. Sensor of Magnetic Flux Density Waveform Distortion. In: *EMSA 2012 – 9th European Magnetic Sensors & Actuators Conference - Book of Abstracts*. Praha: CTU Publishing House, 2012, art. no. TP42, s. 137. ISBN 978-80-01-05078-1.
- [11] ZEMÁNEK, Ivan, Václav HAVLÍČEK a Aleš HAVRÁNEK. Software for Magnetic Flux Density Waveform Correction Systems. In: *Magnetic Measurements 2012– Book of Abstracts*. Bratislava: Slovak University of Technology, 2012, vol. 1, art. no. 1, s. 12. (invited paper) ISBN 978-80-227-3770-8.
- [12] ZEMÁNEK, Ivan a Aleš HAVRÁNEK. *Prototyp nového řídicího systému pro kompenzační ferometry s dvěma PC kartami Keithley KPCI-3110*. Praha, 2010. ČVUT, SGS číslo: OHK3-044/12.
- [13] HAVRÁNEK Aleš a Ivan ZEMÁNEK. Magnetizing Process Control for Compensation Ferrometers. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. ISSN 0304-8853. *V recenzním řízení*.

A.4.2 Publikace nevztahující se k tématu disertační práce

Publikace v impaktovaných časopisech (Web of Science):

- [1] HAVRÁNEK, Aleš, Vladimír WEINZETTL, David FRIDRICH, Jordan CAVALIER, Jakub URBAN a Michael KOMM. Implementation of rapid imaging system on the COMPASS tokamak. *Fusion Engineering and Design*. 2017. DOI: 10.1016/j.fusengdes.2017.03.129. ISSN 09203796. Dostupné také z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S092037961730354X> *In Press*.
- [2] WEINZETTL, V., J. MATEJICEK, S. RATYNSKAIA, TOLIAS, P., M. DE ANGELI, G. RIVA, DIMITROVA, M., J. HAVLICEK, J. ADAMEK, SEIDL, J., M. TOMES, J. CAVALIER, M. IMRISEK, A. HAVRÁNEK, R. PANEK a M. PETERKA. Dust remobilization experiments on the COMPASS tokamak. *Fusion Engineering and Design*. 2017. DOI: 10.1016/j.fusengdes.2017.01.044. ISSN 09203796. Dostupné také z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0920379617300650> *In Press*.

- [3] FICKER, O., J. MLYNAR, M. VLAINIC, CEROVSKY, J., J. URBAN, P. VONDRACEK, WEINZETTL, V., E. MACUSOVA, J. DECKER, GOSPODARCZYK, M., P. MARTIN, E. NARDON, PAPP, G., V.V. PLYUSNIN, C. REUX, SAINT-LAURENT, F., C. SOMMARIVA, J. CAVALIER, HAVLICEK, J., A. HAVRANEK, O. HRONOVA, IMRISEK, M., T. MARKOVIC, J. VARJU, R. PAPROK, R. PANEK a M. HRON. Losses of runaway electrons in MHD-active plasmas of the COMPASS tokamak. *Nuclear Fusion*. 2017, **57**(7), 076002-. DOI: 10.1088/1741-4326/aa6aba. ISSN 0029-5515. Dostupné také z: <http://stacks.iop.org/0029-5515/57/i=7/a=076002?key=crossref.8fa8ebcddcb96e1f4aacb92a0fd45778>
- [4] MARKOVIC, T., Y.Q. LIU, P. CAHYNA, PÁNEK, R., M. PETERKA, M. AFTANAS, BÍLKOVÁ, P., P. BOHM, M. IMRÍŠEK, HÁČEK, P., J. HAVLICEK, A. HAVRÁNEK, M. KOMM, J. URBAN a V. WEINZETTL. Measurements and modelling of plasma response field to RMP on the COMPASS tokamak. *Nuclear Fusion*. 2016, **56**(9), 092010-. DOI: 10.1088/0029-5515/56/9/092010. ISSN 0029-5515. Dostupné také z: <http://stacks.iop.org/0029-5515/56/i=9/a=092010?key=crossref.5baba6e85b180e06b48c9c549e34133f> WOS:000383896100011
- [5] PÁNEK, R., ADÁMEK, J., AFTANAS, M., BÍLKOVÁ, P., BÖHM, P., BROCHARD, F., CAHYNA, P., CAVALIER, J., DEJARNAC, R., DIMITROVA, M., GROVER, O., HARRISON, J., HÁČEK, P., HAVLÍČEK, J., HAVRÁNEK, A., HORÁČEK, J., HRON, M., IMRÍŠEK, M., JANKY, F., KIRK, A., KOMM, M., KOVAŘÍK, K., KRBEC, J., KRIPNER, L., MARKOVIČ, T., MITOŠINKOVÁ, K., MLYNÁŘ, J., NAYDENKOVA, D., PETERKA, M., SEIDL, J., STÖCKEL, J., ŠTEFÁNIKOVÁ, E., TOMEŠ, M., URBAN, J., VONDRÁČEK, P., VARAVIN, M., VARJU, J., WEINZETTL, V. aj. ZAJAC. Status of the COMPASS tokamak and characterization of the first H-mode. *Plasma Physics and Controlled Fusion*. 2016, **58**(1), 014015-. DOI: 10.1088/0741-3335/58/1/014015. ISSN 0741-3335. Dostupné také z: <http://stacks.iop.org/0741-3335/58/i=1/a=014015?key=crossref.cbd9509a544f4d9eb76fe62b71a66a58> WOS:000368471900016

Publikace ostatní:

- [1] HAVRÁNEK, Aleš, Vladimír WEINZETTL, David FRIDRICH, Jordan CAVALIER, Jakub URBAN a Michael KOMM. Implementation of rapid imaging system on the COMPASS tokamak. *SOFT 2016 – Symposium on Fusion Technology*, 2016. Dostupné také z: http://server.ipp.cas.cz/~vwei/work/fast_video/index.html, Dostupné také z: <https://indico.ipp.cas.cz/event/4/session/21/contribution/49799>
- [2] MARKOVIČ, T., MELNIKOV, A., SEIDL, J., ELISEEV, L., HAVLICEK, J., HAVRÁNEK, A., HRON, M., IMRÍŠEK, M., KOVAŘÍK, K., MEDVEDEV, S., MITOŠINKOVÁ, K., MLYNAR, J., NAYDENKOVA, D., PÁNEK, R., STOCKEL, J., VARJU, J., WEINZETTL, V. Observations of Alfvénic-character oscillations in ohmic plasmas on the COMPASS tokamak. *43rd European Physical Society Conference on Plasma Physics, EPS 2016*, 2016.

- [3] MARKOVIČ, T., SEIDL, J., MELNIKOV, A., HÁČEK, P., HAVLICEK, J., HAVRÁNEK, A., HRON, M., HRONOVA, O., IMRÍŠEK, M., JANKY, F., KOVAŘÍK, K., MIKULÍN, O., PÁNEK, R., PAPŘOK, R., PIPEK, J., VONDRÁČEK, P., WEINZETTL, V. Alfvén-wave character oscillations in tokamak COMPASS plasma. *42nd European Physical Society Conference on Plasma Physics, EPS 2015*, 2015.
- [4] MARKOVIČ, T., HAVLICEK, J., IMRÍŠEK, M., CAHYNA, P., PÁNEK, R., BÖHM, P., KOMM, M., URBAN, J., HAVRÁNEK, A. a Y.Q. Liu. Response of the COMPASS Plasma to Magnetic Perturbation Experiments. In: *WDS 2015 – Proceedings of Contributed Papers - Physics*. Praha: MATFYZPRESS, 2015, s. 252-257. ISBN 978-80-7378-311-2. Dostupné také z: https://www.mff.cuni.cz/veda/konference/wds/proc/pdf15/WDS15_43_f2_Markovic.pdf