
TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Studijní program: M2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 3906T001 – Mechatronika

Měření magnetických materiálů

Measuring of magnetic materials

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Autor: **Vlastimil Richter**
Vedoucí práce: Ing. Miroslav Novák, Ph.D.
Konzultant: Ing. Jan Václavík

V Liberci 1. 1. 2007

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Katedra elektrotechniky

Akademický rok : 2006/2007

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

pro : Vlastimil Richter
studijní program : M2612 – Elektrotechnika a informatika
obor : 3906T001 - Mechatronika

Vedoucí katedry Vám ve smyslu zákona o vysokých školách č.111/1998 Sb. určuje tuto diplomovou práci :

Název tématu: **Měření magnetických materiálů**

Zásady pro vypracování :

1. Prostudujte metodiku měření magnetických vlastností uzavřených vzorků magnetických materiálů.
2. Sestavte aparaturu pro měření magnetických vlastností při střídavém a stejnosměrném magnetování s měřicí kartou na PC.
3. Naprogramujte obslužnou aplikaci pro automatizované měření magnetických vlastností s možností nastavení rozsahu měření, kalibrace měřicího řetězce s výstupy z měření v podobě grafů a sestav výsledků. Měřte především magnetizaci nasycení, koercitivní sílu, měrné ztráty, permeabilitu, magnetizační křivku atd.
4. Ověřte funkčnost systému.

Rozsah grafických prací : dle potřeby dokumentace

Rozsah průvodní zprávy : cca 40 až 50 stran + CD s elektronickou verzí zprávy

Seznam odborné literatury :

- [1] Draxler K.: Magnetické prvky a měření. ČVUT, Praha 1994
- [2] Dufek M., Hrabák J., Trnka Z. Magnetická měření. SNTL, Praha 1964
- [3] Reinboth H.: Vlastnosti a použití magnetických materiálů. SNTL, Praha 1975

Vedoucí diplomové práce : Ing. Miroslav Novák, Ph.D.

Konzultanti: Ing. Jan Václavík

Zadání diplomové práce : 26.10.2006
Termín odevzdání diplomové práce : 5.1.2007

L.S.

.....
Vedoucí katedry

.....
Děkan

V Liberci dne 1. ledna 2007

Prohlášení

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé DP a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé diplomové práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom(a) toho, že užití své diplomové práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Diplomovou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum

Podpis

Seznam značek

B	magnetická indukce [T]
B_{ef}	efektivní hodnota střídavé magnetické indukce [T]
B_m	maximální hodnota (amplituda) střídavé magnetické indukce [T]
B_r	remanence (zbytková magnetická indukce) [T]
B_S	magnetická indukce při nasycení [T]
B	vektor magnetické indukce [T]
f	kmitočet [Hz]
F	síla [N]
H	intenzita magnetického pole [A/m]
H_k	koercitivní síla pro statickou hysterezní smyčku $B_z=f(H_z)$ [A/m]
H_{ef}	efektivní hodnota střídavé intenzity magnetického pole [A/m]
H_m	maximální hodnota (amplituda) střídavé intenzity mag. pole [A/m]
H	vektor intenzity magnetického pole [A/m]
H_S	intenzita magnetického pole při nasycení [A/m]
I	proud (stejnoseměrný) [A]
i_1	okamžitá hodnota proudu primárního vinutí [A]
J	magnetická polarizace [T]
l	délka [m]
l_s	střední délka silové čáry ve vzorku, aktivní délka vzorku [m]
L	indukčnost [H]
m	hmotnost [kg]
M	magnetizace [A/m]
M	vektor magnetizace [A/m]
N_1	počet závitů magnetizačního vinutí
N_2	počet závitů sekundárního vinutí
N_m	počet závitů měřicího vinutí
P_R	ztráty ve vinutí vznikající vlivem odporu vinutí [W]
P_j	ztráty ve feromagnetickém jádře [W]
P_k	ztráty hysterezí [W]
P_v	ztráty vířivými proudy [W]
R_v	odpor vinutí cívky [Ω]
S	průřez jádra [m^2]

S_h	plocha hysterezní smyčky [J/m^3]
t	čas [s]
T	doba jedné periody [s]
u	okamžitá hodnota napětí [V]
u_2	okamžitá hodnota napětí na sekundárním vinutí [V]
U	elektrické napětí (stejnoseměrné) [V]
U_{ef}	efektivní hodnota střídavého elektrického napětí [V]
Z	impedance [Ω]
w_z	měrná energie magnetického pole [J/m^3]
W_z	energie pole ve feromagnetiku [J]
α	úhel (rad nebo úhlové stupně)
δ	poměrná chyba [%]
χ	magnetická susceptibilita
μ	poměrná permeabilita
μ_0	permeabilita vakua
$\mu_{rpoč}$	počáteční permeabilita
Φ	magnetický tok [Wb]

Obsah

Seznam značek	- 5 -
Poděkování	- 9 -
Abstrakt	- 10 -
Úvod	- 11 -
1. Metodika práce	- 13 -
1.1 Členění textu	- 13 -
2. Teorie magnetizmu	- 15 -
2.1 Diamagnetizmus	- 16 -
2.2 Paramagnetizmus	- 17 -
2.3 Feromagnetizmus	- 18 -
2.4 Curieho teplota	- 18 -
2.5 Doménová teorie	- 19 -
2.6 Magneticky měkké a tvrdé materiály	- 21 -
3. Magnetické veličiny	- 22 -
3.1 Magnetická indukce a magnetická intenzita pole	- 22 -
3.2 Magnetizační charakteristiky	- 23 -
3.2.1 Význačné body a vlastnosti magnetické křivky	- 24 -
3.3 Celkové ztráty	- 28 -
3.4 Měření dynamických hysterezních křivek	- 29 -
3.5 Měření křivky prvotní magnetizace	- 30 -
4. Měřicí metody a příprava vzorku	- 33 -
4.1 Měření vlastností materiálu	- 33 -
4.2 Měření vlastností výrobku	- 34 -
4.3 Přesnost měření	- 34 -
4.4 Uzavřené vzorky	- 36 -
4.4.1 Prstencové vzorky	- 37 -
4.4.2 Vzduchové mezery u vinutých prstenu	- 37 -
4.4.3 Velký rozdíl mezi vnitřním a vnějším průměrem prstenu	- 38 -
4.4.4 Nerovnoměrné rozložení magnetizačního vinutí	- 40 -
4.4.5 Jiné tvary uzavřených vzorků	- 40 -
4.5 Otevřené vzorky	- 41 -
4.6 Vinutí vzorku	- 42 -
4.7 Odmagnetování vzorku	- 43 -
4.8 Vliv teploty na vzorek	- 43 -

5.	Měřicí pracoviště	- 45 -
5.1	Výběr měřicí karty	- 45 -
5.2	Zesilovač	- 49 -
5.2.1	Zesilovač SDA 500NPN	- 52 -
6.	Uživatelské prostředí	- 58 -
6.1	GUI aplikace	- 58 -
6.1.1	Vizualizace naměřených hodnot	- 58 -
6.2	Grafický vývoj programu - GUIDE	- 59 -
6.3	Použité funkce	- 59 -
6.4	Algoritmy použité pro analýzu dat	- 61 -
	Závěr	- 66 -
	Seznam použité literatury	- 67 -
	Obsah CD	- 68 -

Poděkování

Během návrhu a tvorby měřicího pracoviště mi byli neocenitelnou pomocí Ing. Miroslav Novák, Ph.D a Ing. Jan Václavík, kteří dokázali ve vhodný okamžik poradit a po celou dobu mě udržovali na správné cestě k cíli. Oběma jsem nesmírně vděčný a děkuji jim za pomoc a podporu.

ABSTRAKT

Cílem diplomové práce je prostudovat metodiku měření magnetických vlastností uzavřených vzorků magnetických materiálů a sestavení aparatury pro automatizované měření magnetických vlastností při střídavém a stejnosměrném magnetování.

První polovina práce je ryze teoretická. Je zde popsána problematika magnetizmu a vysvětleny veličiny popisující magnetické jevy. V následujících kapitolách je popsána metodika měření, měření magnetizačních či význačných veličin charakterizujících daný vzorek. Druhá polovina práce je zajímavější. Je věnována vlastnímu návrhu pracoviště a problematice, která tuto oblast provází. Podrobně je popsán výběr a návrh zesilovače, výběr vhodné měřicí karty a popis jednotlivých funkcí algoritmů použitých v měřicí aplikaci.

Tato práce by měla sloužit pro studentské účely, především jako praktická část výuky.

Klíčová slova: magnetizační křivky, zesilovač, měřicí karta

ABSTRACT

The object of this thesis is to read up the measurement methodology of magnetic property of magnetic material's closed samples. Another objective is to assemble the device for automated measurement of magnetic property along alternating and direct current magnetizing.

The first part of the paper is genuinely theoretic. In this part the issue of magnetism and explain the variables, which define the magnetic effects, is described. In the following chapters the measurement method, measurement of magnetizing curves or outstanding variables, which characterize the respective sample, are depicted.

Second part of the paper is much more interesting for its dealing with the very design of workplace and the issue regarding this area. The choice and design of the amplifier, the choice of suitable measurement card are detailed here and also the description of particular functions of algorithms used in the measuring application is mentioned.

This thesis should be instrumental for study purposes, especially as practical part of education.

Key words: magnetizing curves, amplifier, measure card

Úvod

Elektromagnetismus, ač více než stoletý obor, není dosud mrtvou vědou a uzavřenou kapitolou v procesu poznávání. Nové podněty přicházejí neustále z rozvoje fyziky i různých oborů elektroinženýrství.

V silnoproudé elektrotechnice je řešena nová problematika návrhu výkonných generátorů a dopravních prostředků využívajících supravodičů. Zvláštní význam zde má dostatečně přesný numerický výpočet polí a sil. U těchto zařízení, stejně jako v případě výkonných urychlovačů částic ve fyzice, se předpokládá, že při vysokých výrobních nákladech musejí být první prototypy funkční a provozuschopné po desítky let. V oboru elektrických přístrojů a vysokonapěťových sítí je aktuální návrh zařízení na stále vyšší napětí a větší přenos výkonů na velké vzdálenosti. Naopak stávající zařízení (motory, generátory, elektrické přístroje) se optimalizují na stále menší rozměry tak, aby se udržela schopnost konkurence a snížili se výrobní náklady při velkosériové výrobě.

V oblasti výpočetní techniky je spojen s elektromagnetizmem magnetický záznam dat, který je neustále zdokonalován. Zdokonalují se čtecí a záznamové hlavy s cílem dosáhnou větší hustoty a rychlosti záznamu. Se záznamem dat souvisí i zdokonalení pohonných mechanismů pro přesné nastavení hlav a pro pohyb záznamových médií. Vyřešení a průmyslová realizace logických obvodů, založených na optických prvcích, popsaných nelineárními Maxwellovými rovnicemi, je otázkou nejbližší budoucnosti a očekává se, že tyto obvody umožní zvýšit výkon počítačů o 3 a více řádů.

V oblasti sdělovací techniky je využíván rozsah kmitočtu elektromagnetických polí od akustických až po optické pásmo. Velkou budoucnost má oblast optoelektroniky, tj. přenosu dat v optickém pásmu kmitočtů. Modelování polí pomocí počítačů se používá k návrhu antén, ke studiu polí v nehomogenních vlnovodech a v optoelektronických prvcích. Tyto úlohy patří k nejsložitějším, protože je třeba řešit kompletní systém Maxwellových rovnic.

V oblasti biomedicíny je studován dlouhodobý vliv polí na živé organismy. Vyvíjeny jsou i nové diagnostické metody na základě zpracování bioelektrických potenciálů a magnetických polí. Rozvíjí se vědecká oblast tzv. inverzních úloh, které mají za cíl stanovit zdroje pole z naměřených hodnot – např. rozložení srdečních nebo mozkových proudů z naměřených hodnot magnetické indukce. Rozvoj tomografů, založených na principu nukleární magnetické rezonance, je podmíněna generací magnetických polí s indukcí několik tesla a s homogenitou 10^{-8} v co největším objemu.

Všechny elektrotechnické výrobky – od počítačů přes měřicí techniku až po silnoproudá zařízení musejí splňovat požadavky na elektromagnetickou kompatibilitu, tj. negenerovat a nevyzařovat pole nad předepsanou úroveň a současně být necitlivá vůči rušivým polím. Počítačové modelování polí dává konstruktérům dobrou představu o rozložení polí a pomáhá splnit požadavky kompatibility.

Neustálý rozvoj zaznamenává počítačové modelování polí. V porovnání s modelováním obvodů je zřejmý zásadní rozdíl v samotné matematické podstatě. Zatímco obvod je popsán soustavou obyčejných diferenciálních rovnic, je pole popsáno parciálními diferenciálními rovnicemi. Namísto obvodového modelu musí být vygenerován model geometrický, zpravidla třírozměrný. Generace takového modelu může trvat i několik týdnů. Zajímavá je i problematika zobrazených výsledků, které jsou obecně časoprostorové. Z uvedených příkladů vyplývá, že oblast elektromagnetizmu se vyvíjí a zasahuje do celé elektrotechniky.

1. Metodika práce

V průmyslu, vědě, ale i v běžném životě se setkáváme s magnetickými materiály. Pro jejich správné určení, kontrolu či použití byly vyvinuty různé měřicí metody a postupy, které měří pouze určitý soubor vlastností. V praxi je velice obtížné měřit komplexní vlastnosti materiálu, protože měřicí metody jsou založeny na různých fyzikálních principech.

Cílem této práce není vysvětlit známé postupy měření magnetických veličin ani výklad teorie elektromagnetizmu, ale prozkoumání metodiky měření uzavřených vzorků magnetických materiálů a vytvoření měřicího pracoviště, na kterém bude možné měřit některé vybrané magnetické veličiny. Měřicí pracoviště bude obsahovat počítač typu PC se softwarem MATLAB 7.0.1, multifunkční měřicí kartu HandyScope HS3 a výkonový zesilovač SDA 500NPN. Po zpracování signálu touto kartou budou naměřené hodnoty převedeny do grafické podoby (hysterezní smyčka apod.), aby mohla být provedena následná analýza vzorku.

V této diplomové práci jsou popsány jen nejdůležitější pojmy, které by měli neznalému čtenáři přiblížit svět elektromagnetizmu. Pro hlubší pochopení této problematiky existuje řada speciálně zaměřených publikací viz. použitá literatura.

1.1 Členění textu

Následující text je rozčleněn do několika kapitol.

Po úvodu do problematiky této diplomové práce, kde jsem se snažil čtenáři odhalit rozsáhlost oboru elektromagnetizmu, navážu na kapitolu druhou.

Ve druhé kapitole vysvětlím vznik magnetizmu v látkách a jeho působení na okolí. Obecně rozdělím látky dle jejich vlastností a vysvětlím některé termíny jako Weissovy oblasti (domény), spinový moment, Larmorova precese atd.

Třetí kapitola je věnována magnetickým veličinám, jejich vzájemným vztahům, a také pojmům používajících se v magnetizmu, jako např. indukčnost, intenzita magnetického pole, hysterezní a magnetizační křivka, permeabilita či susceptibilita. Jedná se hlavně o jejich stručné objasnění pro potřeby této práce, pro rozsáhlý výklad této problematiky zde bohužel není prostor a proto odkazuji na seznam použité literatury.

V následující čtvrté kapitole stručně popíši a rozdělím měřicí metody a postupy. Věnuji několik málo odstavců popisu úpravy vzorku a vlivům ovlivňující měření.

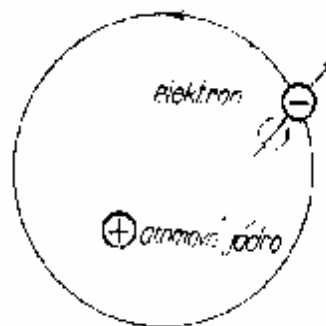
V páté a šesté kapitole, které jsou ze všech nejzajímavější, se věnuji navrženému měřicímu pracovišti. Popíši v nich návrh a výrobu zesilovače, výběr měřicí karty a také vysvětlím vývoj a funkci aplikace.

V závěrečné kapitole shrnu získané poznatky daného tématu, zhodnotím svou práci z hlediska funkčnosti celého systému a poskytnu možnost k zamyšlení nad dalším možným rozšířením měřicího pracoviště.

2. Teorie magnetizmu

Pro porozumění magnetickým vlastnostem látek je účelné vytvořit nejprve představu o podstatě magnetizmu. Začneme s představou atomu. Elektrony se pohybují kolem atomového jádra po určitých drahách (obr. 2). Kolem vodíkového atomu krouží jen jeden elektron, kolem atomu hélia obíhají dva elektrony. U atomů dalších prvků jsou elektrony uspořádány podle určitých pravidel podle pořadového čísla prvku. Uspořádání elektronů kolem atomového jádra se popisuje tak, jako by dráhy elektronů tvořily jednotlivé *slupky*. První vnitřní slupka je obsazena nejvýše dvěma elektrony, ve druhé může být až osm elektronů, takže prvních deset prvků periodické soustavy má elektrony uspořádány jen v těchto dvou slupkách. Ve třetí slupce může obíhat dalších 18 elektronů.

Model uspořádání elektronů v drahách a slupkách musí být ještě doplněn o představu *podslupek*. Například druhá slupka má dvě možné podslupky, třetí tři. Jednotlivé slupky odpovídají určité úrovni energie elektronů, které se snaží zaujímat nejdříve energeticky výhodnější vnitřní dráhy. Avšak u některých prvků nejsou vnitřní dráhy plně obsazeny. Jsou to takzvané přechodné prvky. Například 26 elektronů železa je uspořádáno ve čtyřech slupkách, avšak ve třetí slupce je jen 14 elektronů ve třetí podslupce. Zbývající dva elektrony jsou ve čtvrté slupce.



Obr. 2: Schematické znázornění dráhového (orbitálního) a spinového magnetického momentu elektronu.

Toto zvláštní uspořádání elektronů se projevuje na *magnetizmu atomů*. Musíme si nejprve utvořit představu o magnetickém momentu samotného atomu. Tento *magnetický moment* můžeme považovat za magnetický dipól, který se skládá ze tří složek: z momentu atomového jádra a z dráhových (orbitálních) a spinových momentů elektronů. Vznik magnetického momentu jádra není ještě dosud vysvětlen. Protože jeho veli-

kost je vzhledem k momentům elektronů velmi malá, nemá pro naše technické pozorování význam, a můžeme soustředit pozornost jen na vysvětlení momentů elektronů. K tomu si musíme znovu uvědomit skutečnost, že elektrony krouží po určitých drahách kolem atomového jádra a přitom vykonávají *spinový pohyb*, to jest otáčející se kolem své vlastní osy. Protože elektrony nesou elektrický náboj, vznikají jejich rotační dráhové a spinové magnetické momenty. Měřítkem pro tyto momenty je Bohrov magneton,

$$m_B = 9,27 \cdot 10^{-24} \text{ A} \cdot \text{m}^2 \quad (2.1)$$

který se vypočítá z náboje a hmoty elektronu a Planckovy konstanty h . Magnetické momenty elektronů souvisejí tedy přímo s jejich momenty hybnosti. Závěry kvantové mechaniky vedou k dalšímu zpestření tohoto modelu, avšak my se přidržíme zjednodušené klasické představy uspořádání atomu.

Budeme nyní pozorovat působení vnějších polí na atomové momenty. Jev společný všem prvkům je *Larmorova precese*, která vzniká těsným sepětím magnetického momentu a momentu hybnosti elektronů. Atomový setrvačnický vykonává pod vlivem vnějšího pole dodatečné pohyby stejně jako mechanický setrvačnický pod vlivem kolmo působící síly: krouží kolem směru působícího pole. Dodatečným pohybem vzniká magnetický moment, který směřuje proti směru přiloženého magnetického pole. Předpokládejme, že jsou prvky, které nemají žádný vnější moment. Tyto prvky musí být z nehomogenního pole vytlačovány vlivem precesního momentu, jenž směřuje proti vnějšímu poli. Skutečně pozorujeme tento jev u mnoha látek. Označujeme je jako látky *diamagnetické*.

2.1 Diamagnetismus

U diamagnetických látek je v atomu stejný počet elektronů s kladným i záporným spínem, takže se jejich magnetické účinky vně atomu ruší. Počne-li působit vnější pole, mění se poloměr oběžné dráhy elektronů tak, že tím vznikají změny magnetického momentu, působící proti vnějšímu poli, a poněkud jej zeslabují. Magnetická polarizace diamagnetického tělesa J působí proti vnějšímu poli, takže indukce $B = J + m_0 \cdot H = (c + 1) \cdot m_0 \cdot H$ je menší, než by byla při stejné intenzitě pole ve vakuu, kde $c = 0$.

Susceptibilita c diamagnetické látky je tedy záporná, ale co do absolutní velikosti velmi malá (bývá asi -10^{-5} až -10^{-3}), a je téměř nezávislá na intenzitě magnetického pole a na teplotě. Poměrná permeabilita $m = c + 1$ je o málo menší než 1. Diamagnetismus je vlastností všech látek; u některých je však přehlušen silnějším paramagnetismem nebo feromagnetismem.

Předpoklad, že tyto prvky nemají žádný vnější moment, se vysvětluje úplnou kompenzací jednotlivých dráhových i spinových momentů. Ve skupině kovů jsou diamagnetické: měď, stříbro, berylium, zinek, rtuť, germanium, olovo, vizmut a selen.

2.2 Paramagnetismus

Už jsme se zmínili o uspořádání elektronů přechodných prvků, jejichž vnitřní slupky nejsou plně obsazeny. U těchto prvků není možná úplná kompenzace dráhových a spinových momentů, takže jejich atomy mají výsledný vlastní magnetický moment. K celkovému momentu přispívají hlavně spinové momenty, které však mají nepravidelné statické rozdělení vlivem teplotních pohybů atomů. Navenek se tyto látky neprojevují makroskopickým zmagnetováním právě tak jako látky diamagnetické, teprve po přiložení silného vnějšího magnetického pole se atomové magnetické momenty natáčí do směru pole a zvenčí se projeví slabé zmagnetování – *paramagnetismus*. Paramagnetický jev těchto látek překrývá precesní moment, který je vždy přítomen – paramagnetické látky jsou do silného nehomogenního pole vtahovány.

Magnetická polarizace paramagnetického tělesa má směr shodný se směrem vnějšího pole, susceptibilita c je kladná a poměrná permeabilita je o něco málo větší než 1. Indukce pole je zde o něco větší než by byla ve vakuu při stejné intenzitě vnějšího pole. U slabě paramagnetických látek bývá $c = +10^{-5}$, u silně paramagnetických látek až asi $+10^{+2}$. Po zániku vnějšího pole se obnoví původní stav a nezůstane žádná remanentní polarizace tělesa.

Rušivým vlivem působí teplotní pohyb elektronů, který se při stoupající teplotě začíná stále více uplatňovat, jak se zvětšuje tepelná energie atomů. V porovnání s diamagnetismem má tedy susceptibilita paramagnetických látek význačnou teplotní závislost. Se stoupající teplotou se bude susceptibilita c trvale zmenšovat protože teplotní pohyb atomů bude stále více rušit usměrňující účinek vnějšího magnetického pole. Čím vyšší teplota, tím silnější vnější pole se musí přiložit, aby se paramagnetická látka zmagnetovala do nasycení. Z kovů jsou paramagnetické např. sodík, draslík, hořčík,

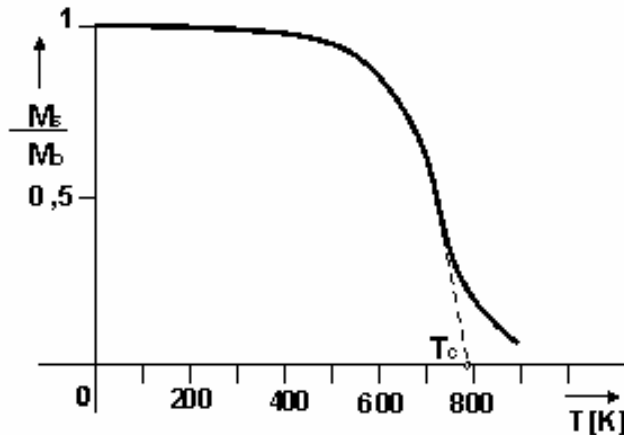
vápnek, hliník, cín, mangan, platina. Z plynů je nejznámější zástupcem kyslík. Z technického hlediska nemají diamagnetické a paramagnetické látky velký význam vzhledem k jejich slabému zmagnetování.

2.3 Feromagnetismus

Přicházíme k technicky významným feromagnetickým látkám. Stavba atomu odpovídá schématu paramagnetických látek. Nevykompenzované elektronové spiny dávají atomům stálý magnetický moment. U tuhých feromagnetických látek vystupují však mezi jednotlivými atomy síly, které překonávají teplotní pohyb atomů a uspořádávají atomové magnetické momenty sousedních atomů paralelně. Vytvoří se *Weissovy elementární oblasti (domény)*. Weiss [1] označil tyto síly jako silné molekulární pole a Heisenberg [2] je vysvětlil z hlediska kvantové mechaniky jako výměnné síly elektrostatické povahy, které způsobují spontánní zmagnetování domén až do nasycení. Později se zjistilo, že Weissovy oblasti vznikají z tendence k zmenšení energie rozptylového pole spontánní magnetizace. Střední magnetický moment těchto elementárních oblastí je asi 10^{15} krát větší než samotný atomový magnetický moment. Uspořádání atomových magnetických momentů se neprojevuje navenek makroskopickým zmagnetováním, protože směry spontánní magnetizace elementárních oblastí v tuhém tělese jsou statisticky náhodně uspořádány a ve svém působení navenek se vzájemně ruší. Teprve při působení vnějšího pole se projeví více nebo méně silné makroskopické zmagnetování, které vzniká jako projev celých elementárních oblastí, a nikoli jen malých atomových magnetických momentů.

2.4 Curieho teplota

Magnetizace veškerých feromagnetických materiálů se vzrůstající teplotou klesá až k nule, totéž platí i pro trvalé magnety. Teplotní závislost (obr. 2-4) je charakterizována tzv. *Curieovou teplotou* T_c , která je průsečíkem směrnice sestupné části křivky s teplotní osou (obr. 2-4). Při použití trvalých magnetů je třeba dbát na to, aby se pracovní teplota nepřiblížila T_c , bezpečná "vzdálenost" je cca do 0,4 násobku T_c [16].



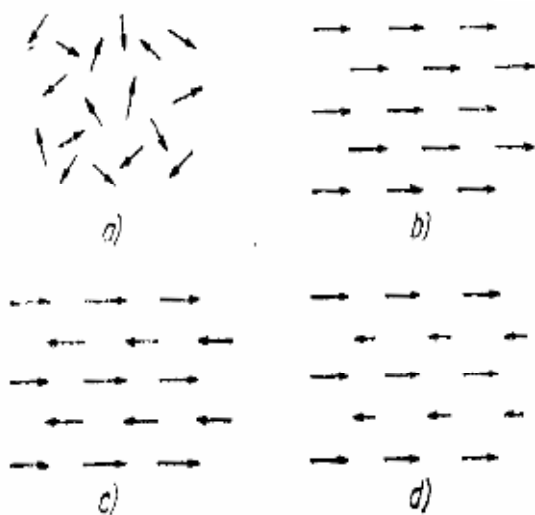
Obr. 2-4: Teplotní závislost magnetizace [16]

2.5 Doménová teorie

Doménová teorie feromagnetismu byla vyslovena poprvé P. Weissem v roce 1907. Trvalo však několik desítek let, než byla experimentálně ověřena a teoreticky propracována tak, aby mohla sloužit jako základ vývoje nových magnetických materiálů. Experimentální pomůckou ke sledování Weissových domén jsou tzv. Bittnerovi – Akulovovy obrazce. Jsou to obrazce získané nanesením velmi jemné suspenze feromagnetika (Fe_3O_4) v kapalině na výbrusu zkoušeného materiálu. Vzniknou jakési pilinové obrazce, které ukazují hraniční stěny jednotlivých oblastí (Blochovy stěny) a umožňují sledovat jejich změny. Domény jsou poměrně rozlehlé a lze je sledovat mikroskopem již při malém zvětšení.

Jak již bylo řečeno, domény jsou v nezmagnetovaném stavu rozloženy a orientovány tak, že těleso nejeví navenek žádný magnetický moment. Vždy několik sousedních domén tvoří spolu uzavřený magnetický obvod. Vektory polarizace sousedních domén svírají úhly buď 90° nebo 180° a v hraniční vrstvě (Blochova stěna) přechází směr polarizace jedné domény spojitě ve směr sousední domény.

Směry polarizace domén přitom souhlasí se směry snadné magnetizace vzhledem k osám krystalu feromagnetika. U železa, které krystalizuje v kubické soustavě, odpovídají tyto směry hranám krystalu. Nejméně výhodný směr je směr tělesové úhlopříčky krychle. Domény jednoho krystalu železa tedy mohou mít 6 různých směrů polarizace (tj. podle tří hran krychle ve smyslu plus a minus). Měření magnetických vlastností na velkých monokrystalech jsou důležitou pomůckou pro studium feromagnetismu.



Obr. 2-5: Schéma vzájemného působení uvnitř atomu [3] :

- a) náhodná uspořádání-
paramagnetismus,
- b) paralelní spinová vazba-
feromagnetismus,
- c) antiparalelní spinová vazba stejně
silných momentů -
antiferomagnetismus,
- d) antiparalelní spinová vazba
nestejných momentů
feromagnetismus.

Pro ilustraci jsou v tabulce 2-5 uvedeny hodnoty susceptibilitu některých diamagnetických a paramagnetických látek při teplotě 20°.

Tabulka 2-5: Susceptibility některých látek

Magnetická susceptibilita				
Diamagnetika		10 ⁶	Paramagnetika	10 ⁶
vizmut	-175		vzduch	0,37
zlato	-34		kyslík	1,80
rtuť	-29		hliník	21,00
měď	-10		chrom	310,00
voda	-9,048		mangan	880,00

Susceptibilita feromagnetických látek je o několik řádů větší než paramagnetických, protože ke zmagnetování postačí již velmi slabé pole vzhledem k velkému magnetickému momentu elementárních oblastí. Další rozdíl proti paramagnetickým látkám je v tom, že jednou orientované oblasti se nevrátí při zrušení vnějšího magnetického pole zcela do výchozího stavu náhodného uspořádání, ale zčásti zachovají orientaci, takže jeví zbytkovou (remanentní) magnetizaci.

2.6 Magneticky měkké a tvrdé materiály

Nyní si objasníme pojmy magneticky měkký a magneticky tvrdý materiál, kterých se používá pro hrubou klasifikaci materiálů.

Průběh magnetizačních pochodů obou těchto skupin materiálů je ovšem shodný, jen posuvy stěn a stáčení vektorů magnetizace jsou kvantitativně rozděleny. Posuvy stěn jsou energeticky výhodnější, a proto probíhají přednostně.

Materiál, u něhož posuvy stěn při magnetování převládají, se zmagnetuje snadno, tj. slabým vnějším magnetickým polem. Větší nároky na vnější magnetické pole má materiál, u něhož převládá stáčení vektorů, vyžadující větší energii. Takový materiál se proto nesnadno zmagnetuje a zejména přemagnetování (změna směru magnetizace) je obtížné. V tom je hlavní rozdíl mezi oběma skupinami. *Magneticky měkké materiály* se snadno zmagnetizují a mají malé hysterezi ztráty. Jsou to například materiály pro transformátory, relé a motory. Naproti tomu u *materiálů magneticky tvrdých*, kterých se používá ke konstrukci trvalých magnetů, není potřebná intenzita pole pro zmagnetování důležitá, protože se zmagnetují jen jednou provždy. Magnetizace však musí zůstat po zrušení vnějšího pole neměnná. To znamená, že vnějším polem se dají jen velmi obtížně přemagnetovat.

Z těchto závěrů vyplývají požadavky na tvar hysterezní smyčky: úzká smyčka s malou koercitivní intenzitou ($H_k < 100 \text{ A/m}$) a vysokou permeabilitou je charakteristická pro magneticky měkké materiály (vyžadují méně energie na přemagnetování), široká smyčka s velkou koercitivní silou pro materiály magneticky tvrdé a hodí se pro permanentní magnety.

Nejmenší koercitivní síla H_k technických magneticky měkkých slitin je asi $0,5 \text{ A/m}$ a největší koercitivní síla magneticky tvrdých slitin (FeNbB) je asi 900 kA/m [3]. Rozsah koercitivní síly je skoro 6 řádů. Zpočátku byla zvolena hranice mezi oběma skupinami kolem koercitivní síla $H_k = 10 \text{ A/cm}$. U moderních materiálů je hranice rozšířena na 2 až 50 A/cm . Uvnitř tohoto rozsahu leží materiály zastaralé nebo speciální, jako například prášková železová jádra a ferity, materiály pro hysterezní motory apod.

Pojmy „magneticky měkký“ a „magneticky tvrdý“ nelze přenášet na mechanickou měkkost nebo tvrdost materiálu. Jsou materiály magneticky měkké, avšak mechanicky tvrdé, a naopak magneticky tvrdé, které jsou mechanicky měkké. **Tvrdostí rozumíme schopnost uchovávat si magnetizaci.**

3. Magnetické veličiny

Pro kvantitativní popis fyzikálních dějů v magnetizmu a zvláště pro jejich technické využití je nutno vybudovat a účelně používat soustavu jednotek, která má pro všechny fyzikální veličiny přehledné vztahy s jednoduše odvozenými jednotkami. Pro vybudování takové soustavy je ovšem potřebné znát fyzikální vztahy mezi jednotlivými veličinami.

V oblasti magnetizmu se do r. 1960 používala soustava jednotek CGSM. Na základě potřeb technické praxe vznikla soustava MKSA, která byla později modifikována jako soustava SI. Ta byla celosvětově převzata a u nás uzákoněna od roku 1975. V soustavě SI, která vychází z Maxwellových rovnic, je základní magnetickou veličinou magnetická indukce [4].

3.1 Magnetická indukce a magnetická intenzita pole

Obdobně jako u elektrického pole se v případě magnetického pole zavádí dvě vektorové veličiny, **magnetická indukce \mathbf{B}** a **magnetická intenzita \mathbf{H}** . První z nich lze považovat za základní, protože z ní lze určovat velikost silového působení na částice či velikost indukovaného napětí, dochází-li k časovým změnám. Magnetická intenzita je odvozená veličina a zavádí se spíše pro zjednodušení výpočtů. Mezi indukci a intenzitou v nekonečném látkovém prostředí platí vztah:

$$\mathbf{B} = m_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}) = m_r m_0 \mathbf{H}, \quad (3.1)$$

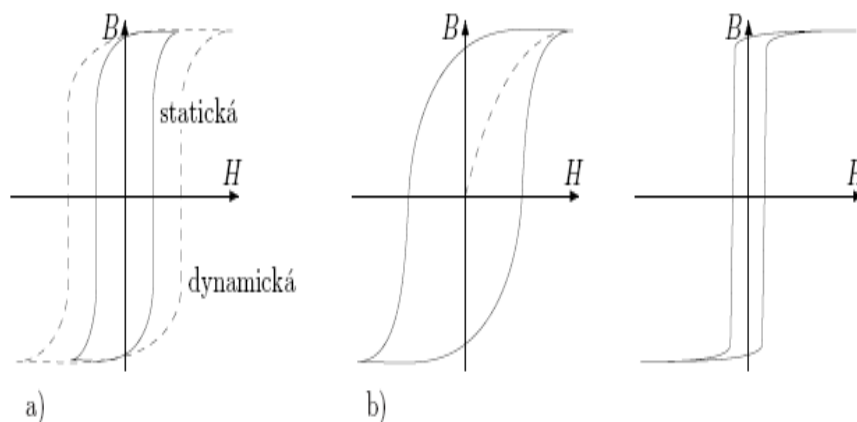
kde \mathbf{M} je **vektor magnetizace** látky, m_r je **relativní permeabilita**. Permeabilita **vakua** m_0 má hodnotu $m_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$. Součin $m = m_r m_0$ se označuje jako permeabilita prostředí. Relativní permeabilita udává, jak látkové prostředí ovlivňuje vnější (budící) magnetické pole. Je-li totiž látkové prostředí vloženo do magnetického pole, dochází mezi polem a elektrony k interakci, která vede k částečné orientaci elementárních smyček atomárních proudů do směru magnetického pole, ovšem s orientací závislou na látkové podstatě. To může vést jak k zesílení, tak zeslabení magnetického pole. Podle magnetických vlastností se látky dělí do tří skupin (viz kapitola 2):

- látky **diamagnetické** mají konstantní permeabilitu $0 < m_r < 1$, která bývá jen nepatrně menší než jedna. Neexistuje materiál, který by měl $m_r = 0$ a byl tudíž zcela nemagnetický (analogie izolantu v elektrickém poli). Diamagnetický materiál je vždy z magnetického pole vypuzován.
- látky **paramagnetické** mají konstantní permeabilitu $m_r > 1$ a magnetické pole mírně zeslabují.
- látky **feromagnetické** mají permeabilitu $m_r \gg 1$, která je závislá na intenzitě magnetického pole, $m_r = f(H)$, a závislost bývá nelineární.

Charakterizace látky není absolutní, protože permeabilita závisí na teplotě - existuje **Curieho teplota** (viz kapitola 2.4), nad kterou se feromagnetický materiál stává paramagnetikem.

3.2 Magnetizační charakteristiky

Grafické vyjádření závislosti (3.1) v případě látkového prostředí se nazývá **magnetizační charakteristika** (obr. 3-2). V případě feromagnetických látek je magnetizační charakteristika nelineární a projevuje se v ní **hystereze**, proto se nazývá hysterezní křivkou (smyčkou). **Statická hysterezní smyčka** odpovídá vztahu (3.1), měnila se intenzita magnetického pole *velmi pozvolna* (kvazistacionárně) od $-H$ do $+H$ a zpět. Při střídavém magnetování se tvar hysterezní smyčky feromagnetického materiálu mění vlivem vířivých proudů a dostáváme **dynamickou hysterezní smyčku**. Její tvar již není dán pouze magnetickými vlastnostmi materiálu, ale i jeho tloušťkou, měrným odporem a kmitočtem magnetování. Zvětšení plochy dynamické hysterezní smyčky odpovídá ztrátám vznikajícím indukovanými vířivými proudy. Při velmi nízkých kmitočtech střídavého magnetování (např. 10 Hz) odpovídá dynamická hysterezní smyčka statické hysterezní smyčce.



Obr. 3-2: Hysterezní smyčka a) statická a dynamická, b) magneticky tvrdého a měkkého materiálu.

Magneticky tvrdé materiály mají hysterezní smyčku s velkou plochou (např. materiály pro trvalé magnety), magneticky měkké materiály mají hysterezní křivku úzkou a strmou (např. transformátorové plechy, kotvy elektromotorů aj.).

3.2.1 Význačné body a vlastnosti magnetické křivky

Na hysterezní smyčce lze definovat několik významných bodů či oblastí:

1. **Křivku prvotní magnetizace** získáme, když budeme magnetickým polem plynule se zvětšujícím od nuly až do nasycení magnetovat materiál, který byl předem dokonale odmagnetován. Křivka prvotní magnetizace musí vycházet z počátku souřadnic a lze ji rozdělit na několik oborů (obr. 3-2-1). V oblasti slabých magnetických polí (obor I) dochází k vratnému narůstání objemu těch Weissových domén, jejichž směr spontánní magnetizace je nejbližší ke směru působícího magnetického pole (obr.3-2-1a,b), aniž by se měnil směr jejich magnetizace. Domény se zvětšují na úkor jinak orientovaných domén. V oboru II, v níž křivka probíhá nejstrměji, dochází k *nevratným* přeskokům částí oblastí sousedících s oblastí nejpříznivěji orientovanou, až bude (obr. 3-2-1c) v celém objemu magnetované látky dosaženo stejné magnetizace (stále nedochází ke změně jejího směru). V oborech I a II tedy vzrůstá celková magnetizace látky posouváním hranic mezi jednotlivými spontánně orientovanými ob-

lastni. Posouvání hranic v oboru II se nazývá **Barkhausenův jev** a při detailním zakreslení křivky prvotní magnetizace se projeví stupňovitým průběhem. Experimentálně lze tento jev pozorovat při rychlé změně magnetického pole v daném oboru, při kterém se v cívce navinuté okolo látky indukují napěťové impulzy, vytvářející šum. V oboru III dochází k natočení směru magnetizace v celém tělese do směru působícího magnetického pole (obr. 3-2-1d), v okamžiku shodné orientace dochází k **nasycení** a při vzrůstu budícího magnetického pole už látka nepřispívá ke zvyšování magnetické indukce. Dojdeme-li s magnetizací až do oboru III, získáme maximální hysterezní smyčku. Přerušíme-li magnetizaci dříve, bude závislost $B = f(H)$ při poklesu intenzity opisovat jinou hysterezní křivku, která bude mít podobný tvar, ale menší plochu i krajní hodnoty B a H . Je-li materiál podroben střídavé magnetizaci s rostoucí intenzitou, nebude závislost $B = f(H)$ probíhat po křivce prvotní magnetizace, ale bude probíhat po malých hysterezních smyčkách, jejichž postupně rostoucí vrcholy budou opisovat **komutační křivku**.

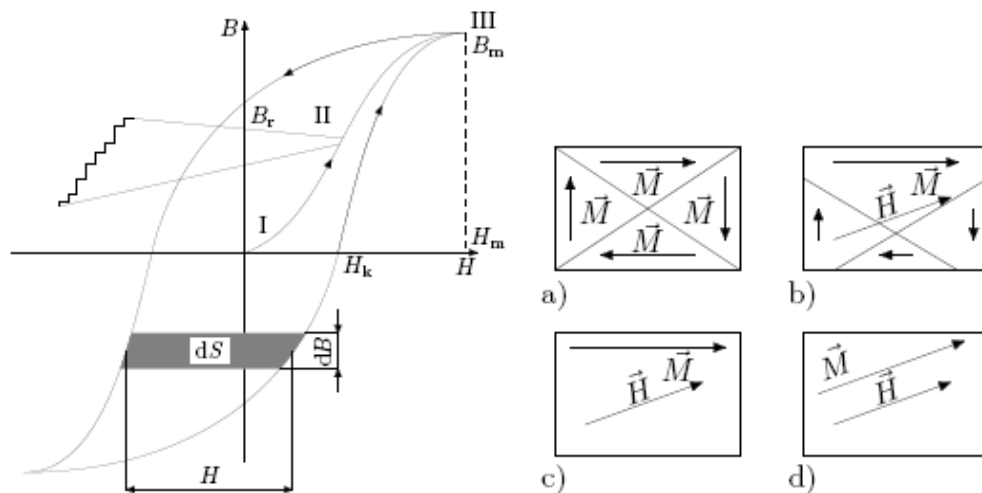
2. **Stav nasycení** je určen hodnotou magnetické indukce nasycení B_s , což je pořadnice bodu na křivce prvotní magnetizace při takové intenzitě magnetického pole, při níž jsou hysterezní smyčky pro libovolné $H > H_s$ totožné.
3. **Koercitivní síla** H_K odpovídá průsečíku kladné osy H s maximální hysterezní smyčkou. Je to intenzita pole, potřebná k dosažení stavu $B=0$ po předcházejícím zmagnetování do nasycení. Do velikosti je koercitivní síla stejná pro oba průsečíky $+H_K$ a $-H_K$ a udává se vždy absolutní hodnotou (bez znaménka).

Koercitivní síla je velmi důležitá veličina a je kritériem pro rozdělení materiálů na magneticky tvrdé a měkké materiály (kapitola 2.5). U magneticky tvrdých materiálů dosahuje velikosti až asi $H_K = 1,5 \cdot 10^5$ A/m a u měkkých materiálů klesá až asi na $H_K = 0,2$ A/m. Měří se tedy v poměru až asi 1:10⁶.

Podle koercitivní intenzity lze usuzovat i na permeabilitu materiálu. Široká hysterezní smyčka s velkou koercitivní intenzitou H_K odpovídá zvolna stoupající křivce prvotní magnetizace a tedy také malé maximální permeabilitě. Úzké hysterezní smyčky s malou koercitivní intenzitou odpovídá strmá křivka prvotní magnetizace a také velká maximální permeabilita. Koercitivní síla je velmi důležitá pro magneticky měkké materiály, u nichž se usiluje o dosažení co nejmenší koercitivní intenzity

(tj. velké permeability). Je důležitá i pro posouzení magneticky tvrdých materiálů, u nichž se usiluje o dosažení velké koercitivní intenzity (spolu s velkou remanencí a velkým energetickým součinem). Jak uvidíte dále, je koercitivní síla důležitá i pro posouzení hysterezích ztrát materiálu při střídavém magnetování, neboť tyto ztráty jsou dány plochou hysterezní smyčky, která závisí hlavně na šířce smyčky, tj. na koercitivní intenzitě.

4. **Remanentní magnetická indukce** B_r , odpovídá indukci, kterou bude látka vykazovat po odstranění vnějšího magnetického pole, tj. v případě poklesu intenzity na $H = 0$. Její hodnota je dána průsečíkem kladné osy B s hysterezní smyčkou. Magneticky tvrdé materiály mají smyčky s velkou plochou, proto je i průsečík relativně vysoko a takový materiál proto může působit jako trvalý magnet.



Obrázek 3-2-1: Křivka prvotní magnetizace a změny Weissových domén.

Při střídavém magnetování feromagnetické látky vznikají ztráty energie (kapitola 3.3) – zdroj magnetizačního proudu dodává energii na vytvoření magnetického pole, která se v magnetovaném materiálu zčásti mění na teplo. Ztráty energie vznikají jednak pochody probíhajícími ve feromagnetiku při změnách Weissových domén (hysterezní ztráty), jednak vířivými proudy indukovanými střídavým magnetickým tokem ve vodivém materiálu. Druhá složka ztrát závisí na elektrickém odporu materiálu, proto se např. transformátory nedělají z jednoho kusu materiálu, ale skládají se z jednotlivých plechů malé tloušťky, čímž vzroste jejich odpor.

Z teorie je známo, že energie magnetického pole je dána vztahem $W_m = \int HdB$.

Určíme-li geometricky „plochu“ hysterezní smyčky S_h , získáme výraz:

$$S_h = \oint HdB, \quad (3.2.1)$$

kteřý lze po srovnání interpretovat jako změnu energie magnetického pole, a tedy jako práci vynaloženou zdrojem magnetizačního proudu během jednoho magnetizačního cyklu na přemagnetování jednotkového objemu materiálu. Tato práce se často označuje jako měrná ztrátová energie w_z . Po dosazení jednotek intenzity a indukce dojdeme k závěru, že plochu hysterezní smyčky je třeba vyjadřovat v jednotkách Jm^{-3} .

Pro použití feromagnetických materiálů v elektrotechnice (např. jádra cívek, magnetické obvody transformátorů apod.) se tyto materiály zpracovávají do různých tvarů s různými geometrickými rozměry. U konkrétních jader není magnetický indukční tok v různých místech průřezu jádra konstantní veličinou a rovněž není snadné stanovit přesnou délku střední magnetické indukční čáry magnetického obvodu. Proto výrobci pro usnadnění výpočtů udávají pro konkrétní jádra efektivní magnetický průřez jádra a efektivní délku střední indukční čáry, které jsou určeny měřením. Pro usnadnění návrhu cívek s feritovými jádry se používá pro stanovení počtu závitů z nutných k dosažení indukčnosti L vztah:

$$L = A_L z^2, \quad (3.2.2)$$

v němž vystupuje **činitel indukčnosti** A_L který odpovídá indukčnosti, kterou by měla jednozávitová cívka daného tvaru a velikosti, umístěná v dané poloze. Činitel indukčnosti bývá navržen tak, aby jádro nebylo přesyceno ($H < 0,4Am^{-1}$). Dalším důležitým parametrem feromagnetických materiálů je **počáteční permeabilita** $m_{r_{poč}}$ což je relativní permeabilita v počátku křivky prvotní magnetizace. Je dána vztahem

$$m_{r_{poč}} = \frac{1}{m_0} \left(\frac{B}{H} \right)_{H \rightarrow 0} = \frac{1}{m_0} tg a, \quad (3.2.3)$$

kde $tg a$ je směrnice tečny ke křivce prvotní magnetizace vedené v počátku. Počáteční permeabilita a činitel indukčnosti jsou základními parametry feritových jader a jsou na nich vždy číselně vyznačeny.

3.3 Celkové ztráty

Feromagnetická uzavřená jádra se používají jako magnetické obvody transformátorů. I když transformátory jsou elektrické stroje pracující s velkou účinností, vznikají při transformaci kromě hysterezních ztrát v jádře transformátoru ještě další ztráty energie způsobené nenulovým odporem cívek a také vznikem vířivých proudů v materiálu jádra transformátoru, které se nachází ve střídavém magnetickém poli. Tyto ztráty rostou s frekvencí magnetování, což způsobí rozšíření dynamické hysterezní smyčky při vyšších frekvencích.

Celkové ztráty v transformátoru lze rozdělit podle místa vzniku:

- ztráty P_R ve vinutí cívek vznikající vlivem odporu vinutí,
 - ztráty P_j ve feromagnetickém jádře, které jsou dvojího druhu
1. ztráty hysterezí P_h , které vznikají ve feromagnetiku při změnách Weissových domén magnetovaného materiálu,
 2. ztráty vířivými (Foucaultovými) proudy P_v , které vznikají indukcí vířivých proudů ve vodivém materiálu jádra transformátoru.

Celkové ztráty P_j v jádře při magnetování střídavým proudem jsou součtem obou složek $P_j = P_h + P_v$ a způsobují oteplení jádra. V případě nezatíženého transformátoru je lze vyjádřit jako činný výkon proudu v primárním vinutí

$$P_j = \frac{1}{T} \int_0^T u_1 i_1 dt., \quad (3.3.1)$$

Vyjádříme-li u_1 a i_1 z předešlých rovnic jako

$$u_j = N_1 S \frac{dB}{dt}, i_1 = \frac{Hl}{N_1}, \quad (3.3.2)$$

$$P_j = \frac{1}{T} \int_0^T N_1 S \frac{dB}{dt} \frac{Hl}{N_1} dt = fV \int_0^T H \frac{dB}{dt} dt = fV \oint H dB = fV S_{h_{dyn}}, \quad (3.3.3)$$

kde $V = Sl$ je objem jádra a $S_{h_{dyn}}$ je plocha dynamické hysterezní smyčky. Pokud střídavé magnetování probíhá při nízkých kmitočtech (např. $f = 10\text{Hz}$), neuplatňují se ztráty vířivými proudy a dynamická hysterezní smyčka je téměř totožná se statickou hysterezní smyčkou, tj. $S_{h_{stat}} = S_{h_{dyn}}$.

Pak

$$P_h = fVS_{h_{stat}}. \quad (3.3.4)$$

Při vyšších frekvencích magnetování se ztráty vířivými proudy uplatní a plocha hysterezní smyčky vzroste a celkové ztráty v jádře budou

$$P_h + P_v = fVS_{h_{dyn}}, \quad (3.3.5)$$

Z předchozích rovnic lze určit velikost ztrát vířivými proudy

$$P_v = fV(S_{h_{dyn}} - S_{h_{stat}}). \quad (3.3.6)$$

Pokud se u vířivých proudů výrazně neuplatňuje povrchový jev (skinefekt), roste rozdíl $S_{h_{dyn}} - S_{h_{stat}}$ přibližně přímo úměrně frekvenci magnetování, takže výkon nutný ke kompenzaci ztrátového výkonu P_v roste s druhou mocninou frekvence, kdežto výkon nutný ke kompenzaci hysterezních ztrát roste přímo úměrně frekvenci.

3.4 Měření dynamických hysterezních křivek

Chceme-li změřit hysterezní křivky látky, můžeme postupovat tak, že z ní vytvoříme jádro cívky a budeme měřit proudové a napěťové poměry v obvodu. Z konstrukčních důvodů je vhodné na jádro navinout dvě cívky a sestavit tak transformátor (jádro transformátoru tvoří uzavřený magnetický obvod). Velikost intenzity magnetického pole podle Ampèrova zákona celkového proudu je

$$H = \frac{N_1 i_1}{l}, \quad (3.4.1)$$

kde N_1 je počet závitů první cívky, i_1 je proud tekoucí první cívkou a l je délka střední magnetické indukční čáry. Napětí, které se indukuje ve druhém obvodě (na sekundárním vinutí) je dle indukčního zákona

$$u_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} = -N_2 \frac{d(BS)}{dt} = -N_2 S \frac{dB}{dt}, \quad (3.4.2)$$

kde N_2 je počet závitů druhé cívky, Φ je indukční tok a S je průřez jádra.

Hysterezní křivku vyšetřovaného jádra můžeme zobrazit např. pomocí osciloskopu, k tomu ovšem potřebujeme získat napěťové signály, které budou úměrné H a B .

3.5 Měření křivky prvotní magnetizace

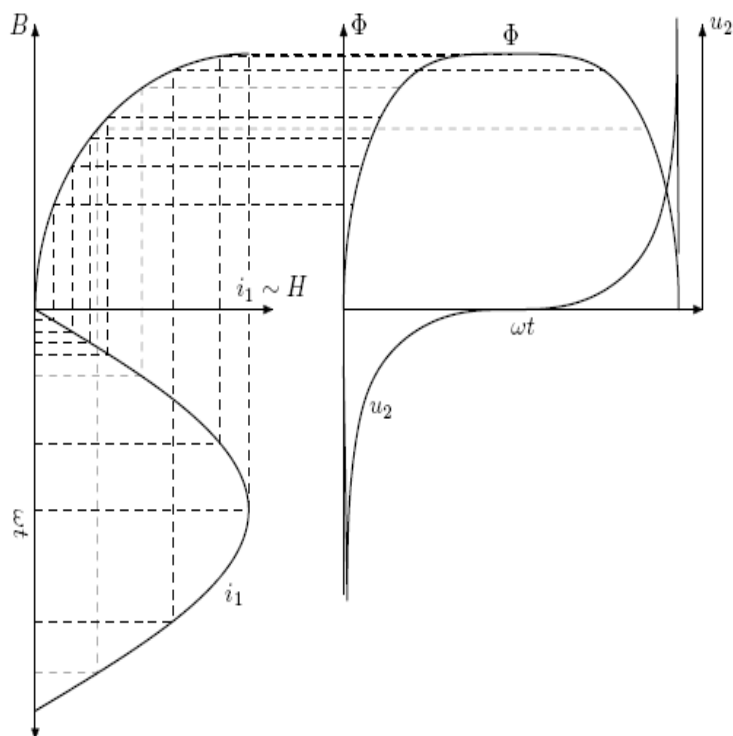
Měření křivky prvotní magnetizace je poměrně obtížné, proto se častěji měří komutační křivka, která se při stejnosměrném nebo nízkofrekvenčním magnetování jen nepatrně liší od křivky prvotní magnetizace. **Komutační křivka** je křivkou, na níž leží vrcholy všech ustálených souměrných hysterezních smyček získaných při různých vrcholových hodnotách H_m magnetické intenzity.

Intenzita magnetického pole H je přímo úměrná budícímu proudu v primárním vinutí transformátoru. Závislost magnetické indukce B na H je však u feromagnetických látek výrazně nelineární, což způsobí neharmonický průběh některých veličin v obvodu transformátoru. Které veličiny budou neharmonické závisí na způsobu buzení transformátoru. Uvažujme proto dva případy:

1. Zařadíme-li do primárního obvodu transformátoru dostatečně velký odpor R_0 ($R_0 \gg RL_{1w}$), pak z generátoru harmonického napětí bude do primárního vinutí transformátoru téci harmonický proud i_1 a proto i intenzita H magnetického pole v jádře transformátoru bude mít harmonický průběh. Efektivní hodnotu proudu I_1 v primárním vinutí můžeme změřit běžným ampérmetrem na střídavý proud. Maximální hodnota magnetické intenzity H_m pak bude

$$H_m = \sqrt{2} \frac{N_1 I_1}{l}, \quad (3.5.1)$$

kde I_1 je efektivní hodnota proudu udávaná ampérmetrem. V tomto případě nebude mít magnetická indukce B harmonický průběh a totéž bude platit pro magnetický indukční tok Φ v jádře transformátoru a napětí indukovaná v cívkách transformátoru. Časový průběh magnetické indukce B (tedy i toku $\Phi = SB$) v jádře transformátoru při jeho buzení harmonickým proudem i_1 je graficky odvozen na obr. 3-5-1, v němž pro jednoduchost byla hysterezní křivka nahrazena křivkou prvotní magnetizace. Z časového průběhu indukčního toku lze derivací odvodit průběh napětí u_2 , které má silně neharmonický průběh.



Obr. 3-5-1: Buzení harmonickým proudem

2. Jiná situace nastává při napájení transformátoru z tvrdého zdroje harmonického napětí při zanedbatelném odporu a reaktanci primárního obvodu transformátoru. Pak je časový průběh magnetického indukčního toku Φ i indukovaného napětí u_2 harmonický, ale primárním obvodem procházející proud i_1 je neharmonický (obr. 3-4-2). Můžeme tedy určit maximální hodnotu magnetické indukce B_m v jádře transformátoru výpočtem ze změřené efektivní hodnoty napětí U_2 , protože lze psát

$$u_2(t) = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} = -N_2 S \frac{dB}{dt} = -N_2 S \frac{d}{dt} B_m \sin \omega t = -N_2 S B_m \omega \cos \omega t, \quad (3.5.2)$$

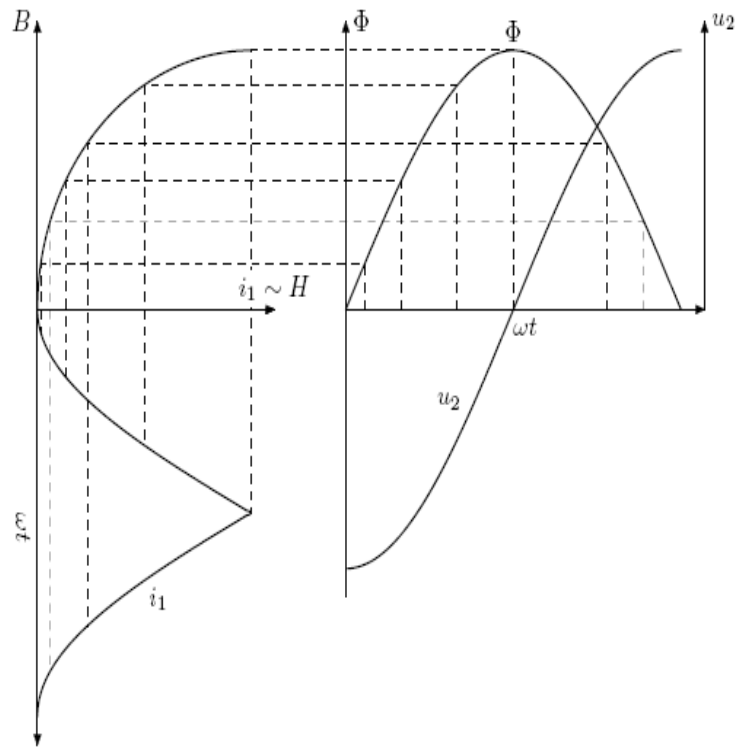
z čehož lze určit vztah mezi maximální indukcí a efektivní hodnotou U_2 udávanou voltmetrem

$$B_m = \frac{U_{m2}}{2pN_2Sf} = \frac{\sqrt{2}}{2p} \frac{U_2}{N_2Sf} = \frac{U_2}{4,44N_2Sf}, \quad (3.5.3)$$

Maximální hodnotu intenzity H_m můžeme určit ze vztahu

$$H_m = \frac{N_1 I_{m1}}{l}, \quad (3.5.4)$$

kde I_{m1} je vrcholová hodnota proudu i_1 .



Obr. 3-5-2: Buzení harmonickým napětím

4. Měřicí metody a příprava vzorku

K měření vlastností feromagnetických materiálů i k měření vlastností výrobků z těchto materiálů (např. jader a součástí magnetických obvodů) se používá v podstatě stejných měřicích metod. Jsou zde však důležité rozdíly, týkající se úpravy vzorku a podmínek měření.

4.1 Měření vlastností materiálu

Účelem těchto měření je získat hodnoty veličin charakterizující daný materiál, jichž je třeba k stanovení jakosti materiálu a k jeho použití (k výpočtům magnetických obvodů tohoto materiálu).

Základním požadavkem zde je, aby měření probíhalo způsobem, odpovídajícím definici měřené veličiny, a aby se ve výsledku neprojevil vliv výběru, velikosti a úpravy vzorku.

To znamená, že nestačí jen správně změřit vlastnosti daného vzorku a že je třeba též zaručit, aby vlastnosti vzorku odpovídaly vlastnostem zkoušeného materiálu. Je třeba vyloučit vlivy, dané tvarem magnetického obvodu vzorku (rozptylové toky, nehomogenita pole ve vzorku), a změny vlastností, vznikající při přípravě vzorku (např. změny vznikající mechanickým namáháním materiálu při oddělování vzorku nebo při vlastním měření).

Konečně je třeba počítat s tím, že měřený materiál je vždy více či méně nestejnorodý. Mají-li se zjistit vlastnosti, musí se měřit buď větší počet jednotlivých vzorků vhodně vybraných (např. z různých tabulí plechu a přitom též z různých míst téže tabule), nebo se musí měřit vzorek složený z mnoha takových dílčích vzorků. První způsob dovoluje zjistit i stupeň nestejnorodosti materiálu, je však velmi pracný. Nelze tedy vždy dát přednost citlivým metodám pracujícím s velmi malými vzorky (např. s jednotlivými pásky plechu) před metodami pracujícími s rozměrnými a těžkými složenými vzorky, které udávají průměrné hodnoty.

Dodržení všech podmínek správného měření vlastností materiálu je nesnadné, a proto tato měření patří k neobtěžnějším měřením a vyžadují velké zkušenosti a pečlivost.

4.2 Měření vlastností výrobku

Účelem těchto měření je zjistit hodnoty veličin charakterizující výrobek (magnetický obvod nebo jeho součást) určitého tvaru a z určitého materiálu.

Je patrné, že měření magnetických vlastností výrobků bude zpravidla snadnější než měření magnetických vlastností materiálů. Není třeba zde vyloučit vliv rozptylu a nehomogenity pole vzorku a naopak je třeba, aby tento vliv byl ve výsledku zahrnut. Základním požadavkem správnosti měření zde je, aby způsob měření odpovídal způsobu použití měřeného výrobku.

4.3 Přesnost měření

Při běžném měření vlastností feromagnetických materiálů a výrobků z těchto materiálů nemůžeme nikdy zaručit tak velkou přesnost, jako při běžných přesných měřeních v elektrotechnice (např. na desetiny a setiny procenta, jako při běžných přesných kompenzátorů a odporových můstků). Výjimkou jsou zde jen některá fyzikální měření feromagnetických látek, prováděná za zvláštních podmínek.

Pro běžná technická měření magnetických vlastností materiálu a výrobků však plně stačí přesnost na několik procent. Větší přesnost by byla zcela zbytečná. Měřené vlastnosti degradují samovolně i stárnutím materiálu. Z toho však nelze vyvodit závěr, že je zbytečné se podrobně zabývat otázkou přesnosti a chyb těchto měření. Je to nutné, abychom se vyhnuli značně velkým chybám, několik desítek a někdy i několik set procent, které nejsou při těchto měřeních žádnou vzácností.

Příčiny potíží a chyb (hlavně při měření vlastností materiálu) jsou tyto:

1. Reluktance vzduchových mezer v dělených nebo neuzavřených magnetických obvodech, které vyvolávají rozptylové toky a nehomogenitu pole vzorku, a které jsou příčinou toho, že intenzitu pole nelze určit z magnetizačního proudu.
2. Nestejnorodost materiálu, která vyvolává nepravidelné a těžko kontrolovatelné rozptylové toky a je jednou z příčin nesouhlasu výsledků měření téhož materiálu při použití různých měřicích metod nebo různých vzorků.
3. Nelineární charakteristika hystereze feromagnetických materiálů, které způsobují závislost výsledku na postupu magnetování.
4. Nestálost vlastností feromagnetických materiálů. Tyto vlastnosti se mění jednak samovolně (stárnutí materiálu), jednak působením mnoha činitelů (tepelné zpracování, mechanické namáhání při oddělování vzorku i při vlastním měření apod.).

To vše je nejen příčinou často značných chyb měření, ale i příčinou toho, že určení a ověření přesnosti měření je velmi obtížné. Podle běžně používané definice je přesnost měření dána poměrnou chybou δ , vyjádřenou buď v procentech naměřené hodnoty N , nebo v procentech skutečné hodnoty naměřené veličiny S

$$d = \frac{N - S}{N} \cdot 100\% \quad (4.3.1)$$

nebo

$$d = \frac{N - S}{S} \cdot 100\% . \quad (4.3.2)$$

Absolutně přesnou skutečnou hodnotu S nelze ovšem nikdy zjistit, a proto se nahrazuje hodnotou zjištěnou jiným, značně přesnějším měřením.

Údaje přesnosti měřicích metod a zařízení, které jsou uváděna v literatuře a v cenících výrobců přístrojů, se musí přijímat velmi kriticky. Velmi často jsou tyto údaje příliš optimistické nebo příliš neúplné.

Vždy je třeba uvést, za jakých podmínek a v jakém rozsahu udaná přesnost platí. Jde-li o měření charakteristik materiálu $B = H(f)$, je třeba uvést přesnost měření obou veličin, B i H . Údaje přesnosti určitého konkrétního měřicího zařízení musí být samozřejmě podrobněji specifikována než všeobecné údaje o dosažitelné přesnosti některé měřicí metody.

Dále je třeba uvést, jak byla přesnost stanovena, tj. co bylo vzato za základ při stanovení chyb.

Velmi často je údajem přesnosti míněna jen reprodukovatelnost výsledků. Tj. shoda opakovaných měření na témže nebo na shodném měřicím zařízení. Dobrá reprodukovatelnost výsledků je sice velmi důležitá, ale neříká nic o soustavných chybách měření.

Jindy se udává přesnost srovnáním s jinou metodou, která se přitom mlčky považuje za absolutně správnou. Toho lze např. použít, má-li se poměrně přenášet, ale pracná laboratorní metoda nahradit rychlou provozní metodou. Přitom ovšem má být vždy řečeno, které metody se použilo jako srovnávací.

Konečně lze přesnost stanovit z přesnosti jednotlivých měřicích přístrojů, použitých v daném zapojení, popř. i s uvážením dalších chyb, daných vlastnostmi použitého magnetického obvodu. Tento způsob se hodí pro malý počet základních měřicích me-

to, u nichž lze důvodně předpokládat, že chyby přístrojů tvoří hlavní složku chyb měření.

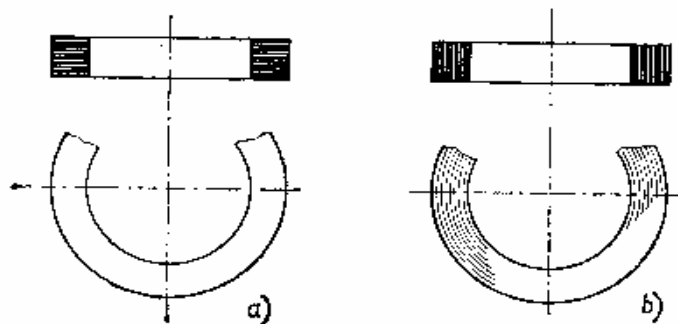
4.4 Uzavřené vzorky

Správná úprava vzorku je důležitá při měření vlastností feromagnetických materiálů [10]. Při měření vlastností jader a jiných výrobků z těchto materiálů volba úpravy vzorku odpadá, neboť úprava je dána měřeným výrobkem.

K měření vlastností feromagnetických materiálů se používá buď vzorků uzavřených, nebo vzorků otevřených.

Uzavřený vzorek tvoří uzavřený magnetický obvod. Je-li obvod homogenní a magnetovaný rovnoměrně rozloženým vinutím, lze poměrně snadno splnit podmínky správného měření vlastností materiálu, tj. vyloučit rozptylové toky a dosáhnout homogenního pole ve vzorku.

Velkou výhodou uzavřených homogenních vzorků je i to, že intenzitu magnetického pole lze počítat z magnetizačního proudu a dále to, že tyto vzorky jsou málo citlivé na vliv vnějších polí. U uzavřených vzorků lze také určit intenzitu pole z magnetizačního proudu, kdežto u otevřených vzorků se musí většinou přímo měřit. Nejvhodnějším tvarem uzavřených vzorků jsou prstencové vzorky, které mohou být z plného materiálu, vrstvené z plechů (z ražených plechů tvaru mezikruží, obr. 4-4a) nebo vinuté z tenkého pásu (obr. 4-4b). Prstény podle obr. 4-4a jsou vhodné k měření neorientovaných plechů (tj. s malou anizotropií), chceme-li změřit průměrné vlastnosti pro všechny směry magnetování (vzhledem ke směru vláken materiálu). U orientovaných materiálů, kde chceme zjistit vlastnosti jen pro magnetování ve směru vláken (ve směru válcování), je třeba použít prstenu podle obr. 4-4b.



Obr. 4-4: Prstenvý uzavřený vzorek, a) skládaný z mezikruží, b) vinutý z plechů

4.4.1 Prstencové vzorky

Jak již bylo řečeno, jsou z hlediska přesnosti měření nejvhodnější uzavřené vzorky tvaru prstenu. U těchto vzorků se počítá intenzita pole z magnetizačního proudu podle vztahu

$$H = \frac{N \cdot I}{l_s} \quad [A/m, A, m] \quad (4.4.1)$$

kde N je počet závitů magnetizačního vinutí,

I magnetizační proud,

l_s střední délka obvodu (délka střední silové čáry v prstenu).

Střední délka je $l_s = 2\pi r_s$, kde r_s je střední poloměr prstenu. Přesněji řečeno je r_s poloměr, na němž leží těžiště průřezu.

I u prstencových vzorků se mohou projevit některé rušivé vlivy, které porušují homogenitu pole vorku a způsobují chyby měření. Jsou to tyto vlivy:

1. Vliv vzduchových mezer u prstenu vinutých z pásu.
2. Nehomogenita pole při velkém rozdílu mezi vnitřním a vnějším průměrem prstenu.
3. Nehomogenita pole při nerovnoměrně rozloženém magnetizačním vinutí.

4.4.2 Vzduchové mezery u vinutých prstenu

Vinuté prstenu podle obr. 4-4-1b mají vždy určitou vzduchovou mezeru, i když nejsou přerušené (rozříznuté). Závity pásu jsou vinuty ve spirále, tj. v neuzavřené křivce, kdežto indukční čáry magnetického pole prstenu jsou uzavřené křivky. Magnetický tok musí přecházet z jednoho závitu prstenu na druhý. Závity k sobě nepřiléhají zcela přesně, na povrchu pásu je izolační vrstva k omezení vířivých proudů, vrstva kysličníku apod., takže jsou mezi nimi mezery, jejichž reluktance se přičítá k reluktanci feromagnetické části prstenu.



Obr. 4-4-2: Vzduchové mezery u prstenu vinutých z pásů

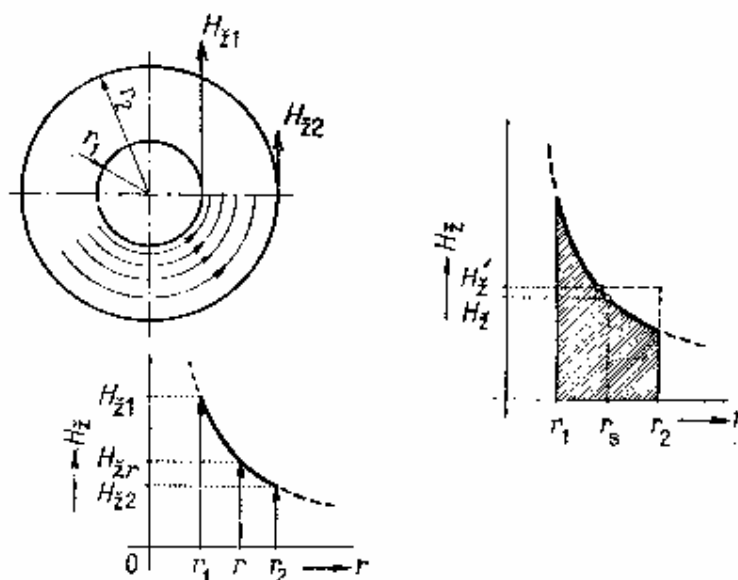
4.4.3 Velký rozdíl mezi vnitřním a vnějším průměrem prstenu

Při měření prstencových vzorků se vždy určuje celkový tok vzorku (z napětí indukovaného v měřicím vinutí) a z toho se počítá indukce $B = \Phi/S$, tj. průměrná indukce z celého průřezu.

Tomu však neodpovídá intenzita pole H , stanovená podle vztahu 4.4.1 pro střední délku vzorku l_s . Na poloměru r je ve vzorku intenzita pole (obr. 4-4-3)

$$H = \frac{N.I}{2pr} \quad (4.4.3a)$$

tj. intenzita pole je nepřímo úměrná poloměru r . Intenzita pole H pro střední poloměr $r_s = (r_1 + r_2)/2$ je potom menší než průměrná intenzita pole celého průřezu.



Obr. 4-4-3: Nehomogenita pole v prstenu s velkým rozdílem mezi vnitřním a vnějším poloměrem.

Např. pro prsten s obdélníkovým průřezem a s poloměry r_1 a r_2 je skutečná průměrná intenzita pole

$$\begin{aligned}
 H &= \frac{1}{r_2 - r_1} \int_{r_1}^{r_2} H_r dr = \frac{N.I}{2p(r_2 - r_1)} \int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{r} = \\
 &= N.I \frac{\ln \frac{r_2}{r_1}}{2p(r_2 - r_1)} \quad [\text{A/m; A, m}] \quad (4.4.3b)
 \end{aligned}$$

Velikosti chyb vznikajících při použití jednoduchého vzorce 4.4.1 udává tabulka 4-4-3. Chyby uvedené v této tabulce platí pro prsten s obdélníkovým průřezem. Pro prsten s kruhovým průřezem nebo oválným průřezem jsou chyby menší.

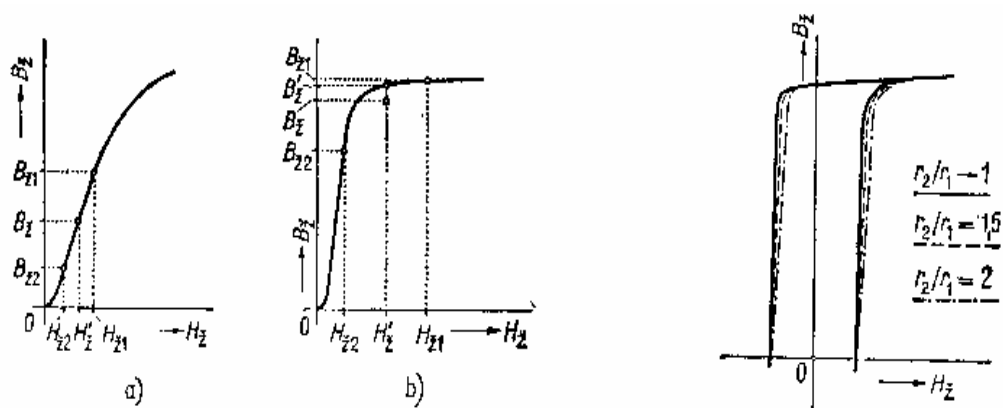
Tabulka 4-4-3: Chyba určení intenzity pole pro prstencový vzorek s obdélníkovým průřezem při různých poměrech r_2 / r_1 .

r_2 / r_1	1	1,2	1,5	2,0	3,0
$H_2' / H_2 r_1$	1,000	1,003	1,014	1,040	1,098
Chyba [%]	0	-0,3	-1,4	-4,0	-9,8

Je patrné, že chyby lze zanedbat, pokud se používá prstenu s poměrem r_2 / r_1 menším než asi 1,2. Proto norma ČSN 345675 předepisuje minimální vnitřní poloměr prstenu $r_1 = 0,8r_2$.

Při velkém rozdílu mezi vnitřním a vnějším průměrem prstenu vznikají ještě další přídavné chyby, způsobené nelineární charakteristikou feromagnetických materiálů, které nelze odstranit ani použitím přesnějšího vzorce 4.4.3b. Jednotlivé vrstvy prstenu, které mají různé intenzity pole, mají pracovní body v různých místech charakteristiky odpovídajících různým permeabilitám. Tím vzniká zkreslení měřených charakteristik, které je závislé nejen na poměru r_2 / r_1 , ale i na tvaru charakteristiky. Zkreslení se projeví tím více, čím větší je křivost charakteristiky.

Zkreslení je nejzřetelnější u pravoúhlých hysterezích smyček. Příklad zkreslení takovéto smyčky při různých poměrech r_2 / r_1 je znázorněn na obr. 4-4-3-1.



Obr. 4-4-3-1: Vznik zkreslení měřených charakteristik při velkém rozdílu mezi vnitřním a vnějším poloměrem prstenu a s různým poměrem poloměrů r_2/r_1 .

Korekce těchto zkreslení je obtížná, a proto se spokojujeme s tím, že zkreslení omezíme použitím prstenu s poměrem r_2/r_1 blízkým jedné. Pro běžné materiály stačí, je-li tento poměr nejvýše asi 1,25, u materiálů s pravoúhloú smyčkou se však musí počítat se zkreslením i při tomto poměru.

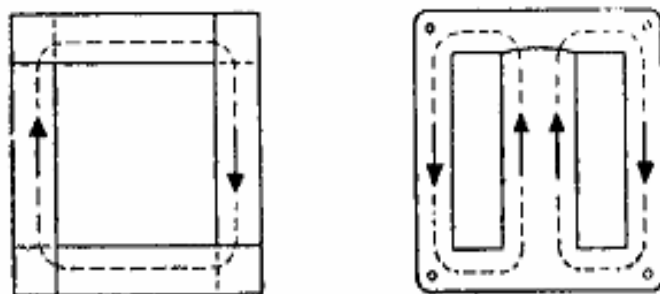
4.4.4 Nerovnoměrné rozložení magnetizačního vinutí

Nerovnoměrné rozložení magnetizačního vinutí po obvodu prstenu vyvolá rozptylové toky a tím nehomogenitu pole vzorku, jež se projeví především při malé permeabilitě vzorku, neboť obvody s velkou permeabilitou lépe soustředí magnetický tok.

Podobně jako nerovnoměrné rozložení vinutí se projeví i příliš malý počet závitů magnetizačního vinutí. Je-li např. 5 závitů magnetizačního vinutí rozloženo po obvodu prstenu délky $l_s = 100\text{mm}$, nelze mluvit o rovnoměrném rozložení magnetomotorické síly po obvodu. I zde se projeví chyby hlavně u vzorků s malou permeabilitou. Vzorky s malou permeabilitou a s malým počtem závitů se vyskytují např. při vysokofrekvenčních měřeních.

4.4.5 Jiné tvary uzavřených vzorků

Podobné zásady jako prstencové vzorky platí i pro jiné uzavřené vzorky, např. pro čtvercový obvod podle obr. 4-4-5a složený z rovných pásků plechu s přeplátováním styků, nebo pro jádro podle obr. 4-4-5b.



a)

b)

Obr.4-4-5: Jiné tvary uzavřených vzorků

Měření na takových vzorcích je vždy méně přesné než měření na prstenu, neboť nelze přesně stanovit správnou délku obvodu l_s (nutno odhadnout podle předpokládaného rozložení toku) a v rozích obvodu je vždy nehomogenní pole.

Uplatní se také přídavné reluktance vzduchových mezer v místě přerušení. Podobně jako u vinutých prstenu je vliv těchto vzduchových mezer malý, pokud jsou styky přepřátovány a pokud může tok přecházet z jednoho plechu na druhý v celé ploše plechů. Přehled vzorců pro výpočet přídavné reluktance vzduchových mezer takových obvodů uvádí [10].

Měří-li se však v blízkosti nasycení, nemůže tok obcházet místa přerušení přechodem na sousední plechy. Potom je přepřátování jen málo účinné a reluktance vzduchových mezer je značně větší. To však nemusí příliš vadit, neboť v blízkosti nasycení je i permeabilita materiálu malá a jeho reluktance je velká.

4.5 Otevřené vzorky

Otevřené vzorky jsou vzorky tvaru tyčí a pásů, popř. tvaru elipsoidu (pro magnetometrická měření). Magnetický tok otevřeného vzorku se uzavírá buď vzduchem, nebo přídavným feromagnetickým jhem.

U otevřených vzorků bývá obtížné dosáhnout homogenního pole a intenzitu pole většinou nelze počítat z magnetizačního proudu. Otevřené vzorky (hlavně vzorky magnetované ve vzduchové cívice bez feromagnetického jha) jsou také mnohem citlivější na vliv vnějších polí.

4.6 Vinutí vzorku

U uzavřených prstencových vzorků se obvykle vine měřicí i magnetizační vinutí přímo na vzorek. Jen zřídka se zde používá rozebíratelných prstencových cívek. Zhotovení takových cívek je velmi pracné (má-li se dosáhnout spolehlivé funkce a dodržet malé přechodové odpory mnoha kontaktů), takže se vyplatí jen při měření velkého počtu vzorků téhož rozměru.

Zde si všimněme hlavně vinutí prstencových vzorků. Většinou je na prstenu dvojí vinutí, měřicí a magnetizační. Měřicí vinutí je vždy blíže k jádru (tj. vine se jako první), aby obepínalo co nejmenší tok vzduchem. Pokud lze předpokládat, že vzorek nemá rozptyl, tj. pokud je materiál prstenu stejnorodý a magnetizační vinutí je rovnoměrně rozloženo, nemusí být měřicí vinutí rovnoměrně rozloženo po obvodu. To ovšem neplatí tam, kde se používá jen jednoho vinutí, které je nejen měřicím vinutím, ale magnetizačním.

Jak již bylo řečeno, má měřicí vinutí co nejtěsněji přiléhat ke vzorku. Je však třeba pamatovat na dobrou izolaci vinutí proti vzorku. Elektrické namáhání izolace je sice většinou malé, je zde však velké nebezpečí mechanického poškození izolace. U prstenů s ostrými hranami se velmi často izolace na hranách prořízne a tlakem vrchních vrstev vinutí (magnetizačního vinutí) tak vzniknou zkraty v měřicím vinutí, které způsobí velké chyby měření. Zvláště nebezpečná jsou ostří na hranách u prstenů skládaných z plechů nebo vinutých z pásku. Zde je třeba hrany obložit proužkem silnějšího papíru a teprve potom prsten ovinout izolační tkanicí.

Magnetizační vinutí prstenu musí být rovnoměrně rozloženo po obvodu v jedné nebo několika vrstvách.

Po navinutí prstenu se vždy musíme přesvědčit, zda nejsou ve vinutí zkraty. Především zjišťujeme, zda není zkrat mezi měřicím vinutím a vzorkem (pokud ovšem nejde o nevodivé vzorky). Zkoušíme ohmmetrem, jehož jednu svorku připojíme k měřicímu vinutí a druhou k jádru. Je výhodné, upravíme-li vývody jádra již při vinutí. Je-li vinutí dosti řídké, můžeme tento vývod vytvořit tak, že mezi závity opatrně propíchneme izolaci prstenu jehlou. Zjistíme-li zkrat mezi prstenem a měřicím vinutím, je pravděpodobné, že se zde více zkratů, takže je zkratována část měřicího vinutí.

Podobně zkoušíme i izolaci mezi měřicím a magnetizačním vinutím. Zde je však již malá pravděpodobnost zkratů.

Vývody vinutí musí být upraveny se zřetelem na omezení rušivých indukovaných napětí (zkroucené vodiče).

Vzorky choulostivých materiálů (např. permalloy) nesnášejí mechanická namáhání a tlaky vznikající při vinutí. Mechanické namáhání vyvolá u nich změny magnetických vlastností. Takové vzorky se nesmějí přímo ovíjet; musí být vloženy v ochranném pouzdru, na něž se teprve klade vinutí.

4.7 Odmagnetování vzorku

Vzorek musí být většinou před měřením odmagnetován, tj. zbaven stop předchozího zmagnetování. Výjimkou jsou jen vzorky, jež se měří při tak velkých indukcích, že předcházející zmagnetování nemá žádný vliv.

K odmagnetování se většinou používá střídavého proudu síťového kmitočtu, který se zvolna a plynule snižuje od nejvyšší hodnoty (odpovídající indukci v blízkosti nasycení vzorku) až k nule. K odmagnetování se obvykle používá téhož magnetizačního vinutí nebo magnetizačního záření jako pro vlastní měření. Tyčové vzorky lze odmagnetovat též pomalým vytažením z pole vzduchové cívky napájené střídavým proudem.

Pro magneticky měkké materiály je v normě ČSN EN 34 5675 předepsáno, že odmagnetování má začínat s intenzitou pole rovnou dvacetinásobku koercitivní síly materiálu a pomalé snižování proudu k nule má trvat déle než půl minuty.

U masivních vzorkům zvláště mají-li velkou permeabilitu, se uplatní povrchový jev, který brání proniknutí střídavého toku do vnitřních částí vzorku, tj. brání dokonalému odmagnetování střídavým proudem. Zde je třeba použít nižšího kmitočtu (popř. stejnosměrného, pomalu komutovaného proudu) a dobu odmagnetování přiměřeně prodloužit. Povrchový jev lze omezit též magnetickým přesycením vzorku, začíná-li se odmagnetovávání s velmi malou intenzitou pole, značně větší než předepsaná hodnota.

Pro magneticky tvrdé materiály by dvacetinásobek koercitivní síly odpovídal příliš velkým intenzitám pole. Zde však stačí začínat odmagnetování s intenzitou pole dvakrát až třikrát větší než koercitivní síla.

4.8 Vliv teploty na vzorek

Magnetická indukce a permeabilita většiny feromagnetických materiálů jsou při normální teplotě místnosti poměrně málo závislé na teplotě a měří se při teplotě $20 \pm 2 \text{ }^\circ\text{C}$

až 5 °C. Výjimkou jsou některé značně teplotně závislé materiály (např. slitiny typu permalloy a měkké ferity), které se musí měřit při přesně definované a ustálené teplotě.

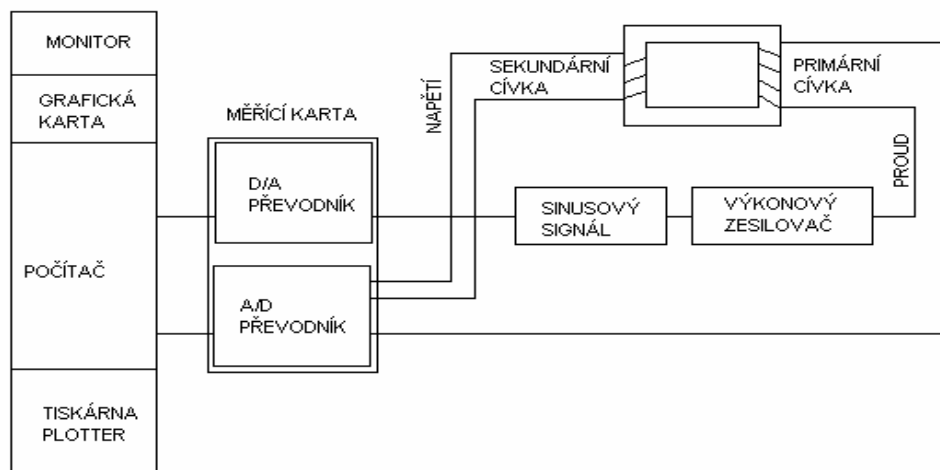
I při měření materiálů málo závislých na teplotě je ovšem třeba vyloučit velké oteplování vzorku, např. oteplování od magnetizačního vinutí při velkých magnetizačních proudcích.

Zjišťují se teplotní závislosti materiálů. Je třeba teplotu přesně udržovat termostatem, nejlépe termostatem s kapalinovou náplní.

5. Měřicí pracoviště

Jak již bylo zmiňováno, měřicí pracoviště se skládá z počítače standardu PC s připojeným externím vstupně výstupním zařízením, nízkofrekvenčního výkonového zesilovače SDA 500 NPN a měřeného vzorku. Schematicky je pracoviště znázorněno na obr. 5. K měřicímu zařízení je nízkofrekvenční zesilovač, který generovaný signál ze zařízení zesílí, aby mohlo být vybuzeno dostatečně velké magnetické pole v magnetickém obvodu. Po průchodu proudu se na sekundární cívce indukuje napětí, které je následně snímáno zařízením. Naměřené hodnoty proudu (na primární cívce) a napětí (na sekundární cívce) jsou zpracovány obslužnou aplikací na počítači. **Celé měřicí pracoviště je nutno umístit z dosahu vodičů protékáných proudem a omezit vznik zemnicích smyček!**

SCHÉMA MĚŘICÍHO PŘÍSTROJE



Obr. 5: Schematické znázornění měřicího pracoviště

5.1 Výběr měřicí karty

V této kapitole popíši výběr měřicí karty. Na katedře elektrotechniky bylo k dispozici několik karet. Dle jejich parametrů jsem z nich vytřídil 2 nejlepší, které by mohli být použity v mé aplikaci. Jedná se o laboratorní kartu PCI-1711 od firmy Adventech (obr. 5-1-1) a o externí měřicí kartu HandyScope HS3 od holandské firmy TiePie. V následujících odstavcích popíši důvody volby těchto karet.

První z měřicích karet jsem si vybral z několika důvodů. Jmenuji třeba podporu ze strany vývojového prostředí Matlab v podobě Data Acquisition Toolboxu¹. Karta poskytuje 16 single-ended vstupních kanálů s rozlišením 12 bitů, vzorkovací frekvencí 100kS/s (ovšem která závisí na architektuře hardwaru PC a na softwarovém prostředí) a přepěťovou ochranu až do výše 30 V_{P-P}. Dále poskytuje 2 výstupní kanály s rozlišením 12 bitů. Rozsah vstupního a výstupního napětí je softwarově programovatelný. Karta také poskytuje digitální vstupy a výstupy, které ovšem v této aplikaci nejsou používány. Zařízení může být ke kartě připojeno přes převodní člen s rozhraním SCSI 68-F použité jako vstup i výstup z interface a samotná karta je typu plug&play a je plně kompatibilní se slotem PCI rev. 2.2.



Obr. 5-1-1: Laboratorní karta PCI– 1711 s příslušenstvím

Druhá z měřicích karet se jmenuje HandyScope HS3 (obr. 5-1-2). Je to počítačem řízená externí měřicí karta, která se skládá ze čtyř měřicích nástrojů: multimetru, osciloskopu, spektrálního analyzátoru a přechodného zaznamenávacího modulu. K dispozici je také generátor signálu nezávislý na měřicím systému.

Karta mě zaujala hned téměř vším, co umožňuje. Jmenuji opět pouze informace důležité pro mou aplikaci. Na rozdíl od karty PCI-1711, která je ze strany Matlabu pod-

¹ Data Acquisition Toolbox poskytuje kompletní sadu nástrojů pro analogový I/O, digitální I/O různých, s počítačem kompatibilních, měřicích zařízení. Umožňuje nakonfigurovat externí hardwarové zařízení, pro vysílání a načítání dat do Matlabu pro jejich bezprostřední analýzu a dále umožňuje jejich vizualizaci. Toolbox poskytuje funkce na vytvoření objektů zařízení, které jsou přímo asociovány s hardwarem. Tyto objekty zahrnují základní vlastnosti, které jsou použitelné pro všechny podporovaný hardware, jako vzorkovací frekvence, trigger a vlastnosti kanálů. Také obsahuje konkrétní vlastnosti uživatelem použitého zařízení a poskytne mu přístup k těmto vlastnostem.

porována Data Acquisition Toolboxem, je komunikace s kartou řešena pomocí knihovny (.dll). Tato karta obsahuje dva vstupní kanály s rozlišením 8, 12, 14 a 16 bitů. Vzorovací frekvence těchto kanálů jsou 10 MHz a vstupní citlivost je od 200 mV do 80 V. Vstupní přepětěťová ochrana je až 200 V (DC + AC špičkově < 10 kHz). Karta dále obsahuje jeden výstupní kanál s rozlišením 14 bitů, vzorkovací frekvencí až 50 MHz a výstupním napětím v rozsahu ± 12 V. Externí zařízení se ke kartě připojují pomocí BNC konektorů a nebo pomocí dvacetipíti pinového konektoru SUB-D (female). Samotná karta komunikuje s PC přes vysokorychlostní USB 2.0 (480 Mbit/s) a tudíž nepotřebuje externí napájecí zdroj.



Obr. 5-1-2: HandyScope HS3

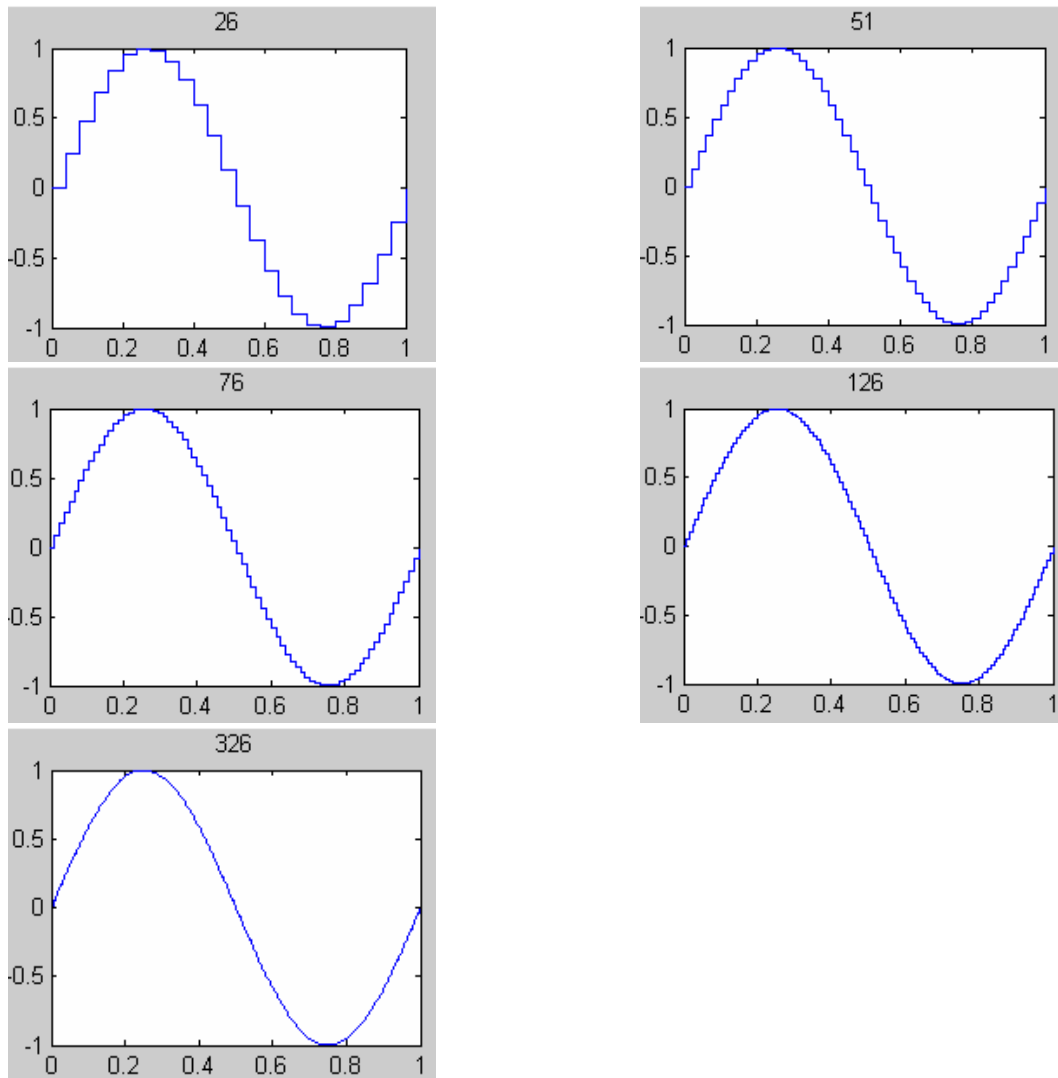
Rozhodnout se pro jednu či druhou kartu bylo částečně komplikované. Při zkoušení karty PCI-1711 v prostředí Matlab jsem narazil na problém výstupní vzorkovací frekvence².

Při testování vstupů a výstupů měřicí karty jsem zjistil, že při frekvenci sinusového signálu vyšší než cca 10 Hz je signál generovaný měřicí kartou velmi hrubě převzorkován. Při bližším zkoumání jsem zjistil, že měřicí karta nedokáže nastavit vzorkovací frekvenci na výstupu karty vyšší než 500 Hz, MATLAB vygeneruje chybové hlášení. Proto pokud bych posílal na výstup karty sinusový signál o frekvenci například 50 Hz, získal bych při nejvyšší dovolené vzorkovací frekvenci (500 Hz) na jednu periodu signálu 10 vzorků. Signál získaný z těchto 10ti vzorků by se ani zdaleka neblížil sinusově.

² Z příkladu vidíme (frekvence 50 Hz a vzorkovací frekvence 500 Hz), že je splněn **Shannonův teorém**. Teorém porovnává frekvenci, kterou se provádí vzorkování spojité veličiny, a nejvyšší frekvenci obsaženou ve vzorkované veličině a tvrdí:

Frekvence vzorkování musí být rovna minimálně dvojnásobku nejvyšší frekvence obsažené ve vzorkované veličině. $F_{vz} \geq 2 \cdot F_{max}$

vému signálu. Pro názornost jsem vygeneroval jednu periodu různě navzorkovaných sinusových průběhů (graf 5-1-2).



Grafy 5-1-2: Navzorkované sinusové průběhy: postupně 26, 51, 76, 126, 326 vzorků

Jako druhou nevýhodu této karty oproti HandyScope HS3 jmenuji komplikovanou manipulaci se vstupy a výstupy karty a jejich rozsahy. V porovnání parametrů obou karet opět vítězí HandyScope HS3. Rozlišení V/V kanálů a vzorkovací frekvence jsou podstatně vyšší a navíc s možností větší míry nastavení, nehledě na snadnou manipulaci s HandyScope HS3 – rychlá instalace a snadná přenositelnost. Kdybych měl jmenovat jednu nevýhodu oproti PCI-1711, tak je to pracnější programovatelnost karty ovšem za

cenu přístupu ke všem vlastnostem karty. Po shrnutí všech výhod a nevýhod obou karet jsem se nakonec jednoznačně rozhodl pro měřicí kartu HandyScope HS3.

5.2 Zesilovač

Pro měření nejširšího spektra vzorků (od laboratorních vzorků až po normalizovaný Epsteinův rám dle ČSN EN 60404-2) jsem musel vhodně dimenzovat zesilovač dle předem stanovených kritérií (intenzita magnetického pole 10 000 A/m a indukčnost magnetického pole cca 2 T).

Ze vzorce (3.5.4), do kterého jsem zadal parametry Epsteinova rámu (tímto vzorkem dle předem vypočtených hodnot teče největší proud), jsem vypočítal maximální proud, který by měl zesilovač dodat, aby mohla být dosažena takto vysoká intenzita magnetického pole. Hodnota tohoto proudu, v tabulce znázorněna barevně, je 13 A (tab. 5-2-1).

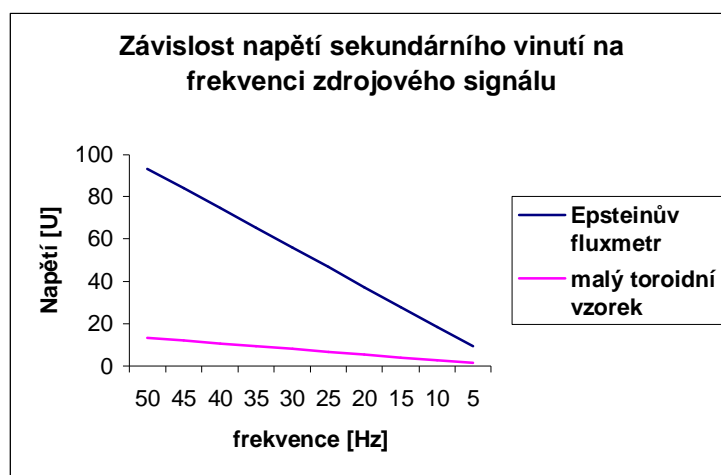
EPSTEINŮV FLUXMETR		MALÝ TOROIDNÍ VZOREK	
střední délka magnetického obvodu - l_s - [m]	0,94	střední délka magnetického obvodu - l_s - [m]	0,173
počet závitů prim. vinutí - N_1	700	počet závitů prim. vinutí - N_1	200
max. intenzita mg. pole - [A/m]	10000	max. intenzita mg. pole - [A/m]	10000
proud tekoucí prim. vinutím - I [A]	9,5	proud tekoucí prim. vinutím - I [A]	6,1

Tab. 5-2-1: Výpočet proudu

Aby bylo možné dosáhnout požadované magnetické indukce 2 T, musí rozkmitové napětí zesilovače minimálně dosáhnout takové hodnoty, aby vyhovovalo vzorci 3.5.3. Závislost napětí na frekvenci pro tuto indukčnost je zobrazena v tab. 5-2-2. Mnou vypočtené nejvyšší napětí (v tabulce znázorněno barevně) pro dosažení takovéto indukčnosti je cca 93 V.

EPSTEINŮV RÁM					
max. indukčnost - B_{\max} [T]	2	2	2	2	2
počet závitů sek. vinutí N_2	700	700	700	700	700
plocha průřezu jádra - S [m ²]	0,0003	0,0003	0,0003	0,0003	0,0003
frekvence měřeného signálu - f [Hz]	50	45	40	35	30
napětí na sek. vinutí - U_2 [V]	93	84	75	65	56
MALÝ TOROIDNÍ VZOREK					
max. indukčnost - B_{\max} [T]	2	2	2	2	2
počet závitů sek. vinutí N_2	200	200	200	200	200
plocha průřezu jádra - S [m ²]	0,0002	0,0002	0,0002	0,0002	0,0002
frekvence měřeného signálu - f [Hz]	50	45	40	35	30
napětí na sek. vinutí - U_2 [V]	13	12	11	9	8

Tab. 5-2-2: Výpočet napětí pro indukčnost 2 T



Graf 5-2-1: Závislost napětí sekundárního vinutí na frekvenci zdrojového signálu

Při návrhu zesilovače jsem vyšel od napájecího zdroje, který se skládá z toroidního transformátoru, můstkového usměrňovače a vyhlazovacích kondenzátorů. Z katalogů výrobců jsem si vybral několik variant toroidních transformátorů, které by byly dostačující v mé aplikaci. Z funkčního a finančního hlediska jsem po vytřídění vybral toroidní transformátor o výkonu 900 VA a s napětím na sekundárním vinutí 4×57 V (efektivní hodnota).

Nyní popíši výpočet potřebný pro výběr zesilovače. V mém případě se tedy velikost napájecího napětí zesilovače rovná $U_{ef} = 57$ V. Od této hodnoty je potřeba odečíst

přibližně 5% ztráty a cca 5 V pro saturaci při můstkovém zapojení. Dle vztahu 5.2.1 se vypočítá přibližná hodnota rozkmitu napětí zesilovače.

$$U_{rozkmítové} = \sqrt{2}U_{ef} 0,95 - 5 \quad (5.2.1)$$

$\sqrt{2}$ v tomto vztahu představuje přepočítání mezi maximální a efektivní hodnotou.

Hodnotu napětí $U_{rozkmítové}$ je potřeba vynásobit dvěma, protože zesilovač pracuje v můstkovém zesílení. Po vypočtení mi vyšla přibližná hodnota tohoto napětí $U_{rozkmítové} = 140$ V.

Mým dalším úkolem bylo vhodně zvolit zesilovač, který by dokázal s takovými hodnotami napětí a proudu pracovat. Na trhu je nepřehledné množství zesilovačů, ale pro použití v této úloze je nutný robustní, spolehlivý a dostatečně výkonný zesilovač. Tyto požadavky mi mohlo zaručit celotranzistorové provedení.

Zesilovače s integrovanými obvody jsou pro toto použití vcelku nevhodné - dávají malý výkon, jsou náchylné ke zničení a nejsou snadno (levně) opravitelné. Tady nemyslím integrovaný obvod v předzesilovači nebo ve vstupních obvodech, ale integrovaný obvod v budiči vlastního výkonového stupně.

V amatérském rádiu (12/98) se mi podařilo sehnat schémata dvou zesilovačů, ale ani jeden zesilovač nevyhověl po konstrukční stránce. U prvního zesilovače bylo ve schématu mnoho chyb co se součástek týče (špatné hodnoty, či jejich úplná absence), dále malé napájecí napětí a pokud bychom šli do detailů, větší zkrácení. Skutečnost, že se ve schématu objevuje mnoho chyb jsem zjistil po náhodném přečtení internetových stránek, týkající se problematiky zesilovačů.

Druhý ze zesilovačů, otištěný v amatérském rádiu 7/97 dle návrhu Karla Bartoňe, jevil také známky nedostatečnosti. Tento zesilovač mě zprvu zaujal svým zařazením do HI-END kategorie. Splňoval mé nároky na spolehlivost, použití lehce dostupných součástek, ověřenou snadnou reprodukovatelnost, jednoduchou nenáročnou mechanickou konstrukci a především poměrně nízkou pořizovací cenu. Zde jmenuji některé parametry: výstupní výkon 350 W, kmitočtový rozsah 2 Hz – 350 kHz/ ± 1 dB, zkrácení 0,05 % při rozsahu 20 Hz až 20 kHz, rychlost přeběhu 200 V/ μ s.

U tohoto zesilovače je vlastní výkonová část řešena komplementárními tranzistory typu HEXFET IRF v paralelním zapojení se čtyřmi tranzistory v každé větvi, což umožňuje dodat do zátěže proud větší než 150 A. Navíc tento zesilovač v sobě obsahuje DC servo s operačním zesilovačem, což zajišťuje za všech okolností nulovou úroveň

stejnoseměrného napětí na výstupu. Ovšem kvůli omezení (malé napájecí napětí jako u předešlého zesilovače) jsem tento zesilovač také označil jako nevhodný pro měřicí pracoviště. Opět jsem se po přečtení mnoha recenzí, článků a diskuzí dozvěděl, že v době vývoje a uveřejnění tohoto zesilovače byly tranzistory IRF něčím zcela jiným, než pod stejným označením lze koupit dnes. Starší provedení těchto unipolárních tranzistorů bylo „lineárnější“, byly snáze ovladatelné v lineárním režimu a proto tento zesilovač s nimi dosahoval excelentních parametrů. Dnešní provedení tranzistorů IRF640/9640 je inovováno směrem ke zlepšení spínacích vlastností a tyto tranzistory se v lineárním režimu chovají naprosto nepředvídatelně, zvláště pak mutace se suffixem N.

Skrze tato omezení a možné problémy při konstrukci jsem se raději porozhlédl po již v praxi vyzkoušených zesilovačích nebo alespoň po zesilovačích, u kterých je určitým způsobem zajištěna záruka funkčnosti.

5.2.1 Zesilovač SDA 500NPN

Velmi dobré hodnocení audiozesilovače SEAC v odborných časopisech a na internetu, jeho dobou na trhu (odstranění nedostatků) a především jeho vynikající parametry mi natolik imponovaly, že jsem tento výkonový zesilovač použil jako prvek tohoto měřicího přístroje.

Tyto zesilovače snášejí díky předdimenzovaným koncovým tranzistorům Motorola (ON Semiconductor) i dosti hrubé zacházení za předpokladu, že jsou správně sestaveny, napájeny odpovídajícími zdroji a příslušně chlazeny.

Jedná se o celotranzistorový audiozesilovač [15] (obr. 5-2-1) se čtyřmi paralelními páry koncových tranzistorů (tranzistory MJ15003 – viz příloha na CD), jehož výstupní sinusový výkon je $2 \times 500 \text{ W}$ při zátěži 4 ohmy. Využil jsem možnosti můstkového zapojení zesilovače, za účelem dosažení většího výstupního výkonu.



Obr. 5-2-1: Výkonový zesilovač SDA 500NPN

Zapojení obsahuje elektronickou ochranu proti zkratu na výstupu (tj. pro zátěž menší než $0,5 \Omega$). Frekvenční charakteristika udávaná výrobcem je 5 Hz – 50 kHz při útlumu 1 dB. Navíc je tento zesilovač stejnosměrně vázaný, což znamená, že může zesilovat i stejnosměrné napětí.

Chladič

Jelikož zesilovač patří k zařízením, které již vykazují značný ztrátový výkon, bylo nutno na tento ztrátový výkon dimenzovat chlazení. Tranzistory obou modulů zesilovače byly umístěny na tzv. U- profil (sloužící k převodu tepla z tranzistorů na chladič), ke kterému byl následně přidělán hliníkový chladič o rozměrech $260 \times 85 \times 90$ mm. Tyto dva moduly zesilovače spolu s chladiči jsou zamontovány symetricky ve středu skříně velikosti 2U. Pasivně by žebra chladiče nebyly schopny odvádět efektivně teplo (už proto, že jsou postavena horizontálně a jsou uzavřena ve skříně zesilovače, kde normálně neproudí vzduch). Proto jsem chladiče umístil tak, aby je bylo možno aktivně ochlazovat párem větráčků vpředu skříně a odvádět přebytečné teplo z prostoru skříně párem zadních větráčků.

Zdroj

Poslední, ale neméně důležitou součástí zesilovače je napájecí zdroj umístěný ve skříně o velikosti 2U.

Účinnost běžných koncových zesilovačů, nastavených do více či méně pootevřené pracovní třídy AB nepřesahuje 60 %, účinnost zesilovačů se silnými zápornými zpětnými vazbami, dvojčinným budičem pracujícím ve třídě A a koncovým stupněm v "čisté" třídě B (tedy bez klidového proudu) dosahuje až 70 %. Vezmeme-li v úvahu účinnost síťového transformátoru s dvoucestným usměrňovačem a filtrací nárazovým kondenzátorem, vychází průměrná účinnost celku zdroj-zesilovač asi 50 %. Znamená to tedy, že u správně dimenzovaného zdroje pro koncový zesilovač by měl mít transformátor primární příkon, rovnající se dvojnásobku jmenovitého sinusového výkonu zesilovače. Vzhledem k předpokládanému použití se toto dimenzování jeví jako nezbytné pro zachování plného výkonu zesilovače i na nejnižších zpracovávaných kmitočtech. Na těchto kmitočtech (okolo 30 - 40 Hz) je totiž odběr proudu koncovým zesilovačem nejvyšší a při nejnižších kmitočtech dokonce nabývá téměř pulzního charakteru. Pokud tyto špičkové odběry nestačí krýt zásoba energie ve filtračních kondenzátorech, pak už

záleží jen na napěťové „tvrdosti“ poklesu napětí při zatížení síťového transformátoru, zda zesilovač udrží plný výkon např. i na kmitočtu 30 Hz. Odchylky cca 15 % směrem dolů v dimenzování transformátoru nejsou kritické.

Transformátor

Nejběžnější jsou v současné době transformátory „klasické“ na jádrech EI a transformátory toroidní. Transformátory na jádrech EI jsou oproti toroidním charakterizovány větší vahou, rozměry a větším rozptylovým polem, ovšem také poněkud nižší cenou. U větších příkonů (nad 400 VA) se už ovšem rozdíl v ceně obou typů stírají, kolem příkonu 1000 VA jsou už toroidní transformátory levnější a naopak EI transformátory pro své rozměry a váhu nepoužitelné. Toroidní transformátor je proti typu EI podstatně lehčí, menší, je-li správně navržen a vyroben, má minimální rozptylové pole a protože celková délka drátu vinutí je u tohoto druhu podstatně kratší, dávají poměrně konstantní napětí i při mírném krátkodobém přetížení, které tento typ transformátoru (vinutí je krátké a dobře chlazeno) beze škod snáší. Při vyšších odběrech proudu, symetrickém sekundárním vinutí a navazujícím dvoucestném usměrňovači s filtračními kondenzátory je velmi důležitá právě symetrie sekundárního vinutí. Obě vinutí mají nestejnou délku drátu, nestejný vnitřní odpor a při zatížení vzniká na delším vinutí s vyšším odporem vyšší úbytek napětí, který je při vyšších odebíraných proudech dosti citelný. Pak se samozřejmě liší i výsledné stejnosměrné napětí na výstupu zdroje a některé druhy koncových zesilovačů na tento fakt reagují různým způsobem. Některým (těm lepším a špičkovým) to nevádí vůbec, některá standardní zapojení nebo integrované obvody zareagují stejnosměrnou složkou na výstupu, případně nesymetricky limitují a tím nás připravují o maximální dosažitelný sinusový výkon.

V mém případě jsem volil toroidní transformátor o výkonu 800 VA (4×57 V, 2×15 V). Je to z toho důvodu, že zesilovač bude v běhu pár desítek sekund a finančně by se tedy nevyplatilo kupovat pro každou napájecí větev vlastní transformátor (s tím souvisí nutnost dokoupení dalších součástí).

Na zdroj jsou kladeny vysoké nároky. Musí mít výkon, dostatečný k napájení plně vybuzeného koncového stupně a hlavně musí být spolehlivý. Nesmíme zapomínat, že se i transformátor při práci zahřívá, proto jsem také do skříně zdroje přidal přídavný ventilátor, který odsává vzduch z celé skříně a tedy z okolí zahřívajícího se transformátoru.

Dalším důležitým prvkem zdroje je usměrňovač. Na trhu je nepřehledná spousta typů.

Diodové můstky

Jako usměrňovač jsem použil 2 diodové můstky, které jsou umístěny na samostatném chladiči (procesorový chladič), aby z nich bylo ztrátové teplo lépe odváděno. Samozřejmě jsem mohl použít můstkový usměrňovač z klasických diod, který snáší podstatně větší zatížení a má i menší dynamický odpor, ale s nevýhodou složitějšího upevnění a potřeby chladičů, které samozřejmě zabírají místo. V rámci jednoduchosti zařízení jsem zvolil variantu kompaktních diodových můstků.

Kondenzátory

Poslední, neméně důležitou součástí napájecích zdrojů pro koncové zesilovače jsou nezbytné filtrační kondenzátory, jejichž úkolem je vyfiltrovat pulsující stejnosměrné napětí z usměrňovače a vytvořit zásobu energie pro krytí špičkového odběru zesilovače. U elektrolytických kondenzátorů v běžných, nestabilizovaných lineárních napájecích zdrojích pro koncové zesilovače nás kromě jmenovité kapacity, maximálního provozního napětí a dalších údajů musí zajímat také maximální nabíjecí a vybíjecí proud, který je v katalogových listech seriózních výrobců vždy uveden a je víceméně předem dán vlastní konstrukcí kondenzátoru. Z dalších důležitých údajů uveďme rozsah pracovních teplot kondenzátoru (pokud budou muset být kondenzátory umístěny blízko chladiče, je to údaj velmi důležitý) a maximální zbytkový proud. Nezanedbatelný svodový proud teče každým elektrolytickým kondenzátorem s hliníkovými elektrodami a běžným dielektrikem (více či méně speciální papír, napuštěný elektrolytem), jeho velikost je dána čistotou materiálů, použitých při výrobě, kvalitou elektrolytu, dielektrika a v neposlední řadě také tzv. formováním kondenzátoru.

Jak již bylo naznačeno, s plným výkonem napájeného koncového zesilovače i na nejnižších kmitočtech úzce souvisí správná volba druhu a kapacity filtračních kondenzátorů a také jejich vlastnosti. Filtrační kondenzátory totiž zajišťují ve zdroji vlastně dvě funkce: slouží k vyhlazení tepavého stejnosměrného proudu z usměrňovače a zároveň slouží jako jakýsi „záložní zdroj“ energie pro pokrytí špičkových odběrů koncového zesilovače. Protože zvlnění po dvoucestném usměrnění můstkovým usměrňovačem má kmitočet 100 Hz, jsou filtrační kondenzátory při zatížení zdroje vlastně za sekundu

100× nabíjeny a 100× vybíjeny. Aby toto nabíjení a vybíjení probíhalo při činnosti zdroje co nejrychleji a aby také byly kondenzátory schopny v případě signálové špičky nashromážděnou energii rychle odevzdat koncovému zesilovači, je nezbytné, aby jejich vnitřní impedance byla pokud možno co nejnižší. Ta je ovšem u každého jednotlivého typu a druhu kondenzátorů jiná, je víceméně dána jejich vnitřní konstrukcí a je jen málo a nepřímo závislá na jejich kapacitě. Zvnějšku jej nelze nijak ovlivnit. Názory na dimenzování této části zdroje se poněkud rozcházejí. Dle mého názoru jsem tuto část zdroje mírně naddimenzoval.

Ve zdroji se nachází celkem dvanáct kondenzátorů, každý o kapacitě 4,7 mF (6 paralelně spojených kondenzátorů pro každou větev napájení). Paralelním spojováním kondenzátorů se totiž nejen sčítá kapacita, ale (velmi zjednodušeně řečeno) snižuje se také jejich vnitřní impedance, stejně, jako bychom zapojovali obecné impedance. Ekonomicky to není příliš výhodné řešení, šest samostatných menších kondenzátorů vyjde vždy podstatně dražší, nežli dva větší. Nezanedbatelnou výhodou je také podstatně vyšší provozní spolehlivost zdroje - při poruše jednoho velkého kondenzátoru se ocitá jedna napájecí větev zesilovače bez filtrace, zesilovač je v lepším případě kvůli neúnosnému brumu nepoužitelný, v horším případě může dojít i k poškození zesilovače. Naopak při náhlé poruše jednoho či dvou menších kondenzátorů z celkového počtu např. pěti kusů je zesilovač i nadále schopen provozu, nemůže dojít k žádným dalším škodám a jediným efektem této poruchy je mírná ztráta výkonu.

Zdroj s takovými kapacitami a příslušně tvrdým transformátorem už je ovšem vyloučeno připojovat k síti bez pomalého náběhu, "softstartu". Pokud by se tak stalo, hrozí s velkou pravděpodobností poškození usměrňovače a případně i poškození vlastních kondenzátorů, které jsou v těchto kapacitách, na napětí 50 – 80 V a ve značkovém provedení velmi drahé. Proto jsem pro omezení proudového nárazu na primární straně vinutí použil elektronický obvod - TRAFOSTART [17] (viz příloha na CD).

K propojování jednotlivých prvků zdroje je nutné použít vodiče vhodného průřezu. Při nabíjení kondenzátorů protéká obvodem velký proud. Já jsem zvolil vodič o průřezu 1,5 mm² na propojení součástek na primární straně napájecího zdroje a průřez 4 mm² na propojení usměrňovače, kondenzátorů a zesilovačů.

Deska s ochrannými obvody

Aby se předešlo zbytečnému ohrožení či zničení zesilovače, byla vyrobena deska na jeho aktivní ochranu. Na desce je kombinovaná ochrana proti stejnosměrnému napětí na výstupu a zkratu. Ochrana také obsahuje PTC termistor, v případě překročení teploty chladiče automaticky odpojuje zátěž a tím chrání zesilovač před velmi častým (z nedbalosti obsluhy nebo nevhodnou konstrukcí) přehřátím. Myslím si, že v mém případě je ochrana velmi vhodným doplňkem vnitřní ochrany zesilovače.

Dále obsahuje obvod, který převede proud procházející primárním vinutím na napětí. Na desce je také vytvořen obvod pro napájení ventilátorů, které zabezpečují pohyb vzduchu ve skříni zesilovače.

6. Uživatelské prostředí

Uživatelské prostředí je hlavní komunikační vrstva mezi člověkem a počítačem či počítačovým programem sloužící k výměně informací. Je nutné, aby uživatelské prostředí bylo přehledné, jednoduché a splňující svůj účel. Může se stát, že při opomnění těchto zdánlivě jasných faktorů může špatně koncipované uživatelské prostředí mnohé zákazníky od případného používání či koupě softwaru odradit.

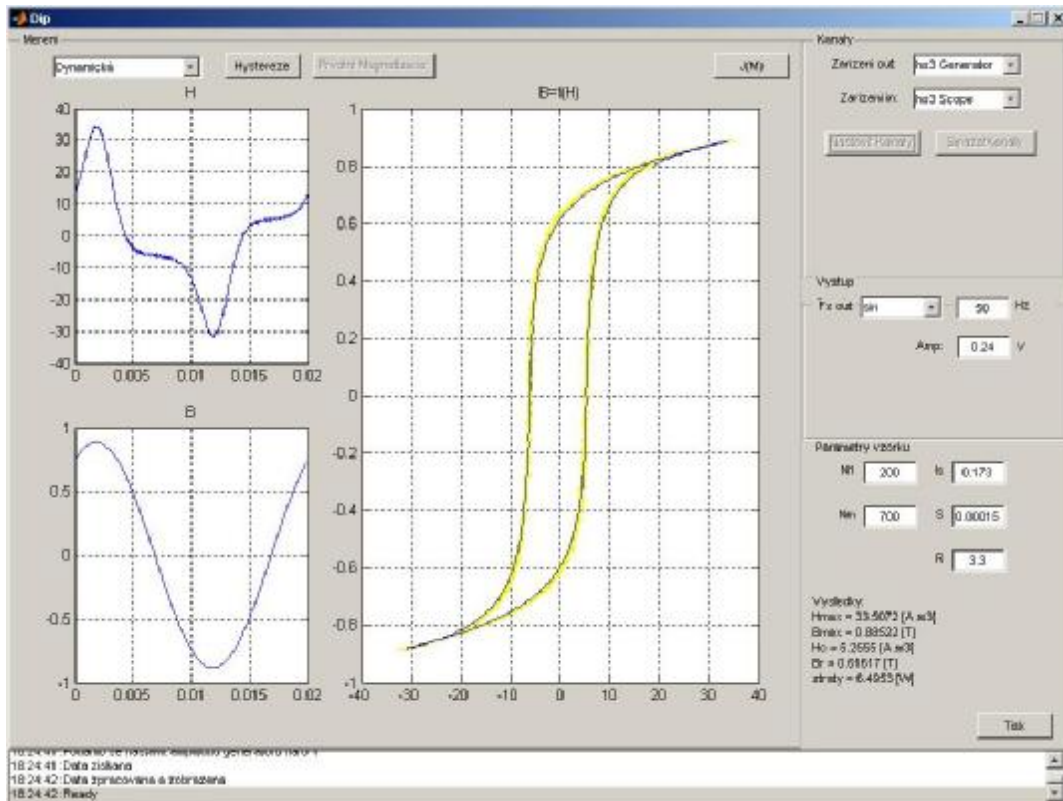
Jak již bylo uvedeno v předešlém textu, komunikace mezi PC, měřicí kartou a uživatelem je vytvořena ve vývojovém prostředí MATLAB 7.0.1. Pro ovládání a nastavování karty je využita knihovna dodávaná k měřicí kartě. Pro vizualizaci měření je použit „The MALAB graphical user interface development environment“ – zkráceně GUIDE.

6.1 GUI aplikace

Aplikace (obr. 6-1-1) slouží pro nastavení měření a vizualizaci naměřených hodnot. Po spuštění aplikace se v pravé části zobrazí zařízení (v mém případě HandyScope HS3) a pole pro zadávání vstupních hodnot jako např. vlastnosti vzorku a odpor vložený do série s primárním vinutím. Po zadání vstupních parametrů mohou být měřeny zvolené charakteristiky (statická a dynamická hysterezní smyčka, prvotní magnetizace).

6.1.1 Vizualizace naměřených hodnot

Naměřené výsledky měření jsou zobrazeny v aplikaci ve formě grafů (obr. 6-1-1). Uživateli je kromě zobrazení na obrazovku PC také umožněna možnost tisku naměřených charakteristik.



Obr. 6-1-1: Okno aplikace – dynamická hysterezní smyčka

6.2 Grafický vývoj programu - GUIDE

„The MATLAB graphical user interface development environment“ – zkráceně GUIDE poskytuje množství nástrojů pro vytváření grafického uživatelského rozhraní – zkráceně z angličtiny GUIs. Tyto nástroje značně usnadňují proces návrhu a tvorby GUIs. Jedná se především o předdefinovaná tlačítka, listboxy, dialogboxy, kontextové menu, pop up menu atd., ale také dynamické sledování pohybu a pozice kurzoru myši.

6.3 Použité funkce

V této kapitole stručně vysvětlím jednotlivé funkce, které byly použity při návrhu aplikace. Funkce měřicí karty³, které jsou volány z externí knihovny, jsou k dispozici

³ Pro popis jednotlivých funkcí není ve zprávě dostatečný prostor, proto čtenáře odkazuji na programový manuál přiložený na CD. Zde pouze vypisuji funkce z hlavičkové knihovny použité v mé aplikaci. *SetFuncGenOutputOn*, *SetRecordLength*, *SetTriggerSource*, *SetTriggerMode*, *SetTriggerLevel*, *SetAutoRanging*, *SetMeasureMode*, *StartMeasurement*, *GetMeasurement*, *SetFuncGenAmplitude*, *InitInstrument*, *SetSampleFrequency*, *GetSampleFrequency*, *SetFuncGenSignalType*, *SetFuncGenTrigSource*, *SetFuncGenTrigSource*, *SetFuncGenFrequency*, *SetFuncGenAmplitude*

v programovém manuálu na přiloženém CD. Po stručném přehledu použitých funkcí bych se rád zaměřil na vlastní algoritmy použité při zjišťování a zpracování dat a některá nastavení parametrů karty (např. automatický rozsah).

Loadlibrary

Tato funkce načte funkce definované v hlavičkovém souboru „tiepie.h“ pro měřicí kartu a založí je do sdílené knihovny „HS3“ v matlabu. Nejčastějším důvodem používání knihoven „dll“ je obvykle snaha co nejvíce využít existující, funkční a již jednou odladěný kód. Na rozdíl od opětovného použití zdrojových kódů, které musejí být staticky přilinkovány ke každé aplikaci, nabízejí dynamické knihovny navíc úsporu velikosti aplikací, neboť jednou vytvořená knihovna „dll“ může být sdílena více aplikacemi. Nezanedbatelnou výhodou knihoven „dll“ může být i možnost použít pod různými programovacími jazyky, což bývá někdy i důvod, proč „dll“ vytvořit.

Calllib

Příkaz volá funkci z externí knihovny (v mém případě „tiepie.h“) a předá jí parametry, které nastaví dané vlastnosti karty.

Set

Tato funkce nastavuje určitému objektu specifickou hodnotu (PropertyValue) do jeho konkrétní vlastnosti (PropertyName).

Get

Naopak tento příkaz vrací hodnotu vlastnosti (PropertyName).

Guidata

Funkce ukládá danou hodnotu proměnné do vlastního objektu.

Figure

„Figure“ objekty jsou okna používaná v aplikaci, ve kterých Matlab zobrazuje grafický výstup. V aplikaci (obr. 6-1-1) jsem použil prvek „console“, ve kterém jsou zobrazována „process“ data pro lepší orientaci při vlastním měření. Uživatel pomocí tohoto prvku v každém okamžiku ví, co aplikace provádí. Pro zajímavost uvádím, že při každém zobrazení údajů o stavu aplikace je zobrazen čas (pomocí funkce *time*, která vrací šesti prvkový datový vektor [rok měsíc den hodina minuta vteřina]), kdy tato událost nastala. Funkce ovládající objekt „console“ se v aplikaci jmenuje *show_info*.

6.4 Algoritmy použité pro analýzu dat

Správný návrh algoritmu zpřesní a zrychlí výpočty měření. Algoritmus by měl být zároveň čitelný pro jakéhokoliv čtenáře, aby bylo jasné, co provádí, proto jsem se snažil každou funkci vhodně pojmenovat a okomentovat.

Měření dynamické hysterezní smyčky

Před vlastním měřením hysterezní smyčky je nutno několikrát zopakovat měření, aby si měřicí karta pomocí funkce *Autorange* nastavila správný rozsah měření.

Pro výpočet zprůměrované hysterezní smyčky provádím několik opakovaných měření. Navrhl jsem dva způsoby realizace opakovaného měření:

1. několikrát provést měření jedné periody signálu
2. změřit několik period a ty rozdělit na příslušné úseky (např. detekcí průchodu signálu nulou nebo po pevných úsecích daných periodou budícího signálu a známou vzorkovací frekvencí)

Matlab je interpretovaný programovací jazyk a jako takový je pomalejší. První způsob měření je výrazně delší nežli druhý, přestože výsledky obou dvou jsou ekvivalentní, proto jsem se rozhodl pro druhý způsob měření. Program tedy nasnímá 50 period signálu. Hysterezní smyčky získané z těchto 50 period jsou vykresleny do grafu (žlutou barvou). V grafu je zároveň zobrazena hysterezní smyčka, jejíž hodnoty jsou zprůměrované hodnoty předešlých smyček (v grafu znázorněna modrou barvou). Průměrování obou signálů je prováděno až po integraci napětí na sekundárním vinutí. Algoritmus průměrování provádí to, že při každém průchodu cyklu zajišťujícím výpočet měřených B a H tyto signály vydělí počtem period v naměřeném signálu a přičte je do původně nulových vektorů průměrných hodnot těchto veličin.

Pro výpočet hysterezní smyčky jsem vycházel ze vzorců (3.5.3) a (3.5.4). Pro zjištění proudu tekoucího primárním vinutím jsem použil odpor zařazený v sérii s primárním vinutím. Na odporu se měří úbytek napětí, který se podle Ohmova zákona

$$U = R.I \quad (6.4.1)$$

ze znalosti hodnoty odporu a tohoto napětí, přepočítá na proud. Hodnota odporu a parametrů vzorku (N_1 - počet závitů primárního vinutí, N_2 - počet závitů sekundárního vinutí, l_s - střední délka magnetického obvodu a S - příčný průřez vzorku) je zadávána uživatelem přímo v aplikaci v jednotkách SI.

Napětí naměřené na sekundárním vinutí je v aplikaci integrováno vytvořenou funkcí *integ*.

Integraci lze definovat jako:

$$B(T) + B(0) = \sum_{n=0}^{\frac{T}{F_s}} X(n) \quad (6.4.2)$$

Zvolíme-li vysokou vzorkovací frekvenci, lze sumu považovat za poměrně přesný odhad integrálu. Matlabovská funkce *cumsum* provádí kumulativní součet vektoru. Lze ji popsat rekurzivní funkcí

$$\text{cumsum}(x_i) = \text{cumsum}(x_{i-1}) + x_i \quad (6.4.3)$$

Např: Budeme-li vektor [1 1 1 1] považovat za signál navzorkovaný s periodou 1 s, pak po provedení kumulativního součinu získáme výsledek [1 2 3 4] ($y = x$). Je-li signál vzorkován jinou frekvencí je nutné tuto frekvenci ve výsledku zohlednit (vynásobit delta t při konstantní periodě vzorkování).

Bohužel generátor vestavěný v přístroji HandyScope generuje při vypínání impuls s maximální amplitudou s dobou trvání přibližně 5 ms. Pro potlačení přechodového děje bylo nutno místo vypínání generátoru použít nastavení výstupního napětí generátoru na úroveň 0 V. Zákmity tímto vzniklé by vnášely chyby do měření, zejména by znehodnotili demagnetizaci vzorku.

Měření statické hysterezní smyčky

U měření statické hysterezní smyčky jsem vycházel z předpokladu (kapitola 3.2), aby se intenzita magnetického pole měnila velmi pozvolně, tj. aby další zpomalení nemělo vliv na měřené veličiny [10]. Algoritmus pro měření statické hysterezní smyčky tedy zůstává stejný jako při měření dynamické hysterezní smyčky avšak s tím rozdílem, že frekvenci magnetování jsem zvolil 7 Hz.

Měření prvotní magnetizace

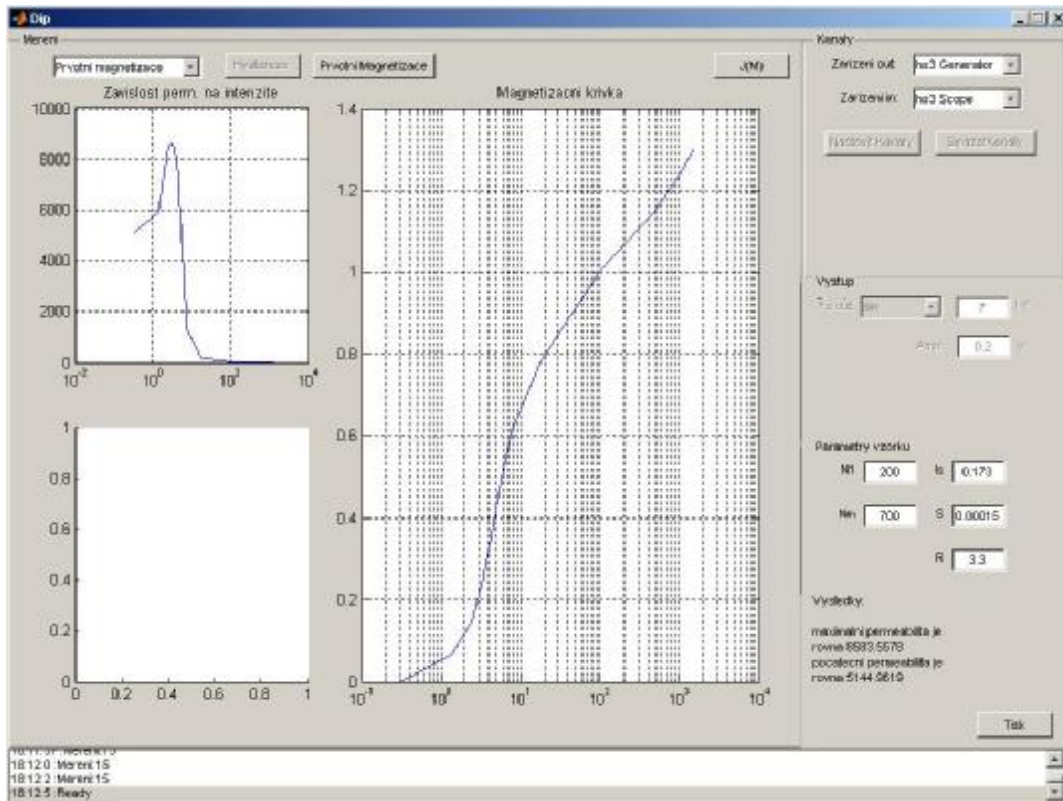
Před vlastním měřením je nutno vzorek odmagnetovat. Demagnetizace vzorku je prováděna po dobu 30 vteřin sinusovým signálem o frekvenci 50 Hz, jehož amplituda proudu klesá na nulu (kapitola 4.7).

V programové smyčce je porovnána aktuální hodnota času s referenčním časem zjištěným při spuštění smyčky. Rozdíl času slouží pro výpočet lineárně se snižující amplitudy demagnetizačního signálu.

Měření křivky prvotní magnetizace provádím tím způsobem, že měřím tzv. komutační křivku (viz. kapitola 3.5). Komutační křivka je jen málo odlišná od křivky prvotní magnetizace (znatelné odchylky se objevují jen v oblasti maximální permeability). Proto se oba druhy křivek často zaměňují nebo se označují společným názvem magnetizační křivka [10].

Algoritmus pro měření komutačních křivek zajistí, že se amplituda signálu (a tedy i velikost křivek) zvyšuje z nulové hodnoty na hodnotu, při které již dochází k saturaci. Naměření každé komutační křivky proběhne čtyřikrát, aby došlo k jejímu ustálení. Následně jsou maximální hodnoty těchto smyček načteny do pole, které je poté vykresleno jako křivka prvotní magnetizace (viz. obr. 6-4-2). Frekvenci magnetování jsem opět zvolil 7 Hz.

Pro zobrazení magnetizační křivky bylo nutno použít v grafu logaritmickou osu H, jinak by počáteční část křivky byla nečitelná.



Obr. 6-4-2: Křivka prvotní magnetizace spolu s křivkou znázorňující okamžitou hodnotu permeability

Zjištění veličin

V následujícím textu popíší výpočty jednotlivých veličin z magnetizačních křivek.

Algoritmus pro zjištění průsečíku měřeného signálu s osou, neboli zjištění hodnoty koerzivní intenzity a remanentní indukce (kapitola 3.2.1), používá znaménkovou funkci *sign* a její diferenciál *diff*.

Algoritmus pro zjištění průchodu nulou je následující:

1. na zkoumaný signál aplikujeme znaménkovou funkci($\text{signum } x = 0, x=0$; $\text{signum } x = -1, x<0$; $\text{signum } x = 1, x > 0$). Takto zpracovaný signál bude mít obdélníkový průběh jehož hodnota se bude měnit pouze při průchodu nulou.
2. Diference předchozího signálu ($y(i) = x(i+1) - x(i)$) vytvoří pulsy o velikosti „2“ tam, kde signál procházel ze záporných hodnot do kladných a „-2“ tam, kde přecházel z kladných do záporných.
3. Funkce *find*(výraz) vrací indexy (pozice ve vektoru) všech hodnot vektoru, které vyhovují zadanému výrazu. Používám výraz $x > 0$, kde x je vektor z bodu 2.

Hodnota při které dochází k přechodu osy je v původním vektoru o jednu pozici vpravo od nalezeného indexu.

K vypočtení celkových ztrát je využito vzorce 3.3.5 popsaného v kapitole 3.3. Nejdříve je spočtena plocha pod zprůměrovanou křivkou dle vzorce

$$S = \sum_1^N H(i) dB(i) \quad (6.4.2)$$

a poté dle vzorce 3.3.5 tuto plochu násobím počtem cyklů (nebo-li hodnotou frekvence magnetování) a objemem vzorku, abych zjistil celkové ztráty, které jsou vyjádřeny ve wattech na kubický metr.

Pro vypočtení permeability využívám naměřené hodnoty z magnetizační křivky (závislost $B=f(H)$). Derivací dle

$$m_r(B, H) = \frac{1}{m_0} \frac{dB}{dH} \quad (6.4.3)$$

vypočítám okamžitou permeabilitu v závislosti na intenzitě magnetického pole $\mu_r=f(H)$, kterou vykresluji do grafu.

Z této závislosti mohu odečíst maximální hodnotu permeability μ_{\max} a počáteční permeabilitu $\mu_{\text{poč}}$. Tyto hodnoty jsou uživateli znázorněny v aplikaci. Jak jsem se zmiňoval v předešlém textu, opět jsem pro zobrazení okamžité permeability použil logaritmické měřítko pro osu H, jinak by byly křivky v počátku „nečitelné“ (obr. 6.4.2).

Závěr

Navrhl a vyrobil jsem měřicí pracoviště pro měření magnetických vlastností materiálů při střídavém a stejnosměrném magnetování. Funkčnost systému jsem ověřil na vzorku a výsledky měření jsem porovnal s technickými parametry vzorku.

Při výrobě hardwaru jsem narazil na několik problémů. Především deska s ochranami byla citlivá na vysokou teplotu, proto bylo nutné součástky pájet rychle, aby se neodlepila vodivá spojení. Dále při přichycování tranzistorů na chladič se musely tyto tranzistory pečlivě izolovat, aby nedocházelo ke zkratu na kostru skříně. Jelikož ve skříni nebylo místa nazbyt, desky plošných spojů, trafo, chladiče s ventilátory apod. měli přesně přiřazeny neměnné místo. Z hlediska softwaru jsem neřešil složitější problémy, o kterých by stálo se zmínit, protože MATLAB nabízí dobrou podporu měřicích karet a od verze 6 i snadnou možnost návrhu grafické stránky aplikace.

Zároveň si myslím, že v mnoha ohledech je možné toto pracoviště vylepšit. Z hardwarové části jmenujme např. chlazení. Větráčky použité ve skříni zdroje nestačí dostatečně odvádět přebytečné teplo a proto by mohlo docházet k tepelnému namáhání součástek zesilovače. Ze softwarového hlediska jde měřicí pracoviště vylepšit o měření dalších charakteristik.

Z hardwarového i softwarového pohledu je pracoviště funkční a připraveno k měření i jiných úloh a zároveň se může jako praktická ukázka používat při výuce.

Určitě zajímavé měření by mohlo být uskutečněno, pokud by se nechal zhotovit vzorek ve formě Epsteinova rámu. Takto získané hodnoty měření na tomto vzorku by se daly lehce porovnat s hodnotami z jiných měřicích pracovišť, protože Epsteinův rám je normalizovaný podle normy ČSN EN 60404-2.

Svého úkolu jsem se zhostil, jak nejlépe jsem dovedl, dle svého nejlepšího svědomí i vědomí. V průběhu práce jsem si uvědomil součin mezi nabytými teoretickými vědomostmi a jejich uplatněním v praxi, neboť jeden bez druhého nemohou samostatně existovat.

Všem těm, které tato práce osloví a budou pokračovat v jejím rozšiřování, bych chtěl popřát mnoho úspěchů a u ostatních doufám, že jim alespoň přiblížila problematiku měření magnetických materiálů.

Seznam použité literatury

- [1] Weiss, P.: Hypothesis of the Molecular Field and Ferromagnetic Properties. J. Phys, 4 (1907), č. 6, str. 661-690
- [2] Heisenberg, W.: Eine Theorie des Ferromagnetismus. Z. Phys. 49(1928), str. 619-636.
- [3] Reinboth H.: Vlastnosti a použití magnetických materiálů. SNTL, Praha 1975
- [4] Draxler K.: Magnetické prvky a měření. ČVUT, Praha 1994
- [5] Zesilovač SDA500NPN. [on-line] Sewecom, s.r.o. [cit: 17. 5. 2005]
Dostupné na www:
<http://www.zesilovace.cz/viewkat.php?cisloclanku=2003042601&typ=>
- [6] Obecné pojmy; druhy magnetů. [on-line] ABC Magnet. [cit.: 17. 5. 2005]
Dostupné na www: <http://www.abcmagnet.cz/>
- [9] Brož J.: Elektřina a magnetismus 2. Státní pedagogické nakladatelství, Praha 1975
- [10] Dufek M., Hrabák J., Trnka Z. Magnetická měření. SNTL: Praha 1964
- [11] Faktor Z.: Transformátory a cívky. Ben- technická literatura, Praha 1999
- [12] Jezierski E.: Transformátory. ACADEMIA, Praha 1973
- [13] Mayer D., Polák J.: Metody řešení elektrických a magnetických polí. SNTL/ALFA, Praha 1983
- [14] J. Stach: Výkonové tranzistory v nízkofrekvenčních obvodech. SNTL, Praha 1979
- [15] Zesilovač SDA500NPN. [on-line] Sewecom, s.r.o. [cit: 17. 5. 2005]
Dostupné na www:
<http://www.zesilovace.cz/viewkat.php?cisloclanku=2003042601&typ=>
- [16] TRAFOSTART. [on-line] TU v Liberci, Dostupné formou prezentace přiložené na CD.
- [17] The Mathworks [on-line] Dostupné na www: <http://www.mathworks.com/>
- [18] Advantech Co. Ltd [on-line] Dostupné na www: <http://www.advantech.com/>
- [19] Sedlák B., Štoll I.: Elektřina a magnetismus. ACADEMIA, Praha 2002

Obsah CD

V hranatých závorkách jsou názvy adresářů na přiloženém CD.

[DataSheets] – katalogový list měřicí karty, tranzistorů a Trafostart

[Manualy] – programový manuál k měřicí kartě

[Zdrojove_kody]

[merici_aplikace] – zdrojový kód aplikace

[knihovna_funkci] – knihovna *.dll* pro měřicí kartu

[Vypocet_parametru_zesilovace] – tabulka výpočtů ve formátu *.xls*

[Zprava] – text této zprávy ve formátu *.doc* a *.pdf*

[Prezentace] – prezentace ve formátu *.ppt*

[Ovladace_usb] – ovladače pro rozhraní USB