

Technická univerzita v Liberci

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

DISERTAČNÍ PRÁCE

Indukčně-kapacitní měření průtoku kapalin,
studium vlivů a metoda měření

2010

Lubomír Slavík

Technická univerzita v Liberci

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

Indukčně-kapacitní měření průtoku kapalin, studium vlivů a metoda měření

Inductive-capacitive liquid flow measuring,
research of influences and measuring method

Ing. Lubomír Slavík

Studijní program: P 2612 Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 2612V045 Technická kybernetika

Pracoviště: Ústav řízení systémů a spolehlivosti

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

Technická univerzita v Liberci

Studentská 2, 461 17 LIBEREC 1

Školitel: Doc. Ing. Miroslav Svoboda

Školitel specialista: Prof. Ing. Stanislav Ďaďo, DrSc.

Abstrakt

Disertační práce se zabývá rozбором metody měření průtoku založené na elektromagnetickém principu s kapacitními elektrodami a studiem vlivů působících při měření touto metodou. Princip měření navazuje na již stávající velmi používaný typ elektromagnetického průtokoměru s kontaktními elektrodami, který se v současném průmyslovém měření průtoku velmi rozšířil, a to zejména pro vynikající přesnost, dlouhodobou stabilitu, rychlost reakce na změnu průtoku a dobrou citlivost. Metoda s kontaktními elektrodami má však svá omezení. Předně vodivé elektrody musí být v kontaktu s měřenou kapalinou, takže musí odolávat abrazi a chemickému složení kapaliny. Dalším omezujícím požadavkem je těsné upevnění elektrod ve stěně měřicí trubice z důvodů vysokých tlaků kapaliny. V neposlední řadě není možné tímto průtokoměrem měřit malé průtoky, neboť při nich už užitečný signál zaniká v parazitních signálech vzniklých vlivem mikrovířů na rozhraní elektroda-stěna trubice. Rovněž není možné měřit kapaliny o nízké vodivosti ($< 5 \mu\text{Scm}^{-1}$) vlivem elektrostatických výbojů při působení proudící kapaliny na rozhraní elektroda-stěna trubice. Metoda s kapacitními elektrodami spočívá v náhradě kontaktních elektrod plošnými elektrodami umístěnými na povrchu trubice. Výhodou je pak měření průtoku kapalin o vyšším tlaku, o mnoho nižší vodivosti a dále není nutné pro kapaliny o různém chemickém složení implementovat různý materiál elektrod. Nevýhodou nového řešení je zpracování signálu na vyšších impedancích, nutnost zvýšení frekvence (z důvodu zařazení kondenzátoru kapalina-elektroda) a s tím související snížení úrovně budicího pole a zvýšení vlivu parazitních signálů, jako je například vliv vířivých proudů.

Tato práce se zabývá jednak teoretickým rozбором celé problematiky, jednak optimalizací jednotlivých komponent účastnících se měření, jako jsou budicí cívky, plošné elektrody, zesilovací řetězec zpracovávající elektroniky a v neposlední řadě i metodou zpracování signálu koherentní detekcí. V teoretické části je věnována pozornost analytickým i numerickým metodám řešení magnetického pole, tvorbě náhradního schématu čidla včetně popisu jednotlivých prvků, přičemž hlavní komponenty schématu byly ověřeny experimentem. V praktické části jsou pak popsány dva funkční modely a výsledky porovnány s teoretickými předpoklady. V závěru práce jsou popsány kroky vedoucí k dalšímu postupu v řešení dané problematiky.

Klíčová slova: elektromagnetický průtokoměr, indukční metoda měření, elektromagnetické pole, průtok, napětí o nízkých úrovních, synchronní detekce, vysoká impedance

Abstract

This thesis deals with detailed discussion of electromagnetic principle of flow measuring with contactless capacitive electrodes. Consequently tries to observe all influences affecting by measuring of flow with this method. This measuring principle is follow-up to known and very popular and useful method of electromagnetic measuring with contact electrodes. Excellent accuracy, long term stability, good dynamics and good sensitivity are the main advantages of this method. Nevertheless method with contact electrodes has its own limitations. First of all iron electrodes has to be in contact with measured liquid, so it should be resistant against abrasion and chemical composition of the liquid. Other limitations grow up from tight fixation of electrodes in the pipe wall because of high liquid pressure. There is also no possibility to measure very low liquid flow because low level signal is forced by high level parasitic noise which is developed by microwhirlpools on the contact electrode - liquid. Also liquids with very low conductance ($< 5 \mu\text{Scm}^{-1}$) can't be measured because of electrostatic sparks on contact electrode - flowing liquid. The main difference between both methods is substitution of contact electrodes by surface electrodes placed directly on the pipe. Measuring of high pressure liquids with low conductance and no care about type material of electrodes with relation to type of liquid are the main advantages of this method. On the other hand using of very high impedances in the measuring electronics is the main disadvantage, because of using capacitor of low capacity which is placed between liquid and surface electrode. Due to this capacitor there is necessity of using higher frequencies and consequently with this fact higher influence of parasitic signals has to be taken in account, like eddy currents in liquid and in surrounding iron parts.

This thesis deals either with theoretical analysis of this problems either with optimization of concrete components participating of measuring process, like driving coils, surface electrodes, electronic amplifying chain and also with method of coherent detection.

There are discussed analytic and numeric methods of solution in theoretical part. Substitution circuit is theoretically described and the main parts are experimentally verified. At the end two function models are described in practical part. Results are discussed in the result section of this work. The final part of this thesis deals with next steps in the research in this theme.

Keywords: Electromagnetic Flow Meter, Inductive Method, Electromagnetic Field, Flow, Low Level Measurement, Coherent Detection, High Impedance

Prohlášení

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

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé práce a prohlašuji, že souhlasím s případným užitím mé disertační práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom toho, že užít své disertační práci či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem Technické univerzity v Liberci, která má právo požadovat ode mne přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Disertační práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury, pod vedením školitele.

V Liberci 15. 11. 2010

.....

Ing. Lubomír Slavík

Poděkování

Úvodem této práce bych v první řadě rád poděkoval školiteli panu Doc. Miroslavu Svobodovi, který mě přesvědčil o nutnosti tohoto studia a odbornou pomocí a také soustavným tlakem na pokračování v práci mě dovedl až k obhajobě. Velký dík patří také panu Prof. Koškovi, bez jehož vynikajících rad a konzultací by teoretický rozbor byl velmi ochuzen. Dále velmi děkuji panu Prof. Ďaďovi, který mě směřoval zejména po stránce praktického postupu a jehož rady při analýze měření byly takřka nedocenitelné. Na závěr bych chtěl vyjádřit velký dík také Ing. Zvolskému, se kterým jsem konzultoval analýzu průtokoměrného čidla metodou konečných prvků.

Za vynikající zázemí patří rovněž poděkování celému kolektivu oddělení měření a dále pak přístrojovému a softwarovému vybavení fakulty, bez kterého by výpočty i následná měření nebylo možné provést.

Rovněž je nutné na tomto místě poděkovat firmě EESA s.r.o., která celý výzkum spolufinancovala a umožnila měření na jejích průtokoměrných linkách.

Za morální podporu a zázemí děkuji především rodině a všem blízkým.

Obsah

Obsah	6
Přehled použitých symbolů	9
Úvod	12
1 Teoretické předpoklady	14
1.1 Popis teorie elektromagnetického pole průtokoměru	14
1.1.1 Základní vztahy	14
1.1.2 Hraniční podmínky elektromagnetického pole	16
1.1.3 Energetická bilance elektromagnetického pole	16
1.1.4 Síly v elektromagnetickém poli	17
1.2 Elektromagnetický průtokoměr s kontaktními elektrodami	19
1.2.1 Princip funkce	19
1.2.2 Průběhy magnetického buzení používaných v praxi	22
2 Elektromagnetický průtokoměr s kapacitními elektrodami (EMFC)	24
2.1 Princip funkce	24
2.2 Průběhy magnetického buzení	24
2.3 Podmínky pro úspěšnou realizaci průtokoměru	25
3 Popis dějů v čidle EMFC z hlediska molekulární teorie	26
3.1 Fyzikální vlastnosti a pohyb molekul	26
3.2 Pohyb iontů v magnetickém poli - kinematika	27
3.3 Pohyb iontů v magnetickém poli - dynamika	29
3.4 Náhradní obvod - stacionární případ	30
3.5 Náhradní obvod – kvazistacionární případ	33
3.6 Nehomogenní magnetické a proudové pole	35
3.7 Hallův jev	37
4 Popis dějů v čidle EMCF z hlediska teorie elektromagnetického pole	38
4.1 Analytické řešení magnetického pole	40
4.1.1 Kruhový závit	41
4.1.2 Pravoúhlý závit	42
4.2 Numerické řešení	48
4.2.1 Metoda konečných prvků - MKP (FEM)	48
4.2.2 Řešení průtokoměrného čidla v programovém prostředí ANSYS	50
4.3 Porovnání s experimentem	61
5 Vlivy působící při měření	67
5.1 Vliv rušivých elektromagnetických polí	67
5.1.1 Synchronní složky rušení	67
5.1.2 Asynchronní složky rušení	74
5.2 Vliv nesprávného zemnění	75
5.3 Vliv hydromechanických poruch na činnost indukčních průtokoměrů	75
5.3.1 Vliv charakteru proudění	75
5.3.2 Vliv bublin a pevných částic v měřené kapalině	76
5.4 Vliv vodivosti měřené kapaliny	76
6 Náhradní schéma z pohledu teorie obvodů	78

6.1	Obvod budících cívek	78
6.1.1	Přívodní kabel	79
6.1.2	Obvod cívek	81
6.2	Obvod tvorby signálu	87
6.2.1	Vnitřní kapacita	87
6.2.2	Vnitřní odpor	94
6.3	Obvod zpracování signálu	96
6.3.1	Kapacita elektrod	96
6.3.2	Parametry přívodů	99
6.4	Celkové náhradní schéma průtokoměru	100
6.4.1	Analytické řešení	102
6.4.2	Řešení obvodu v programu PSPICE	105
7	Požadavky na praktické provedení EMFC	112
7.1	Budící obvod	112
7.2	Provedení čidla	112
7.3	Zpracování signálu z kapacitních elektrod	113
7.3.1	Vstupní zesilovač	113
7.3.2	Synchronní detektor	115
7.4	Řídící a vyhodnocující elektronika	119
8	Praktická realizace EMFC	120
8.1	První funkční model	120
8.1.1	Mechanické provedení čidla	121
8.1.2	Elektronika čidla	123
8.1.3	Měření a zpracování naměřených hodnot	125
8.1.4	Vyhodnocení výsledků měření	129
8.2	Druhý funkční model	129
8.2.1	Mechanické provedení čidla	129
8.2.2	Elektronika čidla	131
8.2.3	Naměřené výsledky	135
9	Optimalizace provedení čidla EMFC	139
9.1	Velikost elektrod a jejich kapacita	139
9.2	Materiál elektrod	146
9.3	Provedení budících cívek	147
10	Stávající stav a perspektiva dalšího výzkumu	149
10.1	Provedení čidla dalšího funkčního modelu	149
10.1.1	Provedení průtokoměru s dělenými elektrodami	149
10.1.2	Tvar čidla	151
10.2	Elektronika vstupního zesilovače	152
10.3	Vyhodnocující elektronika	154
	Závěr	155
	Literatura	156
	Přílohy	161

Syntaxe a konvence používané v textu

Práce je rozdělena na dvanáct kapitol číslovaných arabskými číslicemi. Podkapitoly jsou odděleny tečkou a jsou číslovány až do 4. úrovně. V obsahu se však objeví pouze odkazy do 3. úrovně. Důvodem je příliš obsáhlý obsah práce v případě užití všech 4 stupňů číslování kapitol. Výčet pojmů apod. v jednotlivých podkapitolách je vyznačen pomocí odrážek (•) a tam, kde to bylo vhodnější, odrážkami číslovanými ve tvaru x).

Důležité pojmy, myšlenky apod. jsou vyznačeny kurzívou, eventuálně tučně. Pro celý text je použit font "Times New Roman", pro poznámky pod čarou je použit tentýž font o menší velikosti a pro obrázky a tabulky je použit font "Arial". S kapitolami jsou číslovány též příslušné obrázky, rovnice a tabulky, avšak literatura je číslována samostatně. Názvy firem a používaných softwarů jsou velkými písmeny.

V celém následujícím textu je dodržováno následující značení:

- skalární veličiny, moduly a složky vektorů – kurzíva obyčejného písma (např. U , E_x , P , t , φ ...),
- komplexní čísla a fázorové veličiny – kurzíva se stříškou (např. $\hat{U}$, $\hat{I}$...),
- vektorové veličiny a matice – tučné písmo kurzívou (např. $\mathbf{A}$, $\mathbf{H}$, $\mathbf{J}$, $\mathbf{N}$, ...),
- osy souřadnicových systémů jsou značeny kurzívou (x , y , z).

Přehled použitých symbolů

Elektrické veličiny

D	indukce elektrického pole	[C/m ²]
E	intenzita elektrického pole	[V/m]
E_V	intenzita el. pole v daném objemu	[V/m]
F_m	elektrická složka síly	[N]
F_x	elektrická složka síly působící ve směru osy x	[N]
J	proudová hustota	[A/m ²]
Q	elektrický náboj	[C]
σ, γ	měrná elektrická vodivost	[μS/cm]
ε	permitivita	[F/m]
ε_0	permitivita vakua: $8,85 \cdot 10^{-12}$	[F/m]
ε_r	relativní permitivita	[-]
φ	elektrický skalární potenciál	[V]
ρ	objemová hustota náboje	[C/m ³]

Magnetické veličiny

A	vektorový potenciál magnetického pole	[Tm]
B	magnetická indukce	[T]
F_m	magnetická složka síly	[N]
H	intenzita magnetického pole	[A/m]
l_x	ekvivalentní délka siločáry magnetické intenzity budícího pole	[m]
n	celkový počet závitů budících cívek	[-]
μ	permeabilita	[H/m]
μ_0	permeabilita vakua: $4\pi \cdot 10^{-7}$	[H/m]
μ_r	relativní permeabilita	[-]
ϕ	magnetický indukční tok	[Wb]

Elektromagnetické veličiny

F	Lorentzova síla	[N]
N	Poyntingův vektor	[W/m ²]
v	rychlost částic v elektromagnetickém poli	[m/s]
v_{em}	rychlost šíření energie elektromagnetického pole	[m/s]
W_{em}	energie elektromagnetického pole	[J]
w_{em}	hustota energie elektromagnetického pole	[J/m ³]

Obvodové veličiny

A_L	součinitel indukčnosti	[H]
C_b	kapacita budicí cívky	[F]
C_{pe}	parazitní kapacita mezi budícím obvodem a elektrodou	[F]
C_{pm}	parazitní kapacita z budicích cívek do měřeného obvodu	[F]
C_{ps}	parazitní kapacita plošného spoje	[F]
C_{pz}	parazitní kapacita mezi budicími cívkami vstupní zesilovačem	[F]
C_v	vazební kapacita mezi měřenou kapalinou plošnou elektrodou	[F]
C_z	kapacita vstupního zesilovače	[F]
C_k	parazitní kapacita kabelu	[F]
G_i	vnitřní vodivost	[S]
i_v	vířivé proudy	[A]
L_b	indukčnosti budicích cívek	[H]
L_e	indukčnost dvojlinky, indukčnost jednoho závitu cívky	[H]
L_{pe}	indukčnost plošné elektrody	[H]
L_{ps}	indukčnost plošného spoje	[H]
L_{12}	vzájemná indukčnost dvou závitů cívky	[H]
L_{ps}	parazitní indukčnost plošného spoje	[H]
L_I	indukčnost sériového zapojení cívek	[H]
L_{II}	indukčnost antisériového zapojení cívek	[H]
L_{12}	vzájemná indukčnost dvou závitů cívky	[H]
N	počet závitů cívky	[-]
R_b	odpor budicích cívek	[Ω]
R_{bf}	odpor budicích cívek závislý na frekvenci	[Ω]
R_{gnd}	odpor mezi měřenou kapalinou a zemním spojením	[Ω]
R_i, R_m	vnitřní odpor měřeného média	[Ω]
R_{vst}	vstupní odpor měřicího zesilovače	[Ω]
R_k	odpor přívodního kabelu	[Ω]
R_z	vstupní odpor zesilovače	[Ω]
R_{20}	odpor při 20°C	[Ω]
u_r	celkové napětí na měřicích elektrodách průtokoměru	[V]
u_v	napětí na měřicích elektrodách odpovídající průtoku	[V]
u_a	napětí odpovídající asynchronním rušivým složkám	[V]
u_s	napětí odpovídající synchronním rušivým složkám	[V]
U_{ss}	stejnosměrné napětí na elektrodách	[V]
u_{vst}	napětí na vstupu zesilovače	[V]
u_w	napětí vířivých proudů	[V]
U, u	napětí na měřicích elektrodách elektromag. průtokoměru	[V]
U_r	referenční napětí	[V]
x	signál ze vstupního zesilovače	[V]
κ	činitel vazby cívek	[-]
ρ	měrný odpor	[Ωm]
ω_r	referenční úhlová frekvence	[rad/s]

Ostatní fyzikální veličiny

d	vnitřní průměr (světlost) průtokoměru	[m]
DN	vnitřní průměr (světlost) průtokoměru, označení výrobců	[mm]
f	kmotočet budicího pole	[Hz]
l	délka vodiče	[m]
M	poměrná molekulová hmotnost	[kg/mol]
N_A	Avogadrova konstanta: $6,022 \cdot 10^{26}$	[kmol ⁻¹]
N_e	počet iontů na elektrodě	[-]
N_i, n_i	koncentrace iontů	[m ⁻³]
Q	objemový průtok v čidle průtokoměru	[m ³ /s]
r, r_0	polohový vektor	[m]
r_{12}	vzdálenost dvou závitů cívky	[m]
$r_{1,2}$	vnitřní a vnější poloměr trubice	[m]
r_{12}	vzdálenost dvou závitů cívky	[m]
R	poloměr kruhového závitů	[m]
S	plocha	[m ²]
S_i	plocha na jeden iont	[m ²]
t	čas	[s]
t_0	tečný vektor	[m]
t_p	doba odezvy přechodového děje	[s]
t_F	doba mezi srážkami iontu	[s]
t_i	tloušťka izolace vodiče cívky	[m]
V	objem	[m ³]
V	prostor pro náhodný pohyb molekul	[m ³]
v	rychlost proudící kapaliny v průtokoměru	[m/s]
v_y	lokální rychlost proudící kapaliny ve směru osy y	[m/s]
v_k	koncová rychlost iontu	[m/s]
v_p	počáteční rychlost iontu	[m/s]
x_0, y_0, z_0	polohová souřadnice v ose x	[m]
μ	pohyblivost iontů	[m ² /Vs]
μ_n	pohyblivost záporných iontů	[m ² /Vs]
μ_p	pohyblivost kladných iontů	[m ² /Vs]
τ	časová konstanta	[s]

Zkratky a názvy

ANSYS	programové prostředí pro vytváření modelů metodou FEM
CPE	Constant Phase Element - elektronický prvek s konstantní fází
EMF	ElectroMagnetic Flowmeter - elektromagnetický průtokoměr
EMFC	ElectroMagnetic Flowmeter with Capacitive electrodes - elektromagnetický průtokoměr s kapacitními elektrodami
FEM	Finit Element Method - metoda konečných prvků
FM	funkční model
MATLAB	programové prostředí pro zpracování matematických dat
ORCAD	program pro navrhování schémat a plošných spojů
PTFE	teflon

Úvod

Cílem této disertační práce je rozbor elektromagnetického (v literatuře často uváděného jako „indukčního“) principu měření průtoku s použitím kapacitních elektrod a dále pak analýza vlivů působících při měření průtoku touto metodou.

Současná doba je poznamenána bouřlivým vývojem v oblasti techniky, a to zejména aplikací mikroprocesorové techniky, dokonalejších analogových obvodů a analogově-digitálních převodníků s vysokým rozlišením. Z tohoto důvodu se na trhu stále více vyskytují přístroje využívající principy, které nebylo možno dříve v praxi uplatnit s dostatečnou přesností. Ani v oblasti měření průtoku tomu není jinak. Ve vývoji těchto přístrojů se prosazují metody, při kterých nedochází ke změně tlaku v potrubí ani zasahování mechanických překážek v průtokoměrném profilu. Jednou z nejrozšířenějších metod je měření na elektromagnetickém principu, kde lze při současných možnostech techniky, dosáhnout vynikající přesnosti (až desetin % z měřené hodnoty) při poměrně velmi nízkých finančních nákladech.

Elektromagnetické měření průtoku lze realizovat jednoduchým mechanickým konstrukčním uspořádáním. Trubice přístroje bývá vyrobena z magneticky nevodivého materiálu a je nejčastěji kruhového průřezu, měřicí profil není osazen žádným mechanickým dílem, takže nedochází k žádným tlakovým ztrátám.

Elektromagnetický princip měření průtoků je znám již z poloviny 19. století, kdy sám Faraday již v roce 1832 zkoušel pomocí tohoto principu, při využití magnetického pole Země, měřit průtok vody v řece [74]. Další známé pokusy jsou až o 100 let později. Princip byl nakonec ve 30. letech minulého století ověřen, ale nepodařilo se získat dostatečně silný signál, který by bylo možno zpracovat s požadovanou přesností.

Teprve s bouřlivým rozvojem elektroniky a nástupem integrovaných obvodů v sedmdesátých letech minulého století se podařilo velmi malé napětí na měřicích elektrodách zpracovat. V současné době existuje ve světě již okolo 60 firem (nepočítaje trh čínský), jejichž doménou jsou právě elektromagnetické průtokoměry [73]. Ze světových firem je možno jmenovat firmy Krohne, Yokogawa, Endress-Hauser, Rosemont, Badger, ABB a z českých EESA, Comac a Elis.

Přestože princip je znám a značně komerčně využíván, je nutno říci, že většina firem se snaží z důvodů ochrany před konkurencí své teoretické znalosti i praktické zkušenosti utajit a není tedy jednoduché získat podrobné technické informace.

Podíváme-li se na použití průtokoměrů v praxi, pak existují následující segmenty trhu: měření spotřeby tepla, vodárenství a měření v průmyslu, a to v potravinářském, chemickém, těžebním, papírenském, textilním a dokonce i v zemědělství (oblast zavlažování).

Pro měření spotřeby tepla, kde teplonosné medium bývá obvykle voda, jistě dobře vyhoví jakýkoli princip, který splní požadovanou přesnost při udržení co nejnižší ceny. V ostatních segmentech průmyslu jsou požadavky na průtokoměry daleko vyšší, neboť chemické složení, obsah pevných částic (a tudíž značná abrazivnost) měřených kapalin jsou velmi různorodé a mohou vyvolat nežádoucí účinky na měřicí mechanismus. Může pak dojít ke snížení přesnosti, anebo až k poškození průtokoměru. Pro měření těchto kapalin již nevyhoví ani klasický elektromagnetický průtokoměr s kontaktními elektrodami, neboť může dojít

k silné korozi nebo dokonce ke zničení elektrod a následnému zaplavení čidla. Tato omezení způsobují snížení použitelnosti tohoto typu elektromagnetického průtokoměru.

Proto vznikla myšlenka oddělit snímací elektrody od měřeného média, zvětšit jejich plochu a umístit je vně průtokoměrné trubice. Tímto způsobem by se odstranila nejen výše uvedená omezení, ale i problémy spojené s elektrochemickými reakcemi na kontaktních senzorech. První průtokoměry založené na tomto principu se objevily na trhu již koncem 90. let minulého století. Německá firma Krohne a posléze japonská Yokogawa byly prvními průkopníky v tomto oboru. I dnes, tedy přibližně jedno desetiletí po zavedení tohoto principu do praxe, tyto průtokoměry nabízí pouze 3 firmy, kromě výše zmíněných ještě japonská Yamatake (dceřinná firma společnosti Yokogawa) a cena těchto výrobků je několikanásobně vyšší než klasické elektromagnetické průtokoměry a získat nějaké bližší informace o těchto průtokoměrech je takřka nemožné.

Úkolem této práce je proto ověřit tento princip, prozkoumat množství vlivů působících při měření touto metodou, pokusit se omezit nežádoucí vlivy a pokud možno dotáhnout vývoj do fáze prototypu, kdy už by bylo možné tento výrobek nabídnout některé z českých firem ke konečnému uvedení do výroby. Výsledkem by měl být měřič pro standardní použití s tím, že přesnost funkčního modelu by měla dosáhnout přijatelné přesnosti, ale cena včetně vyhodnocovací elektroniky nesmí výrazně převýšit cenu současných elektromagnetických průtokoměrů s kontaktními elektrodami.

Základním problémem je zpracování signálů o velmi nízké úrovni získávaného z obvodu o extrémně vysoké impedanci. Největším úskalím se jeví dosažení dobrého odstupu užitečného signálu od šumu, omezení vlivu frekvence 50Hz a transformačních parazitních signálů od budících obvodů. Dobrým předpokladem pro splnění tohoto úkolu je stále se zdokonalující součástková základna, kdy firmy v konkurenčním boji nabízejí každým rokem jednak součástky s vyššími parametry (např. operační zesilovače s minimalizovanými parazitními veličinami), jednak součástky integrující několik jednotlivých celků na jednom čipu (např. mikroprocesory s 24-bitovým analogově číslicovým převodníkem).

1 Teoretické předpoklady

Před popisem dějů v průtokoměrném profilu čidla elektromagnetického průtokoměru s kapacitními elektrodami uveďme nejprve obecné vztahy pro popis magnetického pole (viz kap 1.1.1) a analyzujeme problémy týkající se elektromagnetického průtokoměru s kontaktními elektrodami (viz kap. 1.2), neboť oba průtokoměry vycházejí ze stejného principu a některé zásadní problémy těchto metod jsou společné.

1.1 Popis teorie elektromagnetického pole průtokoměru

1.1.1 Základní vztahy

Již z názvu průtokoměru je zřejmé, že princip průtokoměru je založen na působení elektromagnetického pole. Analýzu pole můžeme provést z hlediska vzájemného pohybového stavu pole a pozorovatele. Makroskopická pole lze rozdělit na následující kategorie:

1) Stacionární elektromagnetické pole - veličiny E a B jsou v čase konstantní

- elektrostatické pole - elektrické pole nabitých částic - v některých bodech je $E \neq 0, B = 0$,
- stacionární elektromagnetické pole proudové - pole proudovodičů, elektrické i magnetické pole je konstantní v čase,
- magnetostatické pole - pole permanentních magnetů, v některých bodech je $B \neq 0, E = 0$.

2) Nestacionární elektromagnetické pole - s časem se mění E i B .

V případě průtokoměru se může jednat buď o kvazistatické elektromagnetické pole (v krátkých časových úsecích stacionární elektromagnetické pole) v případě použití alternujícího stejnosměrného buzení anebo o nestacionární elektromagnetické pole v případě sinusového buzení.

Základními zákony, ze kterých vychází objasnění principu jsou Maxwellovy rovnice spolu s příslušnými definičními vztahy a materiálovými vztahy. Jejich detailní popis s podmínkami platnosti je uveden v množství publikací, např. v [74], [13] nebo [20]. Lze je zapsat buď v integrálním, nebo diferenciálním tvaru. V integrálním tvaru popisují makroskopický pohled, v diferenciálním tvaru pohled mikroskopický. Úplné Maxwellovy rovnice popisují stacionární i nestacionární elektromagnetické pole. Ke čtveřici Maxwellových rovnic se pro úplný popis pole někdy ještě uvádí rovnice kontinuity.

Na první pohled se jeví, že při popisu magnetického pole průtokoměru není nutné uvažovat vlnový charakter magnetického působení, ale při sledování elektromagnetických vln vystupuje zajímavý aspekt, že základní rovnice elektromagnetického pole popisují přesně jeho chování v celém frekvenčním pásmu od nulové frekvence až po frekvence popisující světelné záření. Navíc z principu elektromagnetického průtokoměru vyplývá nutnost střídavého buzení, které vytváří střídavé magnetické pole působící na pohybující se kontinuum. Kontinuem se obecně rozumí prostředí se spojitě rozloženými parametry, v němž jsou zákony odvozené pro elementární objem platné i pro makroskopický útvar.

Pro řešení Maxwellových rovnic je výhodné následujícím způsobem zavést vektorový potenciál $\mathbf{A}$ a skalární potenciál φ :

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A}, \quad (1.1)$$

$$\mathbf{E} = -\text{grad } \varphi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}, \quad (1.2)$$

kde $\mathbf{B}$ je magnetická indukce [T],

$\mathbf{E}$ je intenzita elektrického pole [Vm^{-1}].

Z diferenciálních tvarů Maxwellových rovnic lze pak odvodit vlnové rovnice pro elektrodynamické potenciály $\mathbf{A}$, φ . Předpokladem je ovšem izotropní prostředí, v nichž platí materiálové vztahy: $\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}$, $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$, $\mathbf{J} = \gamma(\mathbf{E} + \mathbf{E}_v)$ a materiálové charakteristiky ε , μ a γ nejsou funkcemi času. Z mnoha možností popisu elektromagnetického pole [20], [13], [75] vyberme rovnici popisující pole pomocí skalárního a vektorového potenciálu. První rovnice (1.3) popisuje bilanci proudových hustot, druhá (1.4) vychází z 3. Maxwellova zákona:

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot } \mathbf{A} \right) + \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} + \gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \gamma (\mathbf{v} \times \text{rot } \mathbf{A}) + \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \text{grad } \varphi + \gamma \text{grad } \varphi = \gamma \mathbf{E}_v, \quad (1.3)$$

$$\text{div} \left(\varepsilon \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) + \text{div}(\varepsilon \text{grad } \varphi) = -\rho_v. \quad (1.4)$$

První člen rovnice (1.3) vyjadřuje prostorové rozložení magnetického pole, druhý člen popisuje rychlost změn pole, třetí člen změnu pole v čase, čtvrtý člen popisuje vliv pohybujícího se média v elektromagnetickém poli, pátý člen vyjadřuje vliv vázaných nábojů v nestacionárním poli a šestý člen vyjadřuje vliv pole elektrického. Na pravé straně je vtištěná proudová hustota.

Potenciály $\mathbf{A}$ a φ nejsou určeny jednoznačně a je tedy možné přejít k jiným hodnotám pomocí kalibrační transformace s použitím libovolné funkce ψ :

$$\varphi' = \varphi - \frac{\partial \psi}{\partial t} \quad (1.5)$$

$$\mathbf{A}' = \mathbf{A} + \text{grad } \psi, \quad (1.6)$$

aniž by přitom došlo ke změně $\mathbf{E}$ a $\mathbf{B}$. Elektromagnetické pole je tedy kalibračně invariantní.

Na základě tohoto faktu pak můžeme uvažovat doplňující (Lorentzovu) kalibrační podmínku:

$$\text{div } \mathbf{A} = -\varepsilon \mu \frac{\partial \varphi}{\partial t} \quad (1.7)$$

Pro prostředí jež jsou dobrými vodiči pak platí: elektromagnetické pole vyvolané časově proměnným budícím proudem $i_b(t)$ o proudové hustotě $\mathbf{J}_b(t)$ je v elektricky vodivém pohybujícím se kontinuu bez proudových hustot od vtištěných sil obecně popsáno následující rovnicí, která se nazývá difúzní:

$$\operatorname{rot}\left(\frac{1}{\mu}\operatorname{rot}\mathbf{A}\right)=\mathbf{J}_b-\gamma\frac{\partial\mathbf{A}}{\partial t}-\gamma(\mathbf{v}\times\operatorname{rot}\mathbf{A}) \quad (1.8)$$

První člen na pravé straně rovnice (1.8) představuje proudovou hustotu budícího proudu, ostatní členy představují proudové hustoty od indukovaných proudů – druhý člen je tzv. klidová složka (vířivé proudy), třetí člen je tzv. pohybová složka.

1.1.2 Hraniční podmínky elektromagnetického pole

Hraniční podmínky jsou nezbytným aspektem diferenciálního tvaru Maxwellových rovnic pro jednoznačné řešení elektromagnetického pole v dané oblasti. Hraničními podmínkami lze souhrnně označit okrajové podmínky, podmínky přechodu (tj. podmínky na přechodu dvou prostředí) a počáteční podmínky.

Řešením Maxwellových rovnic je možno dojít k různým výsledkům, které se označují jako matematicky přijatelné pro daný systém. Takovýchto matematických přijatelných polí ve zkoumané oblasti je však celá řada. Z nich se vyberou jen ta, která vhodně navazují na pole vně této zkoumané oblasti, a tento vhodný přechod zajišťují právě hraniční podmínky, jejichž použitím dostáváme jednoznačné, fyzikálně přijatelné, řešení.

Opět nemá smysl se na tomto místě rozepisovat obecně o hraničních podmínkách, uveďme jen, že v průtokoměrné čidlo je poměrně složitá mechanická sestava složená z magneticky vodivých materiálů (např. kryt průtokoměrného čidla), elektricky vodivých materiálů (budící cívky, nosná obvykle nerezová trubice s přírubami) a také izolantů (keramická, gumová nebo teflonová výstelka). Je tedy nutné se hraničními podmínkami zabývat.

Mezi hraniční podmínky řadíme podmínky okrajové (Dirichletova, Neumannova a Newtonova), podmínky přechodu mezi rozhraními a počáteční časovou podmínku. Ve všech těchto podmínkách řešíme vztahy mezi veličinami $\mathbf{B}$, $\mathbf{H}$, $\mathbf{E}$, $\mathbf{D}$, případně proudové hustoty $\mathbf{J}$.

1.1.3 Energetická bilance elektromagnetického pole

Pro určení napětí na výstupních elektrodách je nezbytné provést i energetickou bilanci v elektromagnetickém poli, a to zejména pro zjištění zatížitelnosti zdroje signálu. Z kapacitních elektrod se totiž odebírá proud, který je sice malý, ale není nezanedbatelný. Při maximálním signálu na elektrodách a při zatěžovacím odporu 220 MΩ je zatěžovací proud 10 pA.

Energetickou bilanci v elektromagnetickém poli v objemové oblasti V ohraničené plochou S popisuje následující rovnice

$$\int_V \mathbf{J} \cdot \mathbf{E}_v \, dV = \int_V \frac{J^2}{\gamma} \, dV + \frac{\partial W_{em}(V)}{\partial t} + \oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \, dS. \quad (1.9)$$

Na levé straně je energie všech zdrojů, na pravé straně první člen reprezentuje Jouleovy ztráty v této oblasti, druhý člen energii elektromagnetického pole a třetí člen energii vyzářenou hranicí s mimo oblast. Vektor

$$\mathbf{N} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} = w_{em} \mathbf{v}_{em} \quad (1.10)$$

se nazývá Poyntingův vektor a reprezentuje hustotu toku elektromagnetické energie danou plochou v daném místě, vztažené na jednotku času. Veličina w_{em} je hustota energie elektromagnetického pole v daném místě a v_{em} je rychlost jejího šíření.

Uplatněním Gaussova pravidla lze výraz (1.9) upravit na tvar:

$$\int_V \mathbf{J} \cdot \mathbf{E}_V dV = \int_V \mathbf{J} \cdot \mathbf{E} dV + \int_V \left(\mathbf{E} \cdot \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{H} \cdot \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \right) dV + \int_V \operatorname{div} \mathbf{N} dV, \quad (1.11)$$

kde je možné všechny integrály provést přes daný objem.

Hustotu energie v elektromagnetickém poli v dielektricky a magneticky měkkém prostředí lze určit jako

$$w_{em} = \int_0^{|D|} \mathbf{E} dD + \int_0^{|B|} \mathbf{H} dB. \quad (1.12)$$

Pro lineární izotropní prostředí s permitivitou ϵ a permeabilitou μ lze odvodit vztah:

$$w_{em} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r |\mathbf{E}|^2 + \frac{1}{2 \mu_0 \mu_r} |\mathbf{B}|^2. \quad (1.13)$$

Celkovou energii v dané oblasti určíme integrací přes hustoty energie přes daný objem:

$$W_{em} = \int_V w_{em} dV. \quad (1.14)$$

1.1.4 Síly v elektromagnetickém poli

V případě teoretického rozboru průtokoměru je nutno vyjádřit vnitřní síly působící v magnetickém poli. Uvažujme tedy částici malých rozměrů nesoucí náboj q , který budeme považovat za bodový náboj. Bude-li se tato částice pohybovat v elektromagnetickém poli, pak celkovou sílu $\mathbf{F}$ určíme pomocí vzorce pro Lorentzovy síly:

$$\mathbf{F} = q (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}), \quad (1.15)$$

kde $\mathbf{E}$ je intenzita elektrického pole [Vm^{-1}],

$\mathbf{B}$ je magnetická indukce [T],

$\mathbf{v}$ je rychlost částice v dané inerciální soustavě [ms^{-1}],

přičemž směr síly je určen pravidlem pravé ruky.

První člen v závorce představuje vliv elektrického pole, druhý vliv magnetického pole.

Pro stacionární pole je možné také vyjádřit síly výlučně pomocí vektorů pole. Celková síla je pak složena z elektrické složky F_e a magnetické složky F_m . Na těleso s objemem v ohraničeným plochou S pak působí síly:

$$F_e = \frac{1}{2} \oint_S [E(n \cdot D) + D(n \cdot E) - n(E \cdot D)] dS, \quad (1.16)$$

$$F_m = \frac{1}{2} \oint_S [H(n \cdot B) + B(n \cdot H) - n(H \cdot B)] dS, \quad (1.17)$$

1.2 Elektromagnetický průtokoměr s kontaktními elektrodami

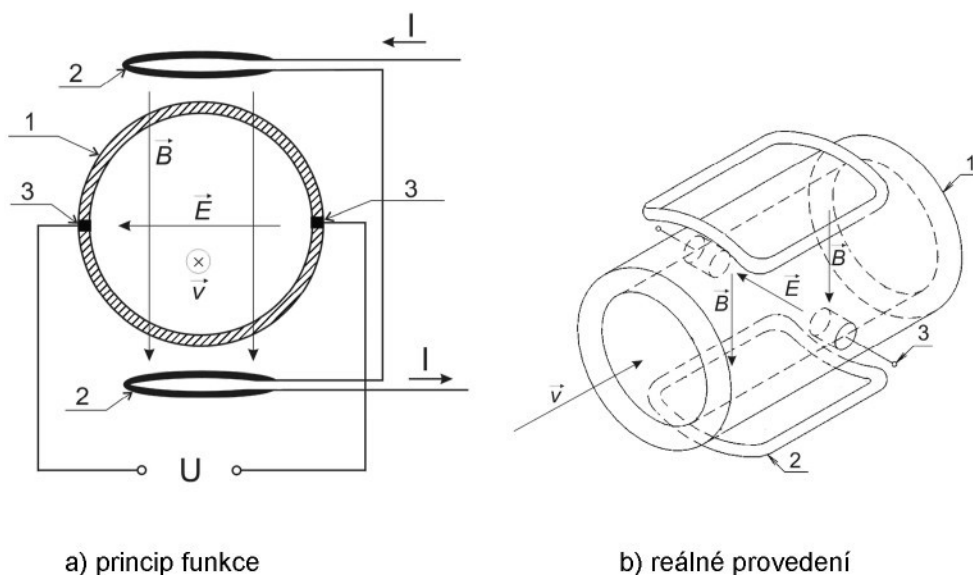
Důležitým teoretickým předpokladem pro popis funkce elektromagnetického průtokoměru s kapacitními elektrodami je znalost průtokoměru s kontaktními elektrodami. Princip dějů, probíhající v měřeném profilu je tentýž, pro správnou funkci nového principu platí obdobná pravidla pro jeho provedení. V čidle s bezkontaktními elektrodami však přibývají poměrně značné problémy se sběrem signálu z elektrod, optimalizací jejich provedení (volba materiálů, tvaru, celkové plochy) a prací s vysokými impedancemi.

V následujících podkapitolách shrňme základní pravidla pro správnou funkci elektromagnetického průtokoměru s kontaktními elektrodami s uvedením teoretické základny.

1.2.1 Princip funkce

Elektromagnetické průtokoměry využívají vlastností elektromagnetického pole, které působí na pohybující se kapalinu. V obecném případě je možné uvažovat pole, které může mít složku elektrickou a současně i magnetickou. Dále můžeme v obecných úvahách volit libovolný směr elektromagnetického pole. V praxi se však využívá konstrukční zapojení, kdy magnetické pole, vytvořené průchodem proudu budícími cívkami, je v ose cívek kolmé k ose snímacích elektrod a zároveň kolmé ke směru toku měřené kapaliny.

Typické čidlo průtokoměru je znázorněno na obr. 1.1 a skládá se z izolační nemagnetické trubice (1), dvojice cívek (2) a snímacích elektrod (3).



Obr. 1.1: Elektromagnetický průtokoměr s kontaktními elektrodami.

Čidlo průtokoměru je složeno z izolační a nemagnetické trubice, kterou protéká měřená kapalina. Umístění snímacích elektrod je naznačeno na obr. 1.1. Elektrody jsou vyrobeny z nemagnetického vodivého materiálu a musí mít elektrický kontakt s měřenou kapalinou. Cívky a pólové nástavce budícího magnetického obvodu jsou umístěny na vnějším povrchu měřené trubice.

Jak již bylo uvedeno v kapitole 1.1 je možno popsat magnetické pole průtokoměru pomocí Maxwellových rovnic. Přesný popis magnetického pole s uvažováním okrajových podmínek, podmínek na materiálových rozhraních s respektováním počátečních podmínek by byl příliš náročný. V rámci popisu principu použijme zjednodušeného pohledu, kdy uvažujeme pole v měřeném prostoru za homogenní a bez vlivu okolního prostředí na zkoumaný prostor uvnitř měřeného profilu.

Základním zákonem, ze kterého vychází princip měření elektromagnetického průtokoměru je druhá Maxwellova rovnice, tedy Faradayův zákon [57]. Ten v principu říká – pohybuje-li se vodič v magnetickém poli, pak kolmo k budícímu poli se vytvoří pole elektrické o intenzitě úměrné rychlosti pohybu vodiče. V našem případě vodičem bude měřená kapalina. Fyzikální podstatě je blízké vysvětlení vzniku napětí na elektrodách jako důsledek působení Lorentzových sil v obvodu, tedy obdobě Hallova jevu s tím rozdílem, že pohyb volného náboje není způsoben elektrostatickým polem, ale mechanickým pohybem měřeného média.

V případě obecnějšího vyjádření lze dle [70] děje v průtokoměrném profilu popsat Poissonovou rovnicí ve tvaru

$$\Delta \bar{\varphi} = \operatorname{div} (\bar{\mathbf{v}} \times \bar{\mathbf{B}} + \overline{\mathbf{v}' \times \mathbf{B}'}), \quad (1.18)$$

kde hodnoty s pruhem znamenají průměrné ustálené hodnoty a hodnoty s čárkou odpovídají vlivu turbulentního proudění. Druhý člen je však dle [70] zanedbatelný dokonce i pro měření průtoku kovů, takže výslednou rovnici lze zapsat ve tvaru

$$\Delta \varphi = \operatorname{div} (\mathbf{v} \times \mathbf{B}). \quad (1.19)$$

Pomocí vektorové identity lze tento vztah přepsat na

$$\Delta \varphi = \mathbf{B} \cdot \operatorname{rot} \mathbf{v} - \mathbf{v} \cdot \operatorname{rot} \mathbf{B}. \quad (1.20)$$

Ve většině případů druhý člen můžeme zanedbat (jak bude diskutováno v kap. 5.1.1.1 o vířivých proudech), neboť tento člen vyjadřuje vliv indukce vyvolané indukovaným proudem v měřené kapalině (a tedy $\operatorname{rot} \mathbf{B} = 0$) a proto za relevantní vztah pro potenciál vzniklý indukovaným polem a rychlostí kapaliny můžeme považovat vztah

$$\Delta \varphi = \mathbf{B} \cdot \operatorname{rot} \mathbf{v}. \quad (1.21)$$

Pro určení konkrétního napětí na elektrodách můžeme postupovat i jiným způsobem. Při zjednodušující podmínce homogenního pole můžeme vyjít z druhé Maxwellovy rovnice a s přihlédnutím k difúzní rovnici (1.3) je pak možno zredukovat bilanci vzniklého elektrického pole diferenciální rovnicí

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} + \operatorname{rot}(\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \quad (1.22)$$

a odtud můžeme vyjádřit celkové elektrické pole:

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + (\mathbf{v} \times \operatorname{rot} \mathbf{A}), \quad (1.23)$$

kde první složka na pravé straně představuje klidovou indukovanou složku, někdy nazývanou transformační složku, druhý člen představuje námi zkoumanou užitečnou pohybovou indukovanou složku.

Výraz (1.23) můžeme vyjádřit i v integrální formě a dostaneme celkové indukované napětí:

$$U = -\frac{d\Phi}{dt} + \oint_C (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) d\mathbf{r}, \quad (1.24)$$

V případě stacionárního pole je první člen nulový a výsledná intenzita je dána jen působením magnetické složky Lorentzových sil (viz rovnice (1.15)).

$$\mathbf{E} = \mathbf{v} \times \mathbf{B}, \quad (1.25)$$

Proudí-li kapalina (tedy o určité minimální koncentraci iontů) trubicí, pak na elektrodách, které zasahují do měřicího profilu a jsou tedy v kontaktu s měřenou kapalinou, se vytvoří napětí U přímo úměrné rychlosti kapaliny:

$$U = \mathbf{v} \cdot \mathbf{B} \cdot D, \quad (1.26)$$

Ze znalosti průřezu trubice D pak můžeme určit objemový průtok kapaliny.

Rovnice (1.26) platí za předpokladu, že osa elektrod je kolmá k rovině, ve které leží kolmé vektory $\mathbf{B}$ a $\mathbf{v}$, nezohledňuje tedy zakřivení siločar pole vyvolané budicími cívkami, rychlostní profil měřeného média a jiné parazitní vlivy. Proto se zavádí tzv. citlivostní koeficient, který určuje poměr mezi reálným napětím na elektrodách a jeho teoretickým odhadem:

$$S = \frac{U_{xy}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{B} \cdot D}, \quad (1.27)$$

kde U_{xy} je reálné napětí na elektrodách. V praxi je v podstatě nemožné dosáhnout $S=1$ a dosahuje se maximálně hodnot $S=0,2$ [66].

Teoretické předpoklady dané vzorcem (1.25) ukazují, že je možné elektromagnetický průtokoměr budit stacionárním magnetickým polem. V praxi se ale toto provedení průtokoměrů nepoužívá, důvody jsou uvedeny v kap. 1.2.2.

V praktické realizaci se používají především průtokoměry buzené střídavým (harmonickým nebo alternujícím) magnetickým polem. Pak tedy je nutné uvažovat i klidovou transformační složku a minimalizovat její vliv.

Velmi důležitým faktorem je rovněž hodnota odporu kapaliny, která je přímo úměrná průměru potrubí a nepřímo úměrná velikosti plochy sběrných elektrod a relativní vodivosti kapaliny.

Přesnost měření je určena velikostí budicího magnetického pole a při nízkých vodivostech i vodivosti měřeného média. Je nutné použít vyhodnocovací elektroniky s velmi vysokým vstupním odporem. Klasické elektromagnetické průtokoměry s kontaktními elektrodami mívají vstupní odpor sběrných zesilovačů v řádu jednotek $M\Omega$.

Udávaná minimální relativní vodivost měřeného média je u většiny výrobců $5\mu S/cm$, ovšem tato hodnota je dle [25] diskutabilní, jak bude probráno v kap. 5.4.

1.2.2 Průběhy magnetického buzení používaných v praxi

Zásady pro časový průběh magnetického pole vytvářeného budícím obvodem elektromagnetického průtokoměru s kontaktními elektrodami jsou v podstatě shodné i pro správnou funkci průtokoměru s kapacitními elektrodami, proto je vhodné nyní v přehledné rešerži zhodnotit používaná buzení stávajících průtokoměrů s kontaktními elektrodami. Tato problematika je velmi dobře popsána např. v literatuře [12], [70] a [5].

Stejnoseměrné budící pole

Stejnoseměrné budící pole v průtokoměru s kapacitními elektrodami nelze využít, proto nemá význam se tímto polem v této kapitole zabývat.

Harmonické střídavé buzení

V současné průmyslové praxi se takřka výhradně používají průtokoměry buzené střídavým (harmonickým, obdélníkovým, lichoběžníkovým nebo pulzním) magnetickým polem. Hlavní výhodou je potlačení vlivu stejnosměrných napětí a oddělení užitečného signálu derivační kapacitní vazbou. Nevýhodou střídavého buzení je vliv parazitní transformační složky, která vzniká časovou změnou budícího magnetického toku a dále pak vliv vířivých proudů, vznikajících při časové změně působícího magnetického pole. Celkové napětí na elektrodách $u_r(t)$ při buzení střídavým harmonickým magnetickým polem je tedy dáno součtem napětí odpovídajícímu průtoku $u_v(t)$ a parazitních složek [10]:

$$u_r(t) = u_v(t) + u_a(t) + u_s(t) + U_{ss}, \quad (1.28)$$

kde $u_a(t)$ je souhrn střídavých parazitních napětí asynchronních s frekvencí buzení,

$u_s(t)$ je souhrn střídavých parazitních napětí synchronních s frekvencí buzení,

U_{ss} je stejnosměrná rušivá složka (zejména potenciál vzniklý chemickými procesy mezi kapalinou a elektrodou).

Stejnoseměrnou složkou se nebudeme zabývat, neboť pro průtokoměry s kapacitními elektrodami se tato složka neuplatní, ostatní složky budou podrobně pojednány v kap.4.

Hlavní nevýhodou střídavého harmonického buzení je náročné elektronické zpracování a tím vyšší cena a také nutnost stálého buzení a tudíž značná výkonová ztráta.

Střídavé impulsní buzení obdélníkového průběhu

V posledních přibližně 20 letech se stále více používá střídavého impulsního buzení obdélníkového průběhu. Impulsní buzení má nesporné výhody:

- parazitní transformační složka a vliv vířivých proudů se uplatní pouze při změně polarity budícího proudu,
- není třeba stálého buzení, a proto je možné budit cívky vyšším proudem po kratší dobu tak, abychom nepřesáhli povolenou výkonovou ztrátu na cívkách,
- odečítáním hodnot při kladné a záporné půlvlně je možno zdvojnásobit citlivost měřeného signálu a zároveň významně potlačit vliv parazitních signálů.

V okamžiku změny polarity magnetického pole však dochází k tlumeným zákmitům napětí na cívkách, jejichž frekvence je dána indukčností a přidavnou parazitní kapacitou cívek. Tyto zákmity se i přes pečlivé provedení dostanou do měřené odezvy a projeví se rovněž zákmity na hranách. Proto je třeba signál z elektrod vzorkovat až po ustálení magnetického pole.

Dalším velmi významným parazitním vlivem je opět 50Hz signál indukovaný z napájecí sítě. Proto je frekvence budicího signálu volena jako celočíselný podíl frekvence 50Hz a obvykle se používá frekvencí 6,25Hz (50Hz/8) až 12,5Hz (50Hz/4). Rušení 50Hz má souhlasný charakter, takže má stejný vliv na obě polarity signálu odezvy, a proto odečtením hodnot při obou polaritách buzení je tento vliv eliminován.

Dále je třeba, pokud možno digitálně, odečíst rušivé signály při nulovém průtoku a tento signál pak odečítat od užitečného signálu.

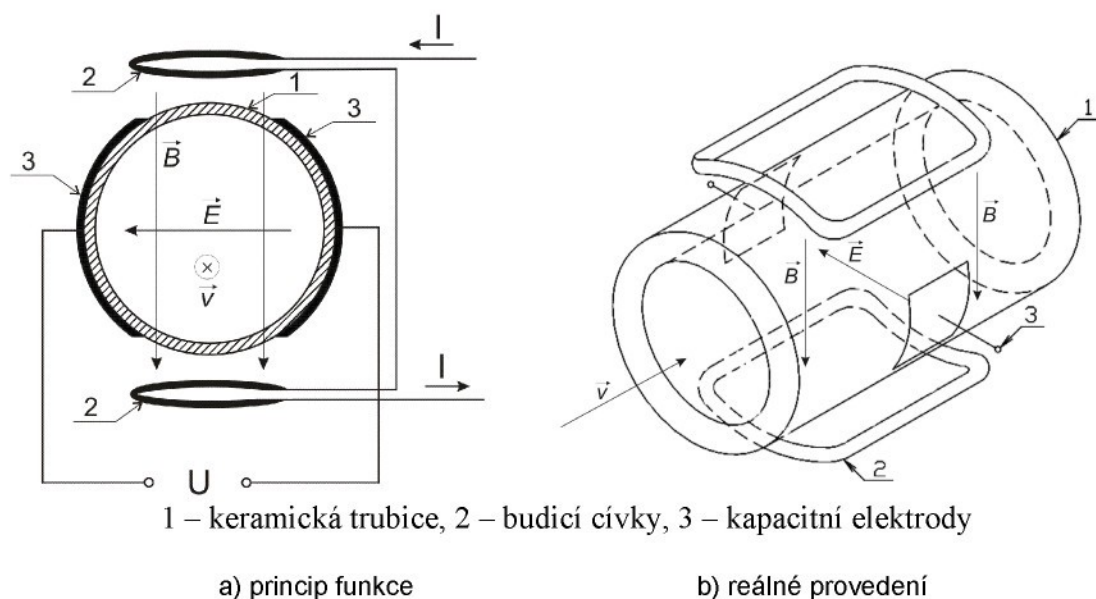
Proud do budicích cívek je podle velikosti čidla (DN je několik mm až 3m) od cca 100mA do jednotek ampér. Výkonová ztráta se pohybuje od jednotek W při nižších světlostech (DN < 500) do desítek W pro větší světlosti měřeného potrubí.

Přesnost současných nejpřesnějších průtokoměrů dosahuje až 0,15% z měřené hodnoty při rozsahu měřeného signálu 2,5-100%.

2 Elektromagnetický průtokoměr s kapacitními elektrodami (EMFC)

2.1 Princip funkce

Princip funkce elektromagnetického průtokoměru s kapacitními elektrodami (Electro-Magnetic Flowmeter with Capacitive electrodes) - dále jen EMFC, je zobrazen na obr. 2.1 a je v podstatě shodný s elektromagnetickým průtokoměrem s kontaktními elektrodami s tím rozdílem, že elektrody (3) jsou umístěny vně průtokoměrné trubice. V sérii s měřeným signálem je tedy v podstatě vložen kondenzátor, jehož jednou elektrodou je vnitřní strana měřené trubice a druhou je plošná vnější elektroda. Tato kapacita je však velmi nízká (řádově desítky pF - uvedeno v kap.6.2) a při použití obdobných frekvencí budicího signálu jako u průtokoměrů s kontaktními elektrodami je jeho impedance příliš vysoká. To vyvolává nutnost významně zvýšit vstupní impedanci vyhodnocovací elektroniky.



Obr. 2.1 Elektromagnetický průtokoměr s kapacitními elektrodami – princip funkce.

Elektromagnetický indukční průtokoměr s kapacitními elektrodami je založen na stejném fyzikálním principu jako elektromagnetický průtokoměr s kontaktními elektrodami, kterým je pohyb kapaliny v magnetickém poli. Rozdílný je pouze způsob vyhodnocování měřené veličiny.

2.2 Průběhy magnetického buzení

Z principu je jasné, že stejnosměrné buzení je vyloučeno, neboť elektrody nejsou galvanicky spojeny s měřenou kapalinou. Zbývají v úvahu harmonické buzení, obdélníkové nebo lichoběžníkové buzení. Časový průběh jednotlivých typů buzení je popsán v kap. 1.2.2. Problémy spojené s jednotlivými typy buzení u průtokoměru s kontaktními elektrodami jsou ob-

dobné i u čidel s bezkontaktními elektrodami. Zásadní rozdíl je ve frekvenci buzení. Jak bude pojednáno v kap. 6.3.1 je zřejmé, že v cestě zpracování signálu je umístěn kondenzátor jehož jednou elektrodou je měřená kapalina, dielektrikem je materiál stěny průtokoměrné trubice a druhou elektrodou je sběrná povrchová elektroda. Jak ukážeme dále, kapacita tohoto kondenzátoru je velmi nízká a pro frekvence používané v průtokoměrech s kontaktními elektrodami znamená poměrně vysokou impedanci v sérii se signálem a způsobuje tedy vysoký útlum. Je tedy třeba použít daleko vyšší frekvence buzení. Bohužel s tímto požadavkem nastávají přídatné problémy jako je nutnost snížení indukčnosti budících cívek, zvýšení možnosti průniku transformační složky z buzení do odezvy a v neposlední řadě i vyšší vliv vířivých proudů na výsledek zejména při harmonickém buzení. Pro 1. funkční model (dále jen 1. FM) byl zvolen sinusový průběh, a to zejména pro jednoduchost obvodu buzení, kdy není nutné řešit problémy se zesilovačem při obdélníkovém buzení (záznějové zákmity při skokové změně budícího signálu).

2.3 Podmínky pro úspěšnou realizaci průtokoměru

Vývoj elektromagnetického průtokoměru s kapacitními elektrodami může být úspěšný pouze za následujících předpokladů:

- navrhnout materiál a mechanické provedení trubice a elektrod tak, aby výsledná kapacita vstupního kondenzátoru byla co nejvyšší, případně elektrody rozdělit zvýšit tak velikost výstupního signálu,
- navrhnout vstupní zesilovač vyhodnocovací elektroniky s podstatně vyšší vstupní impedancí (řádově až stovky $M\Omega$),
- zvýšit frekvenci buzení tak, aby byla zachována pokud možno co nejvyšší magnetická indukce (nízká hodnota časové konstanty $\tau = L/R$ budící cívky) a přitom nebylo nutné výrazně zvyšovat proud v budících cívkách, najít tedy optimální frekvenci, kdy bude splněna podmínka (4.3) a zároveň budící pole bude co možná nejsilnější,
- omezit vliv parazitních signálů na užitečný signál, a to účinným stíněním (včetně aktivního stínění), filtrací 50Hz a obvody koherentní demodulace.

Pro kvalifikované praktické řešení průtokoměru je nejprve nutný podrobný teoretický rozbor jednotlivých částí, účastnících se procesu měření, tedy:

- popis magnetického pole vyvolané proudovým buzením cívek
- výpočet napětí na sběrných elektrodách, úměrného rychlosti, rychlostnímu profilu proudění a vodivosti měřené kapaliny s akceptací materiálu trubice a sběrných elektrod
- zpracování získaného signálu - obvodové řešení (zesilovač, filtr, synchronní detekce)

Na problematiku popisu elektromagnetického pole lze mít dva pohledy: mikroskopický (molekulární hledisko) a makroskopický. Mikroskopický pohled nám naznačí působení elektromagnetických sil uvnitř průtokoměrného profilu pomocí molekulární teorie, zatímco makroskopický pohled umožní popis sledovaného jevu pomocí popisu elektromagnetického pole.

3 Popis dějů v čidle EMFC z hlediska molekulární teorie

Základní popis principu a vlastností průtokoměru lze nejlépe provést pomocí molekulární (mikroskopické) teorie, poněvadž je založen na pohybu nabitých částic. V této kapitole popíšeme základní vlastnosti molekul, jejich nahodilý pohyb, usměrněný pohyb pod vlivem magnetického pole a odvodíme základní parametry jednoduchého modelu průtokoměru. Z elektrického hlediska získáme základní náhradní obvody. Ve výpočtech se omezíme na destilovanou vodu, kterou lze považovat za dielektrickou kapalinu.

Oproti fenomenologickému (makroskopickému) přístupu je hlavní přednost ve větší názornosti a srozumitelnosti použitých modelů. Odvození je však místy složitější a náročnější.

3.1 Fyzikální vlastnosti a pohyb molekul

Důležitým parametrem je koncentrace nabitých částic. Zavádí se kilomol látky M , což je takové množství látky, kolik činí její poměrná molekulová hmotnost v kilogramech. Pro vodu je tedy $M = 18 \text{ kg/kmol}$. Platí Avogadrův zákon, podle něhož kilomol libovolné látky obsahuje stejný počet molekul, který je dán Avogadrovou konstantou

$$N_A = 6,022 \cdot 10^{26} \text{ kmol}^{-1}. \quad (3.1)$$

K určení koncentrace částic potřebujeme znát, kolik kilomolů je v objemové jednotce. Pokud je hustota látky ρ , pak je v objemové jednotce ρ/M kilomolů a koncentrace neutrálních částic činí

$$n_n = N_A \frac{\rho}{M}. \quad (3.2)$$

Pro vodu to je $3,25 \cdot 10^{25} \text{ m}^{-3}$.

Ve vodě je vždy část molekul disociována na anionty OH^- a kationty H_3O^+ . Koncentrace iontů určuje kyselost či zásaditost roztoku. Obvykle se udává v logaritmické stupnici, označme ji n_{ilog} . Jednotkou je pak pH. Koncentrace iontů je tedy dána výrazem

$$n_i = n_n \cdot 10^{-n_{ilog}} = N_A \frac{\rho}{M} \cdot 10^{-n_{ilog}}. \quad (3.3)$$

Pro destilovanou, neutrální vodu je koncentrace aniontů i kationtů stejná a v logaritmické stupnici činí $n_{ilog} = 7 \text{ pH}$. Koncentrace iontů je tedy $3,25 \cdot 10^{18} \text{ m}^{-3}$.

Obdobně jako u plynu, můžeme molekuly kapaliny považovat za ideální koule, která navzájem do sebe narážejí, čímž vzniká nahodilý pohyb. Pro nahodilý pohyb molekul je důležité znát prostor, který má molekula v průměru k dispozici mezi dvěma srážkami. Číselně je roven převrácené hodnotě hustoty částic, dané vztahem (3.2). Pro vodu činí $V_m = 3 \cdot 10^{-26} \text{ m}^3$. Pokud tento objem považujeme za krychli, pak má její strana délku $l_m = 3,1 \text{ nm}$. Typická vzdálenost mezi atomy v molekule se v literatuře udává kolem $0,15 \text{ nm}$. Efektivní průměr molekuly vody by tedy byl kolem $0,5 \text{ nm}$. Střední volná dráha molekuly vody je tedy kolem $2,5 \text{ nm}$, tedy asi pětinasobek jejího průměru.

Daleko větším problémem je určení střední rychlosti. Zde nezbyvá než předpokládat analogii s kinetickou teorií plynů, v níž byly pro rychlost odvozeny analytické výrazy. Pro typické molekuly je rychlost řádově stovky m/s. Pro vodu budeme předpokládat $v_n = 400$ m/s. Pak vychází překvapivě vysoká frekvence srážek 400 GHz.

Poněvadž nás zajímají především ionty, lze analogickým postupem ukázat, že iontu jednoho znaménka přísluší objem $V_i = 3 \cdot 10^{-19} \text{ m}^3$ a průměrná vzdálenost mezi těmito ionty činí $l_i = 670 \text{ nm}$.

3.2 Pohyb iontů v magnetickém poli - kinematika

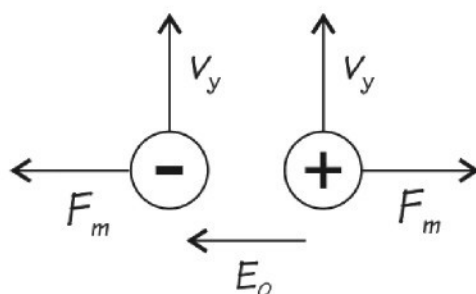
Uvažujeme průtokoměr tvořený dvěma rovnoběžnými deskovými elektrodami ponořenými do kapaliny, souběžně s jejím proudem. Délka elektrody ve směru toku nechť je a , výška b vzdálenost mezi nimi je d . Mezi elektrodami předpokládáme homogenní magnetické pole. Uvažujeme, že v kapalině jsou kladné ionty. Souřadnou soustavu volíme tak, že osa X je kolmá k ploše elektrod, osa Y udává směr toku a osa Z je ve směru magnetického pole.

Pohybuje-li se kladný iont kolmo k magnetické indukci B , která má směr osy Z , rychlostí v_y ve směru osy Y , pak na něho ve směru osy X působí magnetická síla

$$F_{xm} = qv_y B, \quad (3.4)$$

kde $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ je náboj elektronu v absolutní hodnotě.

Ionty pohybující se ve směru osy X dopadnou na elektrodu, kterou nabijí kladně. Od opačné elektrody kladné ionty odcházejí, tato oblast se nabijí záporně.



Obr. 3.1: Síly působící na ionty v magnetickém poli

Vzniká elektrické pole o intenzitě E_0 mířící od kladných nábojů k záporným, která na ionty působí opačnou silou

$$F_{xe} = -qE_0. \quad (3.5)$$

Zkrátka se ustálí rovnovážný stav, kdy jsou obě síly v absolutní hodnotě stejně velké. Ze vztahu (3.4) a (3.5) lze určit intenzitu elektrického pole. Pro její absolutní hodnotu obdržíme vztah

$$E_0 = v_y B. \quad (3.6)$$

Vynásobíme-li vzdálenost d mezi elektrodami, dostaneme vztah pro napětí mezi nimi, které je vyvoláno prouděním kapaliny

$$U_0 = dE_0 = dv_y B. \quad (3.7)$$

Napětí je úměrné rychlosti proudění a na tom je založen princip průtokoměru. Důležité na posledních dvou vztazích je to, že v nich (kromě vzdálenosti mezi elektrodami a magnetické indukce, která jsou pevně dány) vystupuje jen rychlost pohybu kapaliny, přesněji je to rychlost iontů, která je však obvykle stejná jako rychlost neutrálních molekul. Nejsou zde žádné další parametry, jako koncentrace iontů, jejich hmotnosti atd. Jedinou podmínkou je, aby iont měl jediný náboj, což je v roztocích zpravidla splněno. Průtokoměr s magnetickým polem je tedy univerzální a absolutní přístroj. Teoreticky tedy nepotřebuje žádnou kalibraci.

Pro představu uvažujeme typické magnetické pole o indukci $B = 2$ mT, rychlost iontů $v_y = 12$ m/s (obvyklá maximální rychlost v měřicí trubici) a vzdálenost mezi elektrodami $d = 70$ mm¹. Pak je intenzita elektrického pole podle (3.6) $E_0 = 12$ mV/m a výsledné napětí podle vztahu (3.7) činí $U_0 = 1680$ μV. Pro další úvahy můžeme počítat s typickým maximálním napětím 2 mV.

Důležitá je koncentrace nábojů na elektrodách. Uvažujeme-li nejnížší předpokládanou vodivost kapaliny, tedy destilovanou vodu, pak je kapacita kondenzátoru tvořeného elektrodami dána vztahem

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{ab}{d}, \quad (3.8)$$

kde ε_0 je permitivita vakua, ε_r je relativní permitivita, která pro destilovanou vodu nabývá poměrně vysokou hodnotu $\varepsilon_r = 81$. Zbývající symboly popisují geometrii kondenzátoru: a je délka, b výška a d vzdálenost mezi elektrodami. Na elektrodě pak bude náboj

$$Q = CU_H. \quad (3.9)$$

Odtud již snadno dostaneme počet iontů na elektrodě

$$N_e = \frac{Q}{q} = \frac{CU_0}{q}, \quad (3.10)$$

kde q je náboj jednoho iontu, v absolutní hodnotě rovný náboji elektronu. Po dosazení typické geometrie elektrod $a = 70$ mm, $b = 40$ mm a $d = 70$ mm dostaneme ze vztahu (3.8), (3.9) a (3.10) postupně tyto orientační hodnoty: kapacita $C = 28,7$ pF, na elektrodě je náboj $Q = 2 \cdot 10^{-15}$ C, kterému odpovídá $N_e = 13000$ zachycených iontů.

Počet zachycených iontů je překvapivě nízký, řádově tisíce. Přitom voda má oproti jiným kapalinám o řád vyšší relativní permitivitu. U jiných kapalin by byl počet iontů na elektrodě řádově stovky. Poněvadž se jedná o dynamický děj (jedny ionty se přichycují, druhé odtrhávají), počet iontů na elektrodě bude kolísat kolem průměrné hodnoty. Toto kolísání může být dost vysoké, měřené napětí bude tedy v principu zatíženo šumem, který nebude možné redukovat.

¹ Geometrické hodnoty odpovídají realizaci

V předchozí části jsme odhadli průměrnou vzdálenost mezi ionty jako $l_i = 670$ nm. Ve vrstvě těsně u elektrody připadá na jeden iont plocha $S_i = l_i^2 = 4,5 \cdot 10^{-13}$ m². V této vrstvě tedy bude

$$N_v = \frac{S}{S_i} = \frac{ab}{S_i} = 6,2 \cdot 10^9 \quad (3.11)$$

iontů. V těsné blízkosti elektrody je daleko vyšší počet iontů, než je zachyceno elektrodou. Z porovnání výsledků (3.10) a (3.11) vyplývá, že pouze každý padesátý iont z těch, které jsou v těsné blízkosti elektrody, je elektrodou zachycen. Náboj na elektrodě se tedy získává pouze z iontů, které jsou těsně u elektrody, a to z jejich nepatrné části.

3.3 Pohyb iontů v magnetickém poli - dynamika

Z hlediska dynamiky je důležité určit průměrnou rychlost v_x , kterou se ionty pohybují směrem k elektrodě. Jako jednoduché řešení je aplikace první věty impulsové, která říká, že změna hybnosti je rovna impulsu síly

$$mv_k - mv_p = \int_0^{t_F} F_m(t) dt, \quad (3.12)$$

kde m je hmotnost, v_p je počáteční a v_k konečná rychlost, $F_m(t)$ je časově proměnná síla, která působí v časovém intervalu $< 0, t_F >$. Ve vztahu (3.12) veličina v_p je tedy rychlost v čase $t = 0$ a v_k v čase $t = t_F$. U iontů předpokládáme, že působí elektromagnetická síla, která je mezi dvěma srážkami konstantní a je dána vztahem (3.4), tj. $F(t) = F_{mx}$. Dále předpokládáme, že počáteční rychlost je nulová, $v_p = 0$. Tedy srážka iontu s jinou molekulou jeho pohyb v průměru zastaví. Doba t_F působení síly je střední doba mezi srážkami. Odhadneme ji podle vztahu

$$t_F = \frac{l_s}{v_n}, \quad (3.13)$$

kde l_s je střední volná dráha molekuly a v_n je střední rychlost jejího nahodilého pohybu. Obě hodnoty jsou odhadnuty v kapitole 3.1, $l_s = 2,5$ nm, $v_n = 400$ m/s. Pak je střední doba mezi srážkami $6 \cdot 10^{-12}$ s = 6 ps, tedy velmi malá. Lepší představu možná podá frekvence srážek $f_F = 1/t_F = 170$ GHz. Řádově souhlasí s hodnotou uvedenou na konci části (3.1).

Po úpravách vztahu (3.12) podle vysvětlení a po dosazení z (3.5) a (3.13) dostaneme výsledný vztah pro průměrnou rychlost iontů působením magnetického pole

$$v_x = \frac{q v_y B}{m} t_F = \frac{q v_y B}{m} \cdot \frac{l_s}{v_n}. \quad (3.14)$$

Po dosazení typických hodnot dostaneme výsledek $v_x = 7 \cdot 10^{-9}$ m/s. Pohyb iontů je tedy velmi pomalý.

3.4 Náhradní obvod - stacionární případ

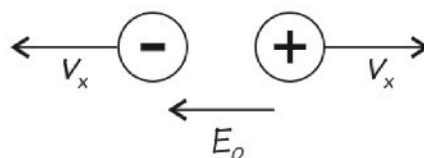
Předpokládejme, že magnetické pole je konstantní a elektrody zkratovány. Pak mezi nimi teče proud, pro jehož hustotu platí obecný vztah

$$i = N_i q v_x, \quad (3.15)$$

kde N_i je hustota iontů, q je náboj iontu a v_x jeho rychlost (viz , která je dána vztahem (3.14). Tento vztah přepíšeme pomocí základního vztahu (3.6) na tvar

$$v_x = \frac{q}{m} t_F E_0, \quad (3.16)$$

kde $E_0 = v_y B$ je intenzita elektrického pole vyvolaná pohybem nabitých částic rychlostí v_y kolmo k magnetickému poli o indukci $B_z = B$.



Obr. 3.2: Pohyb iontů v ose x.

Rychlost v_x je tedy úměrná intenzitě elektrického pole E_0 , což lze obecně popsat takto

$$v_x = \mu E_0, \quad (3.17)$$

kde konstanta μ se nazývá pohyblivost. Její fyzikální význam je v tom, že udává rychlost nositelů náboje v jednotkovém elektrickém poli 1 V/m. Ze vztahu (3.16) je zřejmé, že pro pohyblivost platí vztah

$$\mu = \frac{v_x}{E_0} = \frac{q}{m} t_F. \quad (3.18)$$

Po dosazení vztahu (3.17) do vztahu (3.15) získáme Ohmův zákon v diferenciálním tvaru

$$i = N_i q v_x = N_i q \mu E_0 = \gamma E_0, \quad (3.19)$$

kde

$$\gamma = N_i q \mu \quad (3.20)$$

je vodivost.

Pokud je elektrické pole homogenní, je celkový proud $i = iS$, kde $s = ab$ je plocha elektrod. Pro napětí U_0 mezi elektrodami platí vztah $U_0 = E_0 d$. Jednoduchými úpravami Ohmova zákona v diferenciálním tvaru (3.19) získáme Ohmův zákon v integrálním tvaru

$$I = Si = S\gamma E_0 = S\gamma \frac{U_0}{d} = \frac{U_0}{\frac{d}{S\gamma}} = \frac{U_0}{R_i} , \quad (3.21)$$

kde

$$R_i = \frac{1}{\gamma} \frac{d}{S} \quad (3.22)$$

je odpor prostředí mezi elektrodami.

Docházíme tak ke stacionárnímu náhradnímu obvodu pro jeden druh nositele náboje. Průtokoměr je tvořen ideálním zdrojem napětí

$$U_0 = v_y B d , \quad (3.23)$$

k němuž je připojen vnitřní odpor R_i daný vztahem (3.22). Ideální zdroj napětí je řízen dvěma parametry, rychlostí nabitých částic v_y a vnějším magnetickým polem o indukci B .

U vnitřního odporu se již projevují vlastnosti prostředí a to ve vodivosti γ , kterou ovlivňuje zejména koncentrace iontů a jejich pohyblivost. Pokud bychom znali střední dobu mezi srážkami t_F , mohli bychom zjistit pohyblivost a z ní pak vodivost. Prakticky se postupuje obráceně, ze změřené vodivosti se určí pohyblivost a z ní se vypočte doba mezi srážkami.

Pokud jsou v proudící kapalině jen ionty jednoho znaménka, platí vše, co bylo řečeno v předchozí části, která se konkrétně zabývala kladnými ionty, kationty. V destilované vodě to jsou částice H_3O^+ . Obvykle se však vyskytují oba typy iontů. Je nutno zkoumat, zda vztahy odvozené v předchozí části není třeba korigovat.

Záporné ionty se v proudící kapalině pohybují stejným směrem jako kladné, takže magnetické pole je odchyluje opačným směrem, viz obr. 1. Zatímco kladné ionty nabíjejí jednu elektrodu, záporné nabíjejí elektrodu opačnou, jejich účinky se tedy sčítají. Zdálo by se, že napětí mezi elektrodami pak bude dvojnásobné bez ohledu na koncentrace iontů, tedy vztah (3.23) by měl přejít na

$$U_0 = 2v_y B d , \quad (3.24)$$

kde v_y je rychlost proudění kapaliny, B je indukce vtištěného magnetického pole a d je vzdálenost mezi elektrodami.

Ve skutečnosti podle obr. 3.1 elektrické pole E_0 působí stejně velkou silou na náboje obou znamének. Její směr je ovšem opačný. Elektrické pole se tedy přítomností nábojů druhého znaménka nezmění. Podle vztahu (3.24) dvojnásobnému napětí odpovídá dvojnásobná intenzita a na náboje by měla působit dvojnásobná magnetická síla. Pro to nejsou žádné důvody. Platí tedy vztah (3.23).

K vodivosti přispívají oba typy iontů, takže výsledná vodivost je součtem individuálních vodivostí daných vztahem (3.20)

$$\gamma = q(N_p \mu_p + N_n \mu_n) , \quad (3.25)$$

kde N_p je koncentrace a μ_p pohyblivost kladných iontů. Stejný význam mají symboly N_n a μ_n pro záporné ionty.

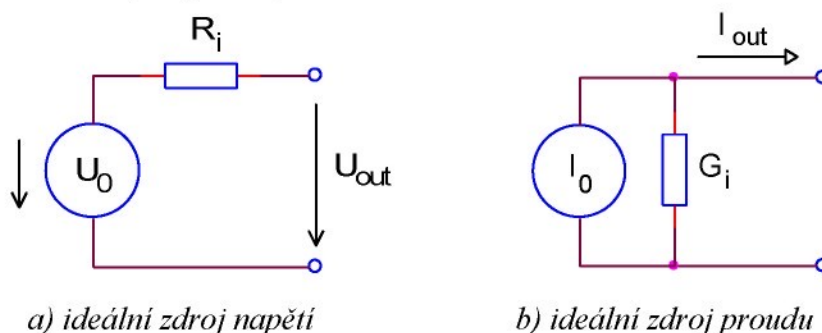
Zdroj napětí je řízen dvěma parametry: rychlostí proudění kapaliny a magnetickou indukcí. Pro vnitřní odpor platí vztah

$$R_i = \frac{1}{\gamma} \frac{d}{S} , \quad (3.26)$$

s tím, že vodivost je dána vztahem (3.25) a nikoliv vztahem (3.20).

Pro případ destilované vody bude napětí mezi elektrodami 140 μV . Koncentrace kationtů i aniontů jsou stejné, tj. $N_p = N_n$ ve vztahu (3.25). Poněvadž relativní hmotnosti obou typů se liší málo (17 a 19 jednotek), lze předpokládat, že pohyblivosti jsou zhruba stejné, $\mu_p \cong \mu_n$. Pak ze vztahu (3.25) plyne $\gamma \cong 2qN_p\mu_p \cong 2qN_n\mu_n$. Vodivost pro každý typ iontů tedy bude zhruba poloviční. Tabulková hodnota vodivosti destilované vody je 30 $\mu\text{S/m}$. Pro kationty a anionty tedy předpokládáme vodivosti 15 $\mu\text{S/m}$. Pro koncentrace iontů $3,25 \cdot 10^{18} \text{ m}^{-3}$, (viz první část) vyjde pohyblivost $2,8 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$. Pro dobu mezi srážkami pak dle vztahu (3.18) získáme hodnotu 5 ps pro anionty a 5,5 ps pro kationty. Přímou aplikací vztahu (3.13) jsme získali 6 ps. Shoda je přímo neuvěřitelná a potvrzuje, že naše představa o střední volné dráze a rychlosti molekul je správná.

Náhradní obvod pro stejnosměrné buzení je dvou typů, jednak s ideálním zdrojem napětí, jednak s ideálním zdrojem proudu, viz obr. 3.3.



Obr. 3.3: Náhradní obvod pro stejnosměrné buzení

U ideálního zdroje napětí je vnitřní odpor v sérii, viz obr. 3.3a. Napětí zdroje je dáno vztahem (3.23) a vnitřní odpor vztahem (3.26).

U ideálního zdroje proudu je vnitřní vodivost paralelně se zdrojem, viz obr. 3.3b. Proud ideálního zdroje je dán vztahem

$$I_0 = \frac{U_0}{R_i} = v_y B \gamma S . \quad (3.27)$$

Zdroj proudu je opět řízen dvěma parametry: rychlostí proudění kapaliny a magnetickou indukcí. Pro vnitřní vodivost platí vztah

$$G_i = \frac{1}{R_i} = \gamma \frac{S}{d} . \quad (3.28)$$

Ať použijeme kterýkoliv náhradní obvod, z teorie obvodů zjistíme tyto základní vlastnosti:

1. Ve stavu naprázdno neteče na výstupu žádný proud a napětí je dáno vztahem (3.24), tj.

$$U_0 = v_y B d, \quad (3.29)$$

2. Je-li výstup zkratován, je výstupní napětí nulové a zkratem teče proud

$$I_0 = \frac{U_0}{R_i}, \quad (3.30)$$

3. Připojíme-li odporovou zátěž R_z , teče zátěží proud

$$I_0 = \frac{U_0}{R_i + R_z}, \quad (3.31)$$

a na zátěži je napětí

$$U_z = U_0 \frac{R_z}{R_i + R_z}, \quad (3.32)$$

4. Do zátěže se dostává maximální výkon, pokud je zatěžovací odpor roven vnitřnímu, $R_z = R_i$, či zatěžovací vodivost je rovna vnitřní vodivosti. Napětí na zátěži je polovinou napětí zdroje, případně proud tekoucí zátěží je poloviční v porovnání s proudem zdroje. Výkon dodávaný do zátěže je dán vztahem

$$P_{\max z} = \frac{U_0^2}{4R_i} = \frac{I_0^2}{4}, \quad (3.33)$$

Pro námi uvažovanou destilovanou vodu a geometrii elektrod vyjdou tyto základní vlastnosti náhradního zdroje. Napětí zdroje a napětí naprázdno činí 100 μV , proud zdroje proudu a proud nakrátko je 60 pA, vnitřní odpor má hodnotu 1,7 $\text{M}\Omega$, vnitřní vodivost je 600 nS a maximální výkon na zátěži 1,7 $\text{M}\Omega$ činí $1,5 \cdot 10^{-15} \text{ W} = 1,5 \text{ fW}$. Jedná se o velmi měkký zdroj.

3.5 Náhradní obvod – kvazistacionární případ

Budeme uvažovat následující tento přechodový jev. V okamžiku $t = 0$ je zapnuto magnetické pole. Rychlost proudění kapaliny se nezmění; počáteční podmínky pro okamžik $t = 0$ jsou tyto: okamžité napětí mezi elektrodami je nulové a k elektrodám teče proud daný napětím zdroje a vnitřním odporem. Analyticky jsou dány takto:

$$u = 0, \quad i = \frac{U_0}{R_i} \quad \text{pro } t = 0. \quad (3.34)$$

Zde budeme okamžité hodnoty proudu a napětí značit malými písmeny, jak je zvykem v teorii obvodů.

Po zapnutí magnetického pole na elektrody přicházejí náboje a mezi nimi postupně narůstá napětí. Náboj dq zvýší napětí o du podle vztahu

$$dq = C_i du, \quad (3.35)$$

kde C_i je kapacita mezi elektrodami². Tento náboj přiteče za dobu dt

$$dq = idt, \quad (3.36)$$

kde i je okamžitý proud.

Poněvadž na levých stranách rovnic je tatáž hodnota, musí se rovnat i pravé strany

$$idt = C_i du. \quad (3.37)$$

Nyní můžeme postupovat dvěma způsoby, buď vyjádříme okamžité napětí pomocí okamžitého proudu, nebo naopak. Podle stacionárního náhradního obvodu je mezi elektrodami napětí $U_0 - u$, kde U_0 je napětí zdroje. Podle téhož obvodu je mezi elektrodami vnitřní odpor R_i . Pro okamžitý proud tedy platí vztah

$$i = \frac{U_0 - u}{R_i}. \quad (3.38)$$

Po dosazení do rovnice (3.37) a jednoduchých úpravách získáme diferenciální rovnici

$$\frac{du}{dt} + \frac{u}{\tau} = \frac{U_0}{\tau}, \quad (3.39)$$

kde $\tau = R_i C_i$ je časová konstanta.

Druhý způsob vede k diferenciální rovnici pro okamžitý proud. Podle náhradního obvodu na obr. 3.4a je napětí u na kondenzátoru nižší oproti napětí zdroje U_0 o úbytek napětí na vnitřním odporu R_i , tj.

$$u = U_0 - R_i i. \quad (3.40)$$

Pro diferenciály okamžitých hodnot platí vztah

$$du = -R_i di. \quad (3.41)$$

Stejně jako dříve po dosazení do rovnice (3.37) a jednoduchých úpravách získáme diferenciální rovnici

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{\tau} = 0, \quad (3.42)$$

kde τ je tatáž časová konstanta jako v předchozím případě.

Uvažujme obvod podle obr. 3.4a. Mezi okamžitým nábojem q na kondenzátoru a okamžitým proudem i tekoucím tímto kondenzátorem platí vztah

$$q = \frac{di}{dt} = C_i \frac{du}{dt}. \quad (3.43)$$

² z hlediska teorie obvodů se jedná o vnitřní kapacitu, tedy kapacitu mezi pomyslnými elektrodami na stěnách uvnitř trubice, proto je použit index i .

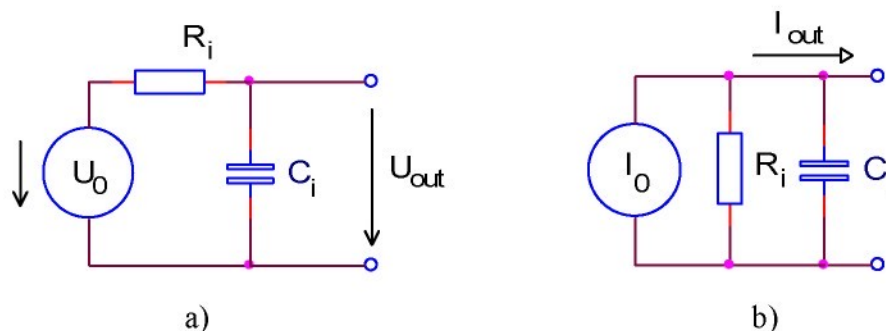
Podle druhého Kirchhoffova zákona pro tento obvod platí

$$U_0 = u + R_i i. \quad (3.44)$$

Po dosazení z předchozí rovnice (3.43) a jednoduchých úpravách získáme diferenciální rovnici

$$\frac{du}{dt} + \frac{u}{\tau} = \frac{U_0}{\tau}, \quad (3.45)$$

která je identická s rovnicí (3.39). Docházíme k závěru, že stacionárnímu náhradnímu obvodu na obr. 3.3 a odpovídá kvazistacionární náhradní obvod na obr. 3.4a.



Obr. 3.4: Náhradní obvod pro případ buzení časově proměnným polem.

Uvažujme obvod podle obr. 3.4b. Mezi okamžitým nábojem na kondenzátoru a okamžitým proudem i tekoucím tímto kondenzátorem platí vztah

$$q = \frac{di}{dt} = C_i \frac{du}{dt}. \quad (3.46)$$

Odporem R_i teče proud $I_0 - i$, takže na tomto odporu (a kondenzátoru) je napětí

$$u = (I_0 - i) R_i. \quad (3.47)$$

Derivací této rovnice podle času dostaneme vztah

$$\frac{du}{dt} = -R_i \frac{di}{dt}. \quad (3.48)$$

Po dosazení z rovnice (4.21) do této rovnice a jednoduchých úpravách získáme diferenciální rovnici

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{\tau} = 0. \quad (3.49)$$

která je identická s rovnicí (3.42). Docházíme k závěru, že stacionárnímu náhradnímu obvodu na obr. 3.3b odpovídá kvazistacionární náhradní obvod na obr. 3.4b.

3.6 Nehomogenní magnetické a proudové pole

V reálném průtokoměru není homogenní ani magnetické pole, ani rychlost proudění. Nehomogenita magnetického pole je též v tom, že existují všechny tři složky, nikoliv jen

hlavní složka magnetické indukce B_z kolmá k ose trubky³. Zatím uvažujeme jen nehomogenitu hlavní složky zodpovědné za vznik elektrického pole.

V základním vztahu (3.6) vystupuje lineárně⁴ jak rychlost proudění částic, tak magnetická indukce. Proto stačí uvažovat jen nehomogenitu jedné z nich. K tomu účelu použijeme magnetickou indukci.

Úplně řešení není možné provést analyticky, je nutno přejít na nějakou formu numerických metod (např. metodu konečných prvků). Zde proto nastíníme jen kvalitativní důsledky. Nehomogenita hlavní složky magnetické indukce má za následek nehomogenitu elektrického pole. Náboj na vnitřní stěně budí všechny složky intenzity, složka $E_x(x,y,z) = E_x(x)$ kolmá ke směru pohybu (a magnetické indukci) však převládá. Podle 3. Maxwellovy rovnice

$$\operatorname{div} \mathbf{E} = \frac{\rho}{\varepsilon}, \quad \frac{dE_x}{dx} \cong \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (\text{aproximace}), \quad (3.50)$$

kde ρ je prostorová hustota volného náboje a ε je permitivita kapaliny. V důsledku nehomogenity hlavní složky magnetické indukce vzniká v kapalině prostorový náboj.

Kvalitativně lze mechanismus vzniku tohoto náboje vysvětlit tím, že v souladu s praxí uvažujeme magnetickou indukci klesající směrem ke stěnám trubky. Na náboje těsně u stěny působí malá magnetická síla, takže stačí malé elektrické pole, aby ji vykompenzovalo. Na náboje z větší vzdálenosti od stěny však působí větší síla, takže se ještě pohybují ke stěně a tím ji dále nabíjejí. Vznikne silnější elektrické pole, které náboje těsně u stěny odtlačuje ke středu trubky. Dochází tak k hromadění náboje v kapalině, které v ustáleném stavu zajistí, že všechny náboje se pohybují ve směru osy trubice.

Při výpočtech tedy musíme uvažovat průměrné elektrické pole, které se ovšem počítá velmi obtížně, mj. vyžaduje řešení Poissonovy rovnice

$$\Delta \varphi = -\frac{\rho}{\varepsilon}, \quad \frac{d^2 \varphi}{dx^2} \cong -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (\text{aproximace}), \quad (3.51)$$

kde φ je elektrický skalární potenciál, který souvisí s intenzitou elektrického pole $\mathbf{E}$ definičním vztahem

$$\mathbf{E} = -\operatorname{grad} \varphi, \quad E_x = -\frac{d\varphi}{dx}. \quad (3.52)$$

Průběh hustoty volného náboje se však určuje obtížně.

Další problém je s určením napětí uvnitř průtokoměru. Pokud není vnitřní elektroda, neplatí na vnitřní straně trubky podmínka stejného potenciálu. V tomto případě je teoreticky vhodnější vypočítat náboj na vnitřní stěně a napětí určit z něho a vnitřní kapacity. Zatímco pro vnitřní kapacitu je jednoduchý analytický výraz (viz kap. 6.2), povrchový náboj se zjišťuje velmi obtížně, poněvadž neumíme ani určit přesně intenzitu elektrického pole těsně u trubky.

³ Volba souřadné soustavy a orientace složek vektorů je popsána v části 3.2. Magnetické pole má směr osy Z_I , osa Y je ve směru proudění a elektrické pole má směr osy X .

⁴ Pokud je druhá veličina konstantní

Magnetické pole má obecně všechny tři složky, na pohyb částic má vliv parazitní složka B_x , která vyvolá dostatečný pohyb částic ve směru proudění, buď zvýší nebo sníží jejich rychlost. V části 3.3 jsme však ukázali, že za normálních podmínek je tato dodatečná rychlost zanedbatelná. Při vysoké hodnotě parazitní složky 1 mT nabývá tato rychlost hodnotu $v_y = 7 \cdot 10^{-9}$ m/s.

3.7 Hallův jev

Napětí mezi bočními stěnami vodiče při Hallově jevu vzniká rovněž působením magnetické síly na pohybující se elektrické náboje. Z hlediska mechanismu vzniku napětí zde tedy není rozdíl. Rozdíl je však minimálně v těchto skutečnostech:

- Při Hallově jevu teče elektrický proud a ten vyvolává pohyb částic. Příčina pohybu je tedy elektrická. V průtokoměru jsou nabitě částice unášeny proudící kapalinou. Příčina jejich pohybu je neelektrická.
- Při Hallově jevu proudí nabitě částice opačného znaménka opačnými směry. Magnetické pole je tedy směruje k téže elektrodě. Náboje se tudíž odečítají a Hallovo napětí je nízké. V diskutovaném případě destilované vody by bylo asi neměřitelné, poněvadž koncentrace opačných nábojů a jejich rychlosti jsou téměř stejné. V kapalině proudí nabitě částice stejným směrem a jsou odváděny k opačným elektrodám. Jejich účinky se tedy sčítají.

Z hlediska měření se Hallův jev používá ke zjištění pohyblivosti nositelů náboje jednoho znaménka. Pokud se změří ještě elektrická vodivost, lze zjistit jejich koncentraci. U průtokoměru takto postupovat nelze.

4 Popis dějů v čidle EMCF z hlediska teorie elektromagnetického pole

Pro popis magnetického pole uvnitř průtokoměrného profilu průtokoměru s kapacitními elektrodami platí stejná teorie jako pro čidlo s kontaktními elektrodami (viz kap. 1.1.1). Měřicí soustava v tomto případě však vyhodnocuje náboj vyvolaný pohybující se kapalinou v magnetickém poli, který vzniká na izolovaných plošných elektrodách. Tento náboj představuje elektrické pole, které je možné vyhodnotit. Pokusme si tento princip vysvětlit pomocí následující zjednodušené úvahy [7]. Působením magnetického pole na náboj vznikají zároveň silové účinky, které musí být v rovnováze.

$$dF_e = -dF_m \Rightarrow \rho E dV = J \times B dV. \quad (4.1)$$

Bereme-li v úvahu homogenní prostředí, je možné tento vztah přepsat do následujícího tvaru.

$$F = F_e + (-F_m) = Q(E + v \times B) = 0, \quad (4.2)$$

Vyloučením Q získáme rovnici, která je naprosto shodná s výrazem (1.25).

Elektrické pole je vyhodnocováno kvalitními operačními zesilovači s unipolárními (FET) vstupy. Důležitou podmínkou je, aby vstupní odpor operačního zesilovače limitoval k nekonečnu. V praxi je tato podmínka nereálná, proto je nutné zvýšit budící kmitočet.

Jak bylo uvedeno v kapitolách 1.2.2 a 2.2, je možno použít několik typů tvaru magnetického buzení. V případě harmonického buzení je rozhodujícím parametrem určujícím dostatečnou citlivost měření malý úbytek na kondenzátoru tvořeným měřeným médiem (první elektroda), tloušťkou trubice (dielektrikem) a sběrnými elektrodami (druhá elektroda).

Výstup z čidla a vstupní odpor zesilovače tvoří impedanční dělič. Pro dostatečnou citlivost měření pak musí platit nerovnost:

$$\frac{1}{2\pi f C_V} \ll R_{in}, \quad (4.3)$$

V případě obdélníkového nebo lichoběžníkového buzení je nutné, aby vstupní časová konstanta, jež je dána kapacitou elektrod C_M a vstupním odporem měřicího zesilovače R_{in} byla co největší. V současné době je uváděná katalogová hodnota vstupního odporu kvalitního měřicího zesilovače R_{in} řádově v $G\Omega$ a vstupní svodové proudy řádově ve stovkách fA. Tento výrazný pokrok v měřících obvodech přinesl zhruba desetinásobné zpřesnění měření průtoku elektromagnetickým indukčním průtokoměrem s ohledem na vlastní vodivost měřené kapaliny. V případě alternujícího buzení je tedy nutné, aby nerovnost (4.3) platila alespoň ve dvou řádech.

Jak bylo uvedeno v kap. 1.1 pro řešení úlohy magnetického pole je třeba vyšetřit pole uvnitř sledované oblasti (Ω) a také na její hranici ($\partial \Omega$). Hledáme tedy komplexní skalární funkci f , která vyhovuje následujícím rovnicím

$$L(f) = G \quad \text{uvnitř oblasti } \Omega \quad (4.4)$$

$$\Lambda(f) = \Gamma \quad \text{na hranici oblasti } \partial \Omega \quad (4.5)$$

Řešení této hraniční úlohy můžeme zapsat ve tvaru nekonečné sumy

$$\sum_{n=1}^{\infty} a_n f_n \quad (4.6)$$

kde f_n jsou báze funkce uvnitř objemu Ω ,

a_n jsou koeficienty báze funkcí, které jsou předmětem hledání.

Příkladem takové báze funkce může být popis bilance proudových hustot (1.3), uvedený v kapitole 1.1.1.

Je-li prostředí nehomogenní, je velmi obtížné popsat magnetické pole analyticky. Je proto nutné zvolit jiný přístup k řešení. Jak je uvedeno např. v [49] je možno metody rozdělit následujícím způsobem:

- analytické metody – báze funkce přesně popisují jak oblast Ω , tak její hranici, Výsledná diferenciální rovnice je však velmi složitá a je jí možno definovat jen pro jednoduché tvary (příklad – metoda MMT – sešívání vidů)
- semianalytické metody – báze funkce popisují přesně oblast Ω , hranici jen přibližně (metoda MMP – Multiple MultiPoles)
- seminumerické metody – báze funkce popisují přesně hraniční oblast, oblast Ω jen přibližně (metoda BEM – metoda hraničních prvků)
- numerické metody – báze funkce nepopisují přesně ani oblast Ω ani oblast $\partial\Omega$ (příkladem je např. metoda konečných prvků – FEM nebo metoda konečných diferencí FDTD)

Dalším pohledem na indukčně-kapacitní senzor může být řešení pomocí náhradního schématu tvořeného z klasických obvodových prvků - R, L (M), C a zdrojů napětí a proudu.

V dalších kapitolách rozeberme tedy možnosti analytického řešení, numerického řešení a řešení pomocí obvodového náhradního schématu.

4.1 Analytické řešení magnetického pole

Analytické řešení magnetického pole průtokoměru vychází z Biot-Savartova zákona. Dříve, než uvedeme základní vztahy, popíšeme konvenci pro polohové vektory a souřadnice. Polohové vektory popisují souřadnice dvou typů objektů. Jednak jsou to objekty budící pole (v našem případě to jsou jen liniové proudy tekoucí elementy vodiče, z něhož je navinuta cívka), jednak je to buzené pole, např. magnetická indukce v daném bodě. Polohové vektory a souřadnice budících prvků budou mít index nula a nazveme je materiálové, např. vektor $\mathbf{r}_0 = (x_0, y_0, z_0)$ popisuje polohu elementu vodiče délky $d\mathbf{l}$, kterým teče proud I . Polohové vektory bez indexu popisují bod, v němž počítáme veličinu pole. Nazveme je polní polohové vektory. Např. magnetickou indukci $\mathbf{B}$ počítáme v bodě o polohovém vektoru $\mathbf{r} = (x, y, z)$. Abychom zdůraznili typ veličiny a polohového vektoru, často je uvádíme společně, např. výraz $\mathbf{B}(\mathbf{r})$ říká, že v bodě o polohovém vektoru $\mathbf{r}$ je magnetická indukce $\mathbf{B}$.

Ve výrazech se obvykle vyskytuje rozdíl polních a materiálových vektorů

$$\Delta\mathbf{r} = \mathbf{r} - \mathbf{r}_0 = (x - x_0, y - y_0, z - z_0), \quad (4.7)$$

případně vzdálenost mezi elementem budícím pole a bodem, kde se počítá odezva, např. magnetická indukce:

$$\Delta r = |\mathbf{r} - \mathbf{r}_0| = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2}. \quad (4.8)$$

Tento přístup vede k méně přehledným vztahům, než jsou vztahy uváděné obvykle v literatuře ([69]). Má však nespornou výhodu v tom, že snižuje riziko chyb v numerických výpočtech, poněvadž vše je jasně definováno.

Uvažujeme vodič popsaný křivkou K , kterým teče proud I . Pak magnetická indukce buzeného pole $\mathbf{B}(\mathbf{r})$ v bodě o polohovém vektoru $\mathbf{r}$ je dána Biot-Savartovým zákonem

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \int_{(K)} \frac{\mathbf{t}_0 \times (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|^3} d\mathbf{l} = \frac{\mu_0}{4\pi} I \int_{(K)} \frac{\mathbf{t}_0 \times \Delta\mathbf{r}}{(\Delta r)^3} d\mathbf{l}, \quad (4.9)$$

kde $\mathbf{t}_0 = \mathbf{t}_0(\mathbf{r}_0)$ je jednotkový tečný vektor k délkovému elementu $d\mathbf{l}$ křivky K v místě o polohovém materiálovém vektoru $\mathbf{r}_0$. Smysl jednotkového tečného vektoru $\mathbf{t}_0$ je dán směrem proudu I .

Složky vektorového součinu ve vztahu (4.9) určují jednotlivé složky magnetické indukce. Příspěvky od elementů vodiče jsou dány vztahy

$$\begin{aligned}
dB_x(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{t_{0y}(x_0, y_0, z_0) \cdot (z - z_0) - t_{0z}(x_0, y_0, z_0) \cdot (y - y_0)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2\right)^{3/2}} dl \\
dB_y(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{t_{0z}(x_0, y_0, z_0) \cdot (x - x_0) - t_{0x}(x_0, y_0, z_0) \cdot (z - z_0)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2\right)^{3/2}} dl \\
dB_z(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{t_{0x}(x_0, y_0, z_0) \cdot (y - y_0) - t_{0y}(x_0, y_0, z_0) \cdot (x - x_0)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2\right)^{3/2}} dl
\end{aligned} \tag{4.10}$$

Souřadnice, resp. indexy, se cyklicky střídají, takže výraz pro další složku lze odvodit z předchozího cyklickým posuvem. Vztahy (4.10) jsou základem pro numerické výpočty. Obvykle se zjednoduší, poněvadž tečný vektor $\mathbf{t}_0$ k elementu vodiče mívá jen jednu nebo dvě složky. Celková indukce se získá sumací příspěvků (4.10)

V praxi má vodič jednoduché tvary. Uvažujeme dva technické případy: cívka budící pole obsahuje jednak kruhové, jednak pravoúhlé závity. V obou případech se obecné vztahy (4.10) zjednoduší. Každý případ popíšeme odděleně.

4.1.1 Kruhový závit

Uvažujme kruhový závit ležící v rovině XY o poloměru R a středu $\mathbf{r}_s(x_s, y_s, z_s)$. Tento závit můžeme popsat parametrickou rovnicí kružnice

$$\begin{aligned}
x_0 &= x_s + R \cos(\varphi) \\
y_0 &= y_s + R \sin(\varphi) \\
z_0 &= z_s
\end{aligned} \tag{4.11}$$

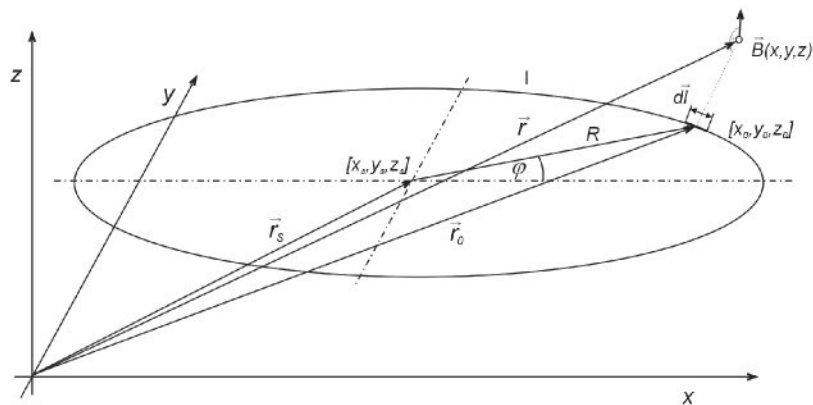
kde φ je azimutální uhel, který se mění od 0 do 2π .

Předpokládejme, že proud i teče v kladném smyslu, tedy proti směru hodinových ručiček. Pak pro složky tečného vektoru snadno odvodíme vztahy

$$\mathbf{t}_0 = (R \sin(\varphi), -R \cos(\varphi), 0). \tag{4.12}$$

Pro délkový element pak platí jednoduchý vztah

$$dl = R d\varphi. \tag{4.13}$$



Obr. 4.1: Magnetické pole kruhového závitu

Při použití vztahů (4.11), (4.12) a (4.13) po dosazení do (4.9) a jednoduchých úpravách dostaneme integrální výrazy pro výpočet všech složek magnetické indukce

$$\begin{aligned}
 B_x(x, y, z) &= -\frac{\mu_0}{4\pi} I \int_0^{2\pi} \frac{R \cos(\varphi) \cdot (z - z_0)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2\right)^{3/2}} R d\varphi \\
 B_y(x, y, z) &= -\frac{\mu_0}{4\pi} I \int_0^{2\pi} \frac{R \sin(\varphi) \cdot (z - z_0)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2\right)^{3/2}} R d\varphi \\
 B_z(x, y, z) &= -\frac{\mu_0}{4\pi} I \int_0^{2\pi} \frac{R \sin(\varphi) \cdot (y - y_0) + R \cos(\varphi) \cdot (x - x_0)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2\right)^{3/2}} R d\varphi
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

Analyticky tyto integrály nelze vypočítat. V případě kruhových závitů je tedy nutno provádět numerickou integraci podle vztahů (4.14), které jsou však podstatně jednodušší v porovnání s obecnými výrazy (4.10).

4.1.2 Pravoúhlý závit

Pokud je cívka pravoúhlá, skládá se z přímých úseků. Uvažujme, že přímý úsek je rovnoběžný s osou X a souřadnice jeho průsečíku s rovinou YZ jsou (y_d, z_d) . Úsek je umístěn symetricky k této rovině a má délku $2L$. Materiálový vektor $\mathbf{r}$ má pak tvar

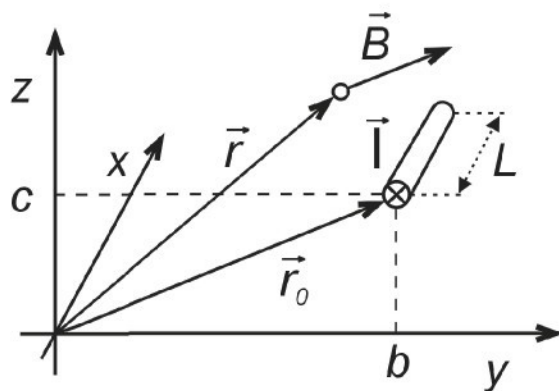
$$\mathbf{r}_0 = (x_0, y_d, z_d) \tag{4.15}$$

Mění se pouze souřadnice x_0 . Pak u vztahů (4.10) pro složky tečného vektoru $\mathbf{t}_0$ platí

$$\mathbf{t}_0 = (1, 0, 0) \tag{4.16}$$

a pro délkový element můžeme psát

$$dl = dx. \tag{4.17}$$



Obr. 4.2: Magnetické pole úseku přímého proudovodiče

Po dosazení těchto dvou vztahů do (4.10) dostaneme

$$\begin{aligned}
dB_x(x, y, z) &= 0 \\
dB_y(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{-(z - z_d)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_d)^2 + (z - z_d)^2\right)^{3/2}} dx_0 \\
dB_z(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{(y - y_d)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_d)^2 + (z - z_d)^2\right)^{3/2}} dx_0
\end{aligned} \tag{4.18}$$

Integrací a následnou úpravou těchto vztahů dostaneme vztahy pro výslednou indukci:

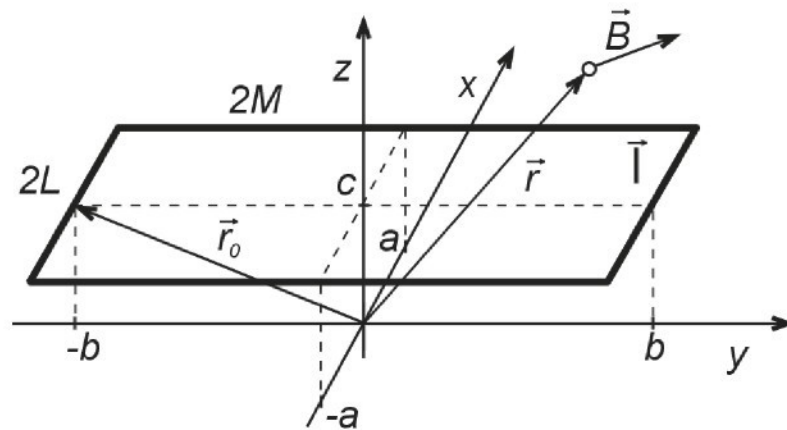
$$\begin{aligned}
B_x(x, y, z) &= 0 \\
B_y(x, y, z) &= 10^{-7} I \frac{(z - c)}{(y - b)^2 + (z - c)^2} \sum_{i=1}^2 \frac{x + (-1)^i L}{\sqrt{(x + (-1)^i L)^2 + (y - b)^2 + (z - c)^2}} \\
B_z(x, y, z) &= -10^{-7} I \frac{(y - b)}{(y - b)^2 + (z - c)^2} \sum_{i=1}^2 \frac{x + (-1)^i L}{\sqrt{(x + (-1)^i L)^2 + (y - b)^2 + (z - c)^2}}
\end{aligned} \tag{4.19}$$

Uvažujme dále cívku skládající se ze 4 rovnoběžných úseků. Pro úsek protínající rovinu YZ v bodě (y_d, z_d) již máme přírůstek magnetické indukce B určen vztahy (4.19).

Předpokládejme pravoúhlou cívku v rovině XY o velikosti stran L a M umístěnou tak, že osa z leží v těžišti cívky. Pro úsek délky $2L$ umístěný symetricky s osou z k výše popsanému úseku platí materiálový vektor

$$\mathbf{r}_0 = (x_0, y_d, z_d) \tag{4.20}$$

kde (y_d, z_d) jsou souřadnice jeho průsečíku s rovinou YZ .



Obr. 4.3: Magnetické pole obdélníkové cívky

Pak zřejmě je možno provést týž výpočet jako pro úsek se souřadnicemi (y_d, z_d) s tím, že ve výsledném vztahu dosadíme za b výraz $-b$. Dostaneme tedy výsledný následný přírůstek magnetické indukce

Součtem příspěvků magnetické indukce od všech elementů celé cívky dostaneme výsledný vztah pro velikost magnetické indukce v libovolném bodě od jednoho závitů. Pro vyvolání magnetického pole elektromagnetického průtokoměru se používají dvě cívky, je tedy

nutné uvažovat ještě příspěvek druhé cívky s tím, že je umístěná symetricky kolem počátku souřadnic a rovina cívky protíná osu z v bodě $(0,0,-c)$.

Výsledný vzorec pro výpočet velikosti magnetické indukce pravoúhlých cívek v každém bodě průtokoměrného profilu elektromagnetického průtokoměru je pak:

$$\begin{aligned}
 B_x(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \sum_{k=0}^1 \sum_{i=0}^1 (-1)^i \frac{z - (-1)^k c}{(x + (-1)^i a)^2 + (z - (-1)^k c)^2} \cdot \\
 &\quad \sum_{j=0}^1 (-1)^j \frac{y - (-1)^j b}{\sqrt{(y - (-1)^j b)^2 + (x + (-1)^i a)^2 + (z - (-1)^k c)^2}} \\
 B_y(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I (-1)^1 \sum_{k=0}^1 \sum_{i=0}^1 (-1)^i \frac{z - (-1)^k c}{(y + (-1)^i b)^2 + (z - (-1)^k c)^2} \cdot \\
 &\quad \sum_{j=0}^1 (-1)^j \frac{x - (-1)^j a}{\sqrt{(x - (-1)^j a)^2 + (y + (-1)^i b)^2 + (z - (-1)^k c)^2}} \\
 B_z(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \sum_{k=0}^1 \sum_{i=0}^1 (-1)^{i+1} \frac{y + (-1)^i b}{(y + (-1)^i b)^2 + (z - (-1)^k c)^2} \cdot \\
 &\quad \sum_{j=0}^1 (-1)^j \frac{x - (-1)^j a}{\sqrt{(x - (-1)^j a)^2 + (y + (-1)^i b)^2 + (z - (-1)^k c)^2}} \\
 &\quad + \frac{\mu_0}{4\pi} I \sum_{k=0}^1 \sum_{i=0}^1 (-1)^{i+1} \frac{x + (-1)^i a}{(x + (-1)^i a)^2 + (z - (-1)^k c)^2} \cdot \\
 &\quad \sum_{j=0}^1 (-1)^j \frac{y - (-1)^j b}{\sqrt{(y - (-1)^j b)^2 + (x + (-1)^i a)^2 + (z - (-1)^k c)^2}}
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

Z těchto vztahů vyplývá, že pravoúhlý závit budí obecně všechny tři složky magnetické indukce. Na buzení radiální složky (x-ové nebo y-ové) se podílí jen k ní kolmé strany. K buzení axiální (z-ové) složky přispívají všechny strany.

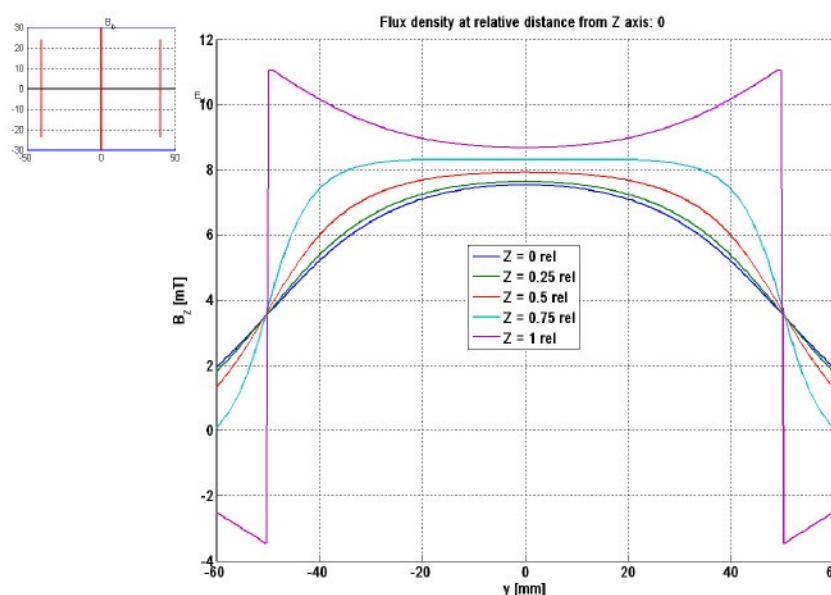
Pro vyšší počet závitů by bylo potřeba provést též výpočet pro všechny závity, přičemž by byla zohledněna přesná pozice každého závitu vzhledem k souřadnicovému systému. Předpokládáme 15-20 závitů v jedné vrstvě a počet vrstev rovněž 15-20. Výsledný vzorec by ale nabyl neúměrných rozměrů, proto byl pro model použit jeden závit při vysokém proudu, který pro vyčíslení velikosti magnetické indukce by měl být postačující. Absolutní hodnoty indukce je tak možno považovat pouze za informativní, důležité je rozložení užitečné a parazitních složek pole.

Stejným způsobem by bylo možno určit rozložení magnetické indukce i pro jiné tvary cívek, například pro typicky používanou sedlovou cívku. Ovšem vzorec by opět značně na-

rostl a jak je zřejmé z experimentálních výsledků, zásadní vliv má velikost cívky a pro výpočet s přijatelnou přesností zcela jistě postačí zjednodušení na obdélníkový tvar.

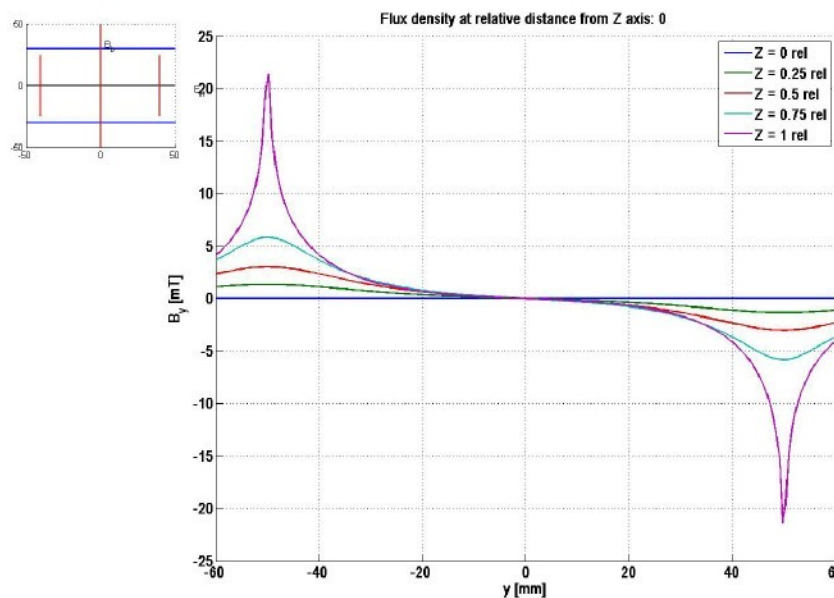
Výsledný vzorec pro výpočet magnetického pole obdélníkového závitů (vztah (4.21)) byl zpracován v prostředí MATLAB. Popíšme nyní v grafické formě některé důležité průběhy jednotlivých složek magnetického pole v průtokoměrném profilu, určené z analytického vyjádření.

Přehledný výsledný průběh magnetické indukce B_z v ose x v závislosti na vzdálenosti od osy z udává graf na obr. 4.4 :



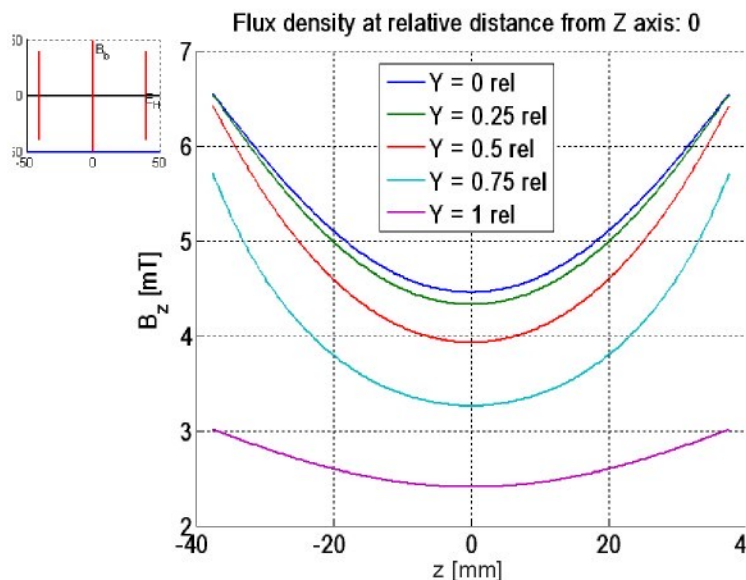
Obr. 4.4: Magnetická indukce B_z v ose y v závislosti na vzdálenosti od osy z .

Kromě použitelné složky B_z je samozřejmě nenulová i složka B_y . Jak bylo možno předpokládat, složka B_y dosahuje v blízkosti kraje cívky poměrně vysokých hodnot, zatímco uprostřed průtokoměrného profilu se hodnoty blíží nule (viz obr. 4.5).



Obr. 4.5: Magnetická indukce B_y v ose y v závislosti na vzdálenosti od osy z .

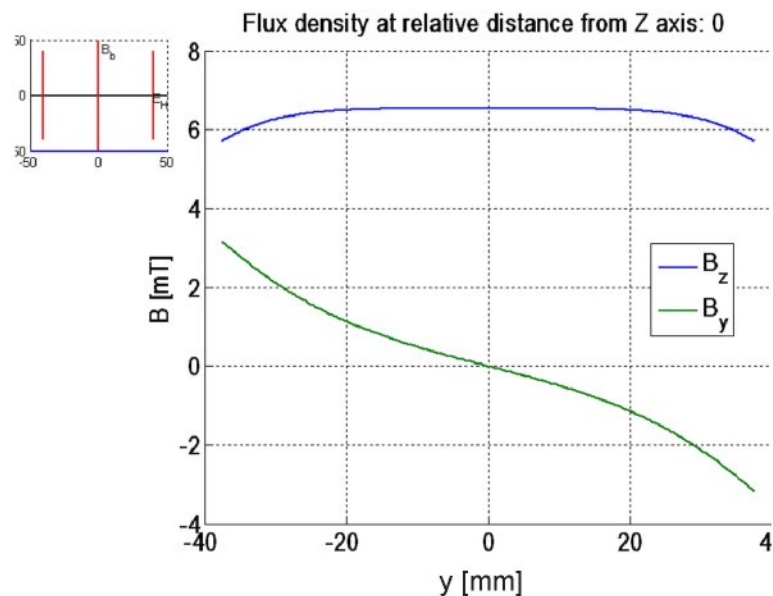
Zkoumáme-li složku B_z v ose z a je-li parametrem vzdálenost na ose y , pak je zřejmé, že ani v tomto směru není pole dostatečně homogenní. S podivem je třeba konstatovat, že v blízkosti cívek je pole téměř rovnoměrné, bohužel tato oblast je pro použití v průtokoměru nezajímavá.



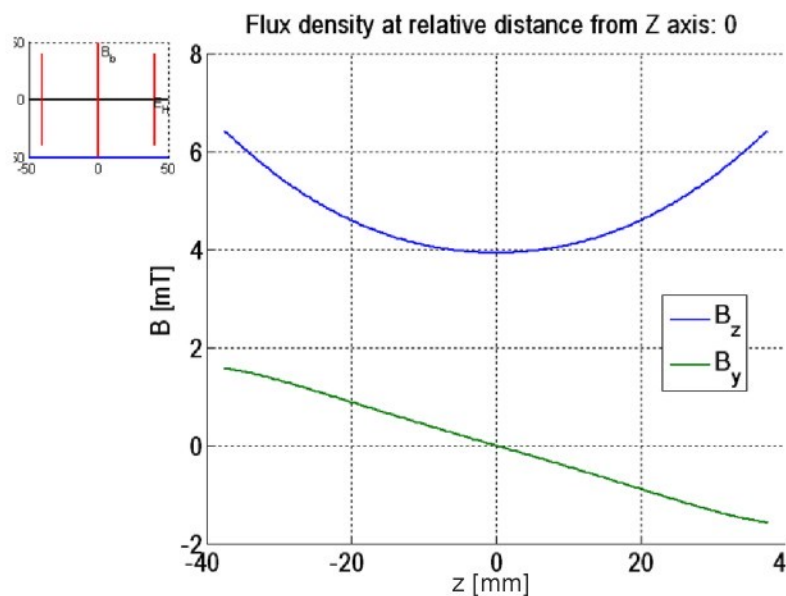
Obr. 4.6: Magnetická indukce B_z v ose z v závislosti na vzdálenosti od osy y .

Z výše uvedených skutečností vyplývá, že parazitická složka B_y je poměrně vysoká. Na obr. 4.7 je znázorněn průběh B_z a B_y v ose z , tedy ve středu průtokoměrného profilu v cca

75% vzdálenosti mezi kraji cívek. Na obr. 4.8 je znázorněno porovnání obou složek v ose cívek za týchž podmínek.



Obr. 4.7: Porovnání užitečné složky B_z s parazitní složkou B_y podél axiální osy.



Obr. 4.8: Porovnání užitečné složky B_z s parazitní složkou B_y podél osy cívek.

Dále bylo zjištěno, že rozložení magnetické síly v měřeném profilu je velmi závislé na velikosti cívek. V případě obdélníkové cívky, která má rozměr kolmý k měřené trubici v poměru 1:2 je patrné, že pole má velmi nehomogenní charakter. Pro uspokojivý výsledek je nutné, aby vektory elektrické intenzity byly kolmé ke sběrným elektrodám. V případě malých

cívek dochází k tomu, že nosiče náboje jsou v oblasti elektrod strhávány mimo jejich plochu, takže výsledné napětí odpovídající průtoku je velmi nízké.

Tomuto teoretickému závěru, vycházejícímu z analytického řešení odpovídá i numerické řešení (viz. obr. 4.15) a je potvrzené i praktickým měřením na modelu průtokoměru (viz kap. 4.3), kde je též uveden rozbor rozdílů mezi analytickým, numerickým a prakticky změřeným výsledkem.

Ze vzorce (4.21) lze rovněž dokázat, že dobré homogenity pole lze dosáhnout pomocí cívek, jejichž rozměr je dvakrát větší než jejich vzdálenost. Jedná se o klasické tzv. Helmholtzovy cívky.

4.2 Numerické řešení

V případě, že se jedná o nehomogenní nestacionární elektromagnetické pole, nelze pomocí analytických metod pole podrobně popsat. S výhodou je pak možno využít numerických metod. Pro řešení magnetických polí se nejvíce rozšířila metoda konečných prvků FEM (Finit Element Method).

4.2.1 Metoda konečných prvků - MKP (FEM)

Již řadu let představují numerické metody přední výpočetní nástroj. Metoda konečných prvků (MKP) se dnes stala jedním z hlavních výpočetních prostředků nejen ve strojírenství, pro kterou byla prvotně určena, ale také ve všech oblastech elektrotechnického průmyslu. Svou nezastupitelnou roli sehraává při vývoji, návrhu a konstrukci nových elektrotechnických výrobků. Hlavní přednost MKP spočívá v grafické interpretaci často velmi abstraktních fyzikálních polí, ve kterých klasická technika řešení zavádí mnohdy značná zjednodušení na úkor přesnosti.

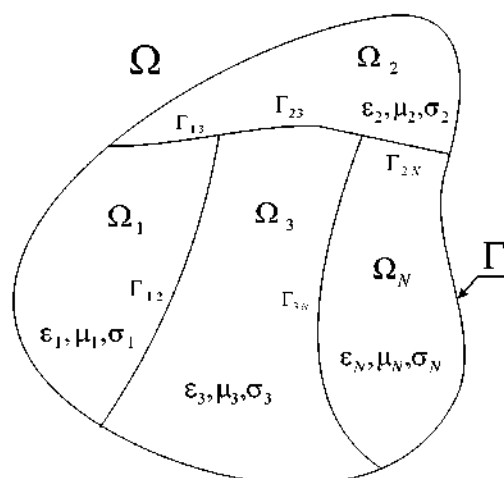
Hlavní předností numerických metod je okamžitá odezva v podobě grafického zobrazení výsledků, což umožňuje posuzovat řešený problém z globálního pohledu. Snadnou změnou materiálových vlastností modelu (permitivita ϵ , permeabilita μ , B-H charakteristiky, závislost odporu na teplotě atd.) lze provádět i optimalizaci z pohledu konstrukčního uspořádání dílců budoucího výrobku.

Metoda konečných prvků vychází z klasických variačních metod – Ritzovy a Galerkinovy. Tyto metody transformují diferenciální problém na problém variační. Variační metoda patří k základním numerickým technikám a je jednou z nejpraktičtějších a nejpřesnějších metod pro řešení okrajových úloh. Na rozdíl od diferenčních metod a metod využívajících klasických integrálních rovnic se v tomto případě k dané parciální diferenciální rovnici určí funkcionál spjatý s energií pole a řešení této rovnice se pak získá jeho minimalizací. Oproti diferenčním či integrálním technikám má následující výhody:

- můžeme jej použít v nehomogenních, anizotropních a nelineárních prostředích,

- vzhledem k tomu, že energie je skalární aditivní veličina, nevyskytují se žádné problémy s diskretizací úlohy (celkovou energii pole získáme součtem dílčích energií v jednotlivých elementech sítě),
- minimalizace energie poskytne rozložení hledané funkce (zpravidla potenciálu), z níž se pak snadno určí vektory pole,
- na rozdíl od diferenčních schémat, kde lze přesnost řešení zvýšit jen zjemněním diskretizační sítě, lze přesnost variačních metod zvýšit zavedením prvků vyšších řádů,
- hraniční podmínky uvnitř oblasti (Dirichletovy nebo Neumannovy) jsou splněny automaticky.

V případě Ritzovy nebo Galerkinovy metody se báze funkce stanovují pro celou oblast Ω , v případě MKP je celá oblast Ω rozdělena na uzavřené podoblasti (zvané elementy) - viz obr. 4.9:



Obr. 4.9: Rozdělení zkoumané oblasti Ω na elementy Ω_x (s hranicemi Γ_{xy}).

Báze funkce se stanovují tak, aby každá z nich byla nenulová v každé podoblasti. Velikost elementů bývá nesrovnatelně menší než původní oblast. Výhodami MKP jsou následující parametry:

- konstrukce báze funkcí je v MKP jednoduchá a snadno algoritmizovatelná,
- není problém obecný tvar oblasti a okrajových podmínek,
- užívá standardních postupů, které je možné snadno algoritmizovat a naprogramovat,
- spolu s přibližným řešením okrajového problému je MKP možné přímo získat i hodnoty jeho derivací (gradientů, rotací).

Spojité matematické modely jsou přehledně popsány v [52]. Analýzu elektromagnetických polí lze rozdělit na dvě podúlohy:

- řešení stacionárních polí, kdy se pole nemění s časem a je vyšetřováno jen na geometrických a materiálových vlastnostech jednotlivých oblastí,

- řešení nestacionárních polí, kdy ještě přistupuje faktor změny chování pole v čase.

K řešení stacionárních okrajových úloh je tedy třeba znát

- oblast Ω , v níž řešíme pole, její podoblasti $\Omega_1, \Omega_2, \dots$ a fyzikální charakteristiky těchto podoblastí,
- diferenciální rovnice, které platí ve vnitřních bodech každé podoblasti $\Omega_1, \Omega_2, \dots$,
- hraniční podmínky, tj. okrajové podmínky a podmínky přechodu.

K řešení nestacionárních okrajových úloh je třeba ještě znát časové podmínky, tedy ještě počáteční podmínky pro oblast Ω .

Základní teorie elektromagnetického pole včetně hraničních podmínek je probírána v kap. 1.1.

Podrobné informace o variačních metodách a o MKP lze nalézt např. v [33] a [36]. Informace o MKP s elektrotechnickými aplikacemi lze nalézt podrobně a přehledně v [63] nebo [49].

4.2.2 Řešení průtokoměrného čidla v programovém prostředí ANSYS

4.2.2.1 Popis programu

ANSYS je multifyzikální program zahrnující strukturální a termodynamickou analýzu, analýzu proudění kontinua, analýzu elektrostatických a elektromagnetických polí a akustické analýzy.

Struktura tohoto programu umožňuje simulovat nejen elektrická, magnetická, elektromagnetická či tepelná pole, ale také proudění kapalin a plynů. Stěžejní výhodou ANSYSu je jeho schopnost tato fyzikální pole mezi sebou vzájemně kombinovat a jednotlivé úlohy tak řešit s maximální možnou komplexností. Právě pro tuto komplexnost je program ANSYS pro modelování čidla elektromagnetického průtokoměru velmi vhodný, neboť umožní řešení jednak průběhu magnetického pole uvnitř průtokoměrné trubice, elektrostatickou analýzu signálu na kapacitních elektrodách a navíc zohlední i vlivy proudění měřené kapaliny (typ proudění při různých rychlostech, vliv drsnosti stěny trubice). Finálním řešením všech vlivů pak může být i termodynamická analýza (vliv teploty kapaliny, oteplení vlivem protékajícího proudu budičímí cívkami).

Vhodným postupem tvorby modelu a řešení lze docílit vysoké přesnosti výpočtu, která však bývá podstatně snížena zkreslením vstupních údajů a dat, např. materiálových vlastností, volbou typu prvku, volbou okrajových podmínek, či velikostí zkoumaného okolí.

Pro tvorbu a následné řešení modelu slouží dva softwarové produkty: ANSYS MULTIPHYSICS (tzv. native ANSYS) a ANSYS WORKBENCH.

Prostředí ANSYS native je základním řešičem daného problému, ovšem uživatelské prostředí je vzhledem k obrovským možnostem programu poměrně náročné. Proto bylo vy-

tvořeno uživatelsky velmi přívětivé prostředí WORKBENCH, ve kterém je možné vytvořit prostorový geometrický model analyzované součástky nebo sestavy, nebo efektivně upravit již existující geometrický model vytvořený v jiném CAD systému. Program ANSYS Workbench rovněž vyřeší úlohu včetně definování zátěže a okrajových podmínek, avšak nedisponuje všemi možnostmi nastavení jako ANSYS native. Proto obvyklým způsobem použití tohoto softwareového produktu je definování geometrie, materiálu a okrajových podmínek v prostředí ANSYS WORKBENCH a vlastní řešení pak provést v programu ANSYS native. Tento produkt pak umožní daleko preciznější optimalizaci, např. změnou použitého prvku, či nastavení parametrů tvorby sítě.

Základní postup při tvorbě modelu využívá tři fáze:

- **PreProcessing** - v této fázi dochází k vytváření modelu a definici jeho geometrických rozměrů. Následuje volba materiálových vlastností a generování výpočetní sítě. Většinou se zde aplikují i okrajové podmínky (kolmost a rovnoběžnost magnetických toků, neohraničenost okolního prostoru) a zatížení (úbytek napětí, proud, proudová hustota). Model může být jedno, dvou či trojrozměrný (1D, 2D, 3D).
- **Solution** - Zde probíhá volba typu analýzy (statická, harmonická, transientní), výběr "řešiče" optimalizovaného pro dané fyzikální pole a nastavení požadované přesnosti. Podle typu analýzy se pak volí výpočetní časy či frekvence, způsob zápisu a tisku výsledků atd. Ve většině výpočetních programů je tato část plně automatizována.
- **PostProcessing** - v této závěrečné části se provádí vyhodnocení řešené úlohy. K dispozici bývá několik možností grafické interpretace výsledků, z nichž nej-používanější je zobrazení mapy elektromagnetického pole, či vynesení závislosti elektromagnetických veličin (na čase, rozměru, teplotě, rychlosti a pod.)

Pro plnohodnotný model průtokoměrného čidla je nutné vyřešit následující úlohy:

- řešení magnetického pole budicích cívek (optimalizace tvaru a velikosti cívek),
- řešení elektrostatického pole na kapacitních elektrodách (optimalizace velikosti kapacitních elektrod),
- vliv typu proudění na výsledný signál (laminární x turbulentní proudění),
- teplotní analýza (vliv teploty měřeného média a oteplení vlivem proudu v cívkách).

4.2.2.2 Řešení magnetického pole budicích cívek

Předně je třeba definovat cíl této analýzy: změnou tvaru parametrů budicích cívek (tvaru a procházejícího proudu) vytvořit co nejsilnější a pokud možno homogenní pole (kolmé k profilu elektrod a směru toku měřeného média) v průtokoměrném profilu po celé délce elektrod. Výsledným produktem této analýzy by měla být optimalizace rozměrů elektrod pro dosažení co nejsilnějšího signálu.

Dále je třeba zhodnotit, zda bude možno analýzu provést v 2D či 3D zobrazení. 2D rozměr má výhodu v daleko jednodušší geometrické tvorbě modelu, nepostihne však vlivy

jednotlivých prvků modelu ve třetím rozměru. V případě čidla průtokoměru je geometrie symetrická podle dvou ploch (plocha kolmá k průtokoměrnému profilu uprostřed čidla a plocha protínající osu trubice). Pro komplexní zhodnocení je tedy nutné vytvořit 3D model a případné lokální vlivy řešit ve 2D pomocí plošných řezů z 3D modelu.

Ve fázi PreProcessing byl vytvořen v prostředí WORKBENCH geometrický model a přiřazeny materiály jednotlivým komponentům:

cívky - měď (COOPER ALLOY)

trubice - keramika Al_2O_3 - 99,7% (AL2O3-99.7)

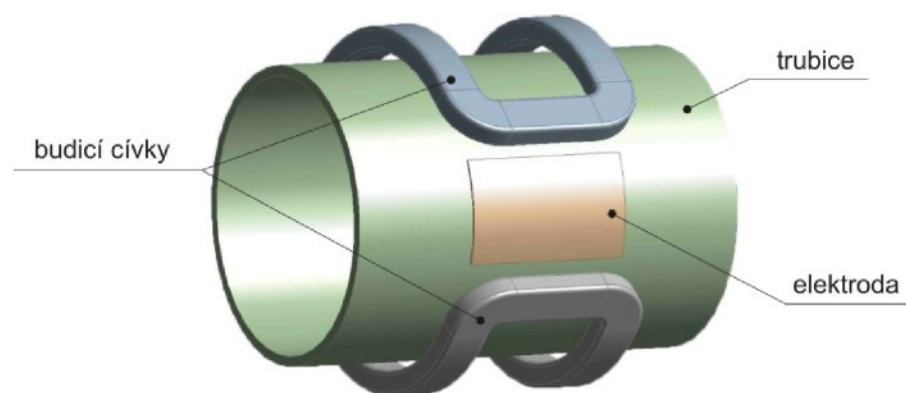
elektrody - stříbro (SILVER)

médium - voda (WATER)

obal - trubice z oceli

okolí - vzduch (AIR)

V geometrickém modelu nebyla v prvním přiblížení zohledněno ocelové pouzdro neboť i všechny praktické pokusy byly prováděny bez tohoto obalu. Na obr. 4.10 je zobrazen geometrický model čidla elektromagnetického průtokoměru s kapacitními elektrodami.



Obr. 4.10: Model čidla elektromagnetického průtokoměru s kapacitními elektrodami.

Dalším důležitým faktorem k tvorbě dobrého modelu je volba typu prvku sítě a tvorba sítě. Dle [2] jsou pro modelování elektromagnetických polí vhodné následující prvky:

SOLID 117

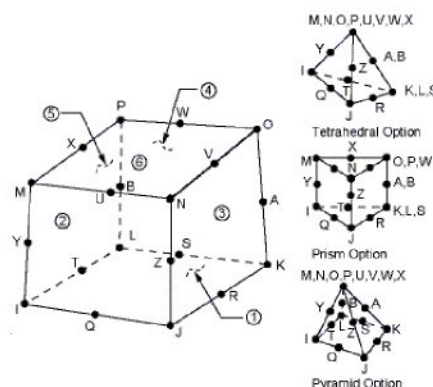
- prvek je definován 20ti nody a může tedy mít tvar obecného šestistěnu, 4stěnu, 4bokého jehlanu nebo 5bokého hranolu,
- prvek je definován pouze pro řešení statických magnetických polí nebo harmonických polí o nízké frekvenci včetně detekce vířivých proudů.

SOLID 236

- prvek má stejnou geometrii jako SOLID 117,
- prvek má obdobné vlastnosti jako SOLID 117, navíc umožní řešení i elektrických polí.

Tyto prvky jsou typu EDGE a jsou definovány integrací magnetického vektorového potenciálu na hranách prvku s tím, že hodnota integrálu je vyjádřena číselnou hodnotou umístěnou uprostřed hran prvku. V případě řešení elektrických polí je uprostřed hran prvků definován integrál elektrického potenciálu. Vrcholy prvku nejsou definovány.

Při řešení pole průtokoměru je vhodný prvek SOLID 236 pro svou schopnost řešit oba typy polí, programové prostředí ANSYS WORKBENCH neumožňuje vybrat typ prvku a implicitně používá SOLID 117, proto je vhodné po exportu geometrie do ANSYS native vybrat prvek SOLID 236.



Obr. 4.11: Geometrie prvků SOLID117 a SOLID 236.

Pro řešení magnetických polí je dle [2] výhodný prvek o tvaru čtyřřtěnu. Samozřejmě popis pole je tím přesnější, čím je jemnější síť. Pro daný objem můžeme považovat za relevantní výsledky při počtu prvků vyšších než 100 tisíc. Teoreticky je možné zvyšovat počet prvků řádově desítky či stovky miliónů, avšak s růstem prvků rostou i nároky na výpočetní výkon použité techniky. Síťování modelu se jeví jako velmi důležité a je potřebné použít uživatelské nastavení a v místech, kde se očekává vysoký gradient pole zjemnit síť manuálním nastavením.

Další problémem je typ cívky - je možno použít dva typy:

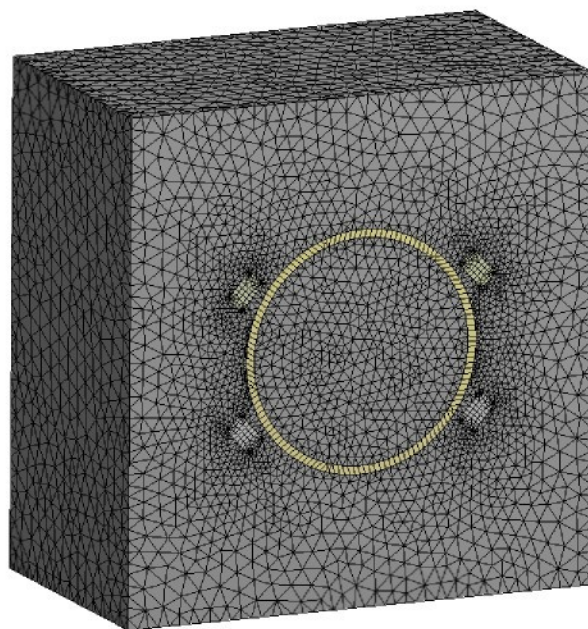
- STRANDED - zohledňuje vrstvení jednotlivých závitů a je možno zaručit homogenitu rozložení pole, avšak na úkor rychlosti řešení,
- SOLID - cívka je simulována jako jeden masivní závit, výpočet je zjednodušen na úkor snížení reálného rozložení pole v zakřivených částech závitu. Pro většinu úloh však toto nastavení postačí s dostatečnou přesností, proto je použit i v následujících modelech.

Při tvorbě modelů čidla elektromagnetického průtokoměru bylo použito 150-200 tisíc prvků, což byla maximální hranice, kdy byla zcela využita paměť RAM v počítači. Při použité konfiguraci počítače (procesor Intel I7/2,8 GHz, RAM 6 GB) trval výpočet statické úlohy přibližně 10 minut. Při počtu prvků nad 200 tisíc se však výpočet dramaticky prodlužuje z důvodu swapování paměti na hardisk.

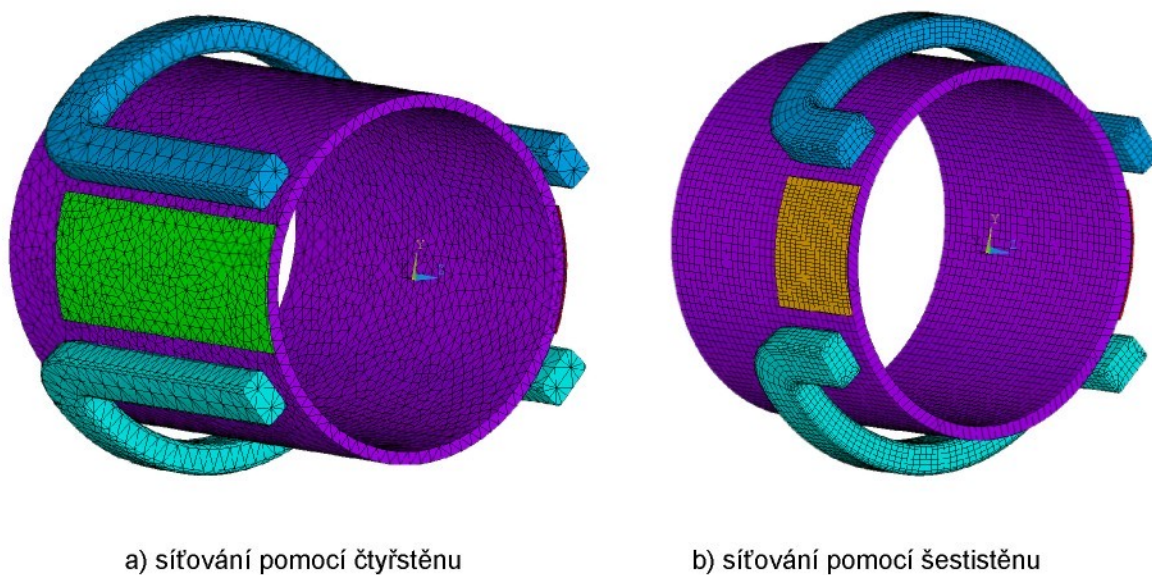
Na obr. 4.12 je zobrazen příčný řez čidlem. Je třeba zdůraznit význam dostatečného okolí čidla - při malém okolí dochází k nepřirozenému zakřivení siločar, při velkém okolí zase neúměrně narůstá počet prvků. Dále je nutné nastavit správně okrajové podmínky, tedy Dirichletovu nebo Neumannovu (viz. kap. 1.1.2) na okrajích zkoumaného prostoru a rovněž

na plochách symetrie. Na obr. 4.14 jsou vyobrazena možná rozložení sítě na modelech s dvěma předpokládanými rozměry jednotlivých komponent. Z praxe vyplývá, že varianta a), kdy je k síťování užito převážně čtyřstěnu (tetrahedron) lépe popisuje nehomogenity rozložení pole, zatímco varianta b) využívá k síťování šestistěnu. Tato varianta vypadá na první pohled jako vhodnější, ale při simulaci nehomogenních polí je méně vhodná.

Pro urychlení řešení je nanejvýše výhodné najít možné symetrie modelu a řešení provést na co nejmenší části a výsledné pole pak složit do jednoho celku pomocí symetrií.



Obr. 4.12: Síťování modelu včetně okolí.



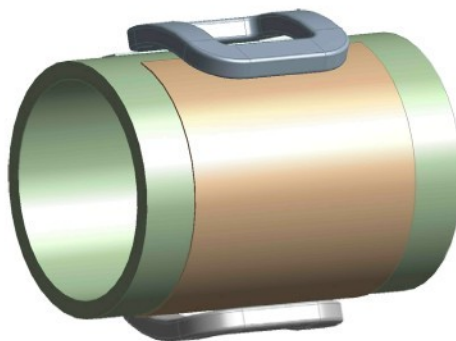
a) síťování pomocí čtyřstěnu

b) síťování pomocí šestistěnu

Obr. 4.13: Možnosti síťování modelu.

První funkční model - model se sedlovými cívkami

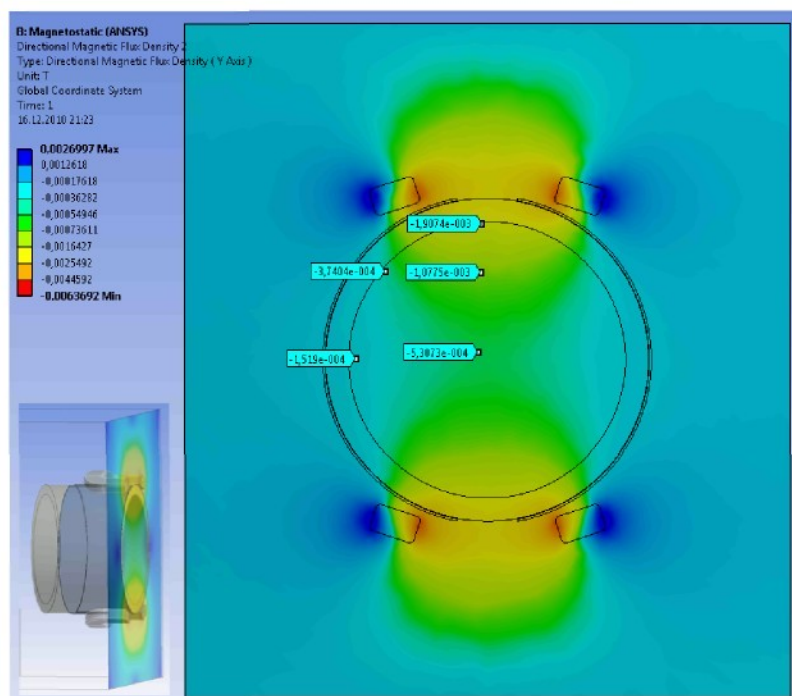
Popišme nyní model prvního funkčního modelu (dále jen 1. FM). Z obr. 4.14 jsou patrné rozměry cívky a plošné elektrody. Příčný rozměr cívky je 60% průměru trubice DN40, elektrody obepínají téměř celou polovinu povrchu trubice a zasahují až pod budicí cívky. Připomeňme jen, že model v prostředí ANSYS byl zpracován až po praktickém provedení 1. funkčního modelu, takže analýzou FEM popíšeme výhody i nevýhody tohoto řešení zpětně.



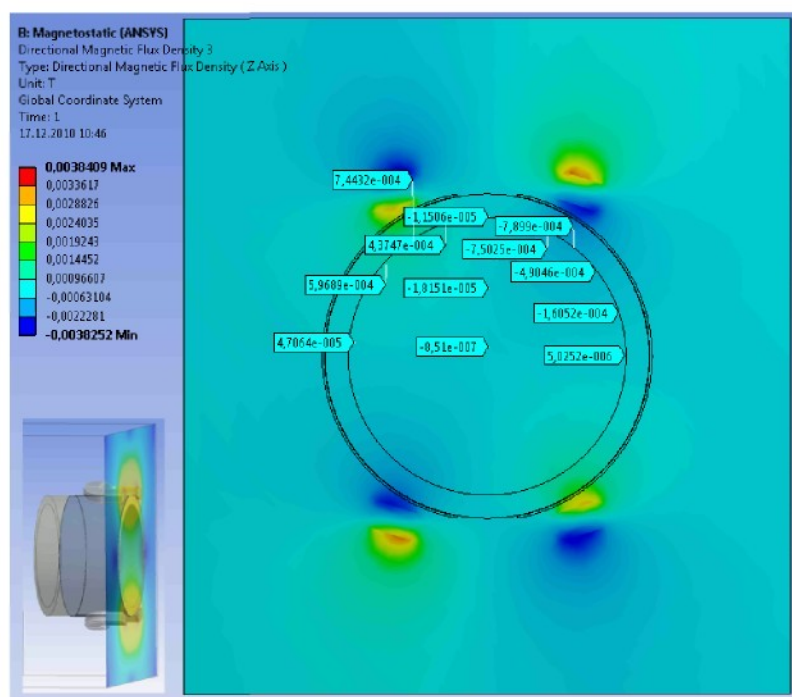
Obr. 4.14: Geometrický model 1. funkčního modelu.

V úvodu této pasáže je nutno podotknout, že není možno uvést všechna užitečná zobrazení magnetického pole v různých řezech trubice, neboť vyobrazení jsou poměrně rozměrná a není účelem této práce neúměrně navyšovat rozsah této práce. Uvedme zde tedy charakteristické průběhy.

Na obr. 4.15 je vyobrazeno rozložení vektoru magnetické indukce $\mathbf{B}$ 1. FM pro budicí proud 200 mA. Řez byl veden uprostřed cívek kolmo k ose trubice. Na tomto zobrazení je znázorněna výsledná velikost vektoru pole. Porovnáme-li výslednou velikost s užitečnou složkou B_y ve příčném řezu symetrie, pak z těchto charakteristik vyplývá, že modul vektoru magnetické indukce $\mathbf{B}$ se ve většině měřených bodů od velikosti složky B_y liší jen v jednotkách procent, avšak směrem od středu trubice k okraji trubice ve směru úhlopříček zobrazeného prostoru homogenity ubývá a na okrajích trubice tvoří složka B_y jen přibližně třetinu modulu vektoru $\mathbf{B}$. Pro porovnání uvedme rozložení složky B_y (obr. 4.15) a B_x (obr. 4.17) magnetického pole.



Obr. 4.15: Rozložení složky B_y v průřezu trubice v rovině symetrie čidla (1. FM).

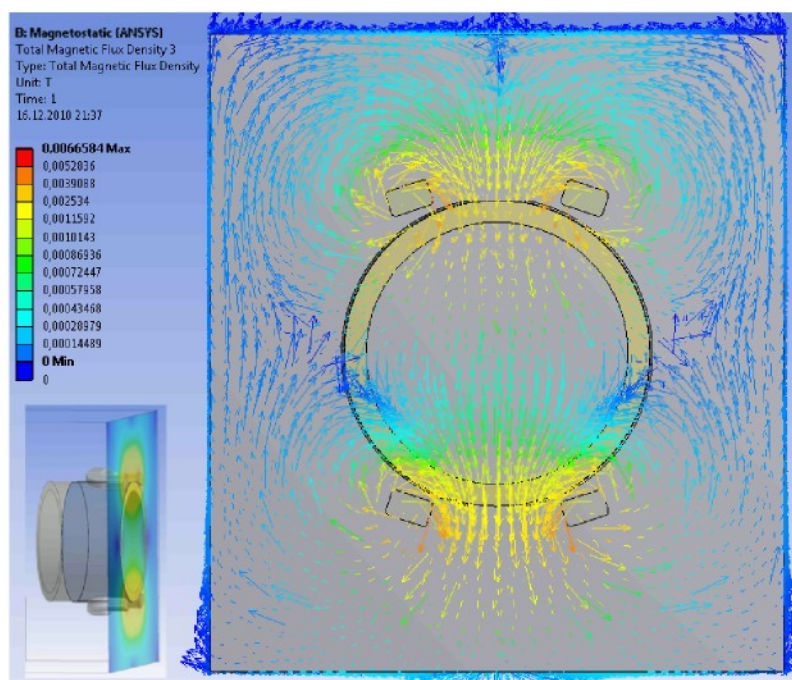


Obr. 4.16: Rozložení složky B_x v průřezu trubice v rovině symetrie čidla (1. FM).

Z obr. 4.16 zřejmé, že složka B_x nabývá maximálních hodnot (kladných i záporných) v blízkosti cívek. Pro metodu s kapacitními elektrodami tento fakt je příznivý, neboť je před-

poklad, že do těchto míst již plošné elektrody v optimalizovaném řešení nebudou zasahovat (viz kap. 9.1).

Na obr. 4.17 je zobrazeno rozložení siločar v rovině symetrie čidla v příčném řezu.

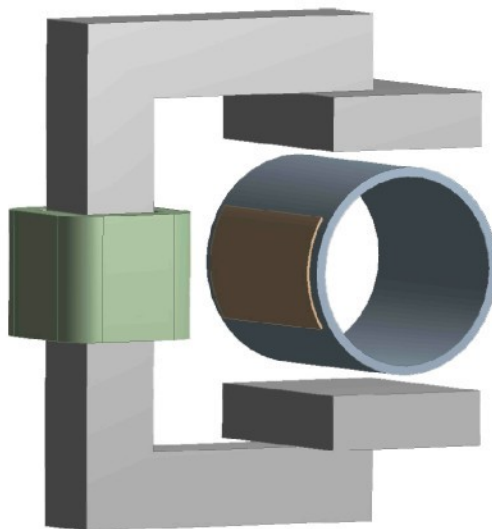


Obr. 4.17: Rozložení siločar magnetické indukce 1. FM v příčném řezu

Zcela zjevné je, že směrem od svislé osy směrem k elektrodám významně ubývá na homogenitě, přitom v rovině symetrie je pole nejhomogennější. Na první pohled by se zdálo, že nehomogenost pole naopak přispívá k principu měření. Je zřejmé, že siločáry si zachovávají poměrně dobrou rovnoběžnost s velkoplošnými elektrodami, což je pro splnění podmínky kolmosti elektrické intenzity (vektorovému součinu rychlosti a magnetické indukce) k elektrodám velmi příznivé. Ovšem dle teoretických rozborů (kap. 1 až 4) by magnetické pole $\mathbf{B}$ mělo mít tvar takový, aby bylo kolmé k ose elektrod a křivkový integrál $\mathbf{B}d\mathbf{l}$ měl maximální hodnotu. Dalším negativním faktorem je malá vzájemná vazba cívek a pole je tedy velmi slabé a výsledná elektrická intenzita nízká.

Druhý funkční model - model s feritovým obvodem

Pro zvýšení homogenity pole v prostoru trubice byl vytvořen 2. FM s feritovým obvodem (viz obr. 4.18.).



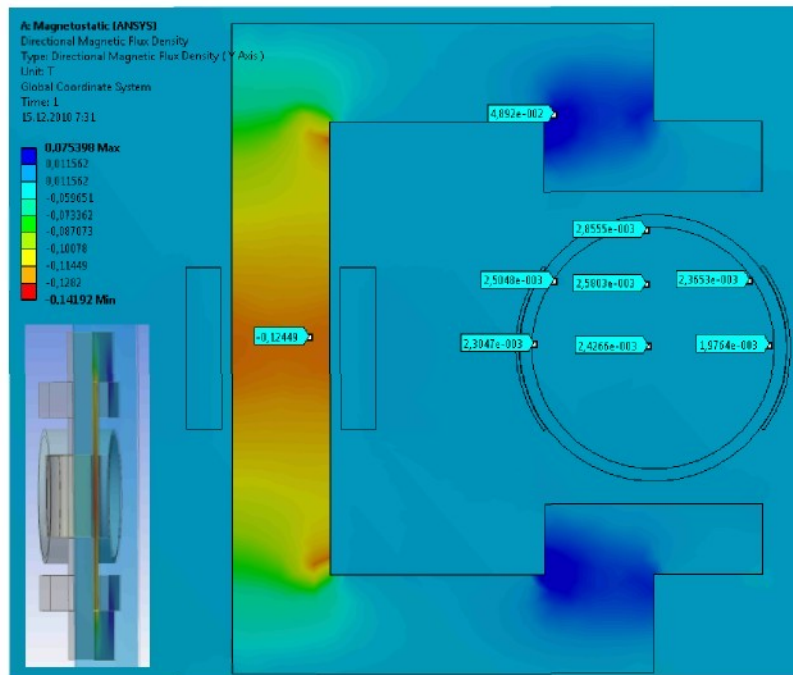
Obr. 4.18: Geometrický model 2. FM

Pro simulaci magnetického obvodu byly použity následující parametry:

- počet závitů cívky - 200
- materiál jádra - ferit s B-H křivkou odpovídající použitému jádru CF196 (Pramet)
- indukčnost - 23 mH
- proud budicím vinutím - 200 mA

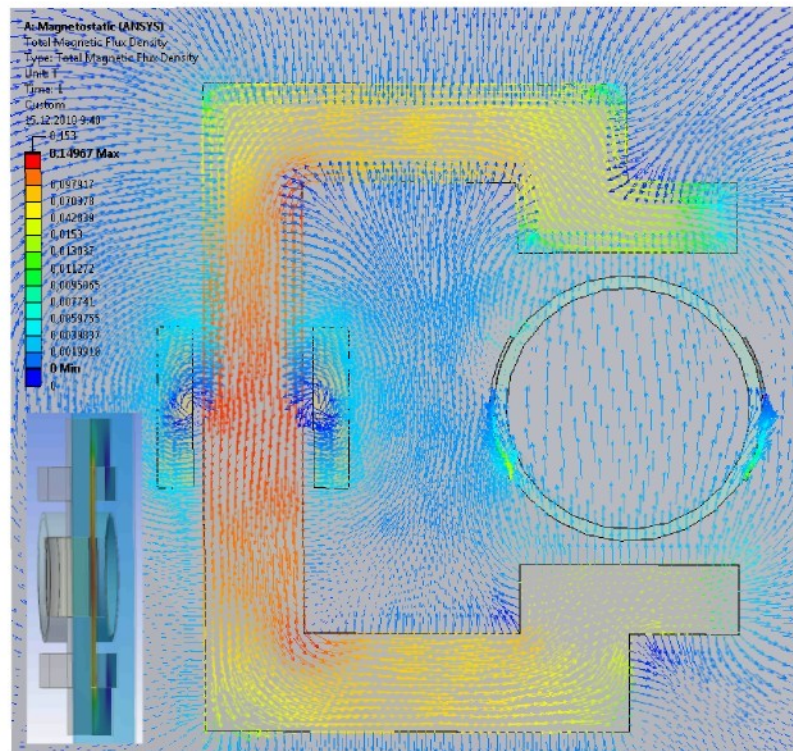
Pro simulaci bylo použito 2krát více závitů než v reálném provedení přímo v průtokoměrném čidle, a to z důvodu ověření pole praktickým experimentem, kdy při větší hodnotě magnetické indukce je možno dosáhnout vyšší přesnosti měření při dané citlivosti použitého měřiče pole (viz příloha 4).

Na první pohled je z obr. 4.19 zřejmé, že pole má velmi dobrou homogenitu. V oblasti trubice, kterou obepínají elektrody, je rozdíl mezi nejnižší a nejvyšší úrovní magnetické indukce 20 %.



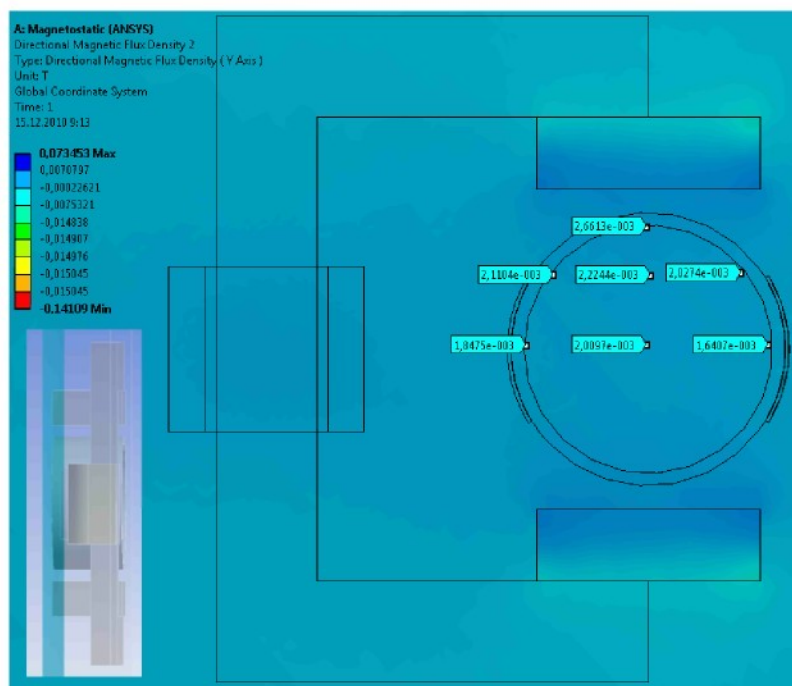
Obr. 4.19: Rozložení užitečné složky B_y v rovině symetrie čidla 2. FM

Při použití feritu je nutné, aby modul magnetické indukce, procházející feritem, nepřesáhl maximální hodnotu sycení jádra. U použitého materiálu se jedná o hodnotu 500 mT. Z obr. 4.20 je patrné, že nejvyšší hodnota B je 120 mT, takže tato podmínka je splněna.



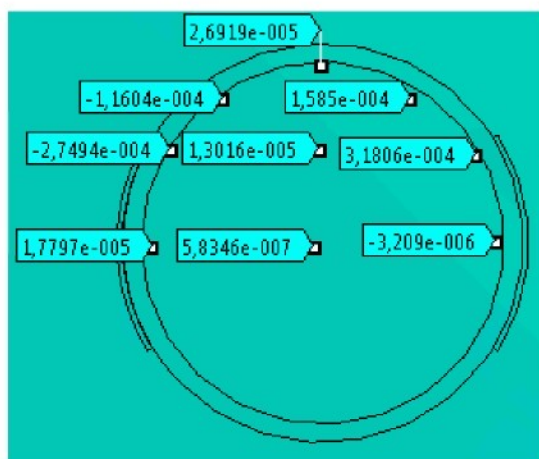
Obr. 4.20: Průběh siločar pole v rovině symetrie čidla 2. FM

Na obr. 4.21 je dokumentováno rozložení pole na kraji trubice, tedy na kraji elektrod. Je zřejmé, že i v tomto případě dosahuje pole dobré homogenity (rozdíl mezi maximální a minimální hodnotou magnetické indukce je 38 %).

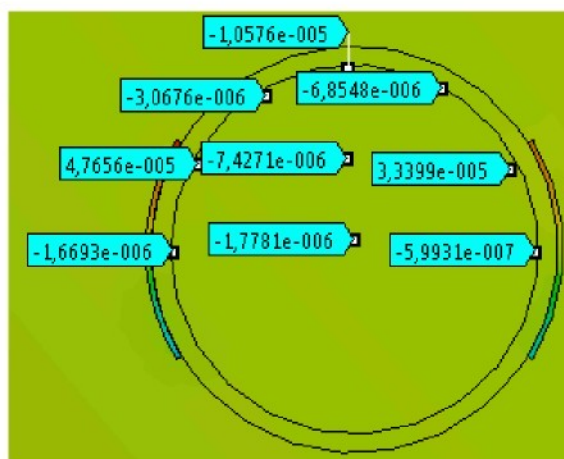


Obr. 4.21: Rozložení pole užitečné složky na kraji elektrod

Pro přehlednost zdokumentujeme i neúčinné složky pole B_x a B_y - viz obr. 4.22. Jak je vidět, složka B_x je poněkud vyšší než složka B_y a v maximu dosahuje až 0,3 mT. Naopak B_y má nízkou úroveň a prakticky výsledky neovlivní.



a) složka B_x



b) složka B_y

Obr. 4.22: Rozložení nežádoucích složek B_x a B_y v rovině symetrie.

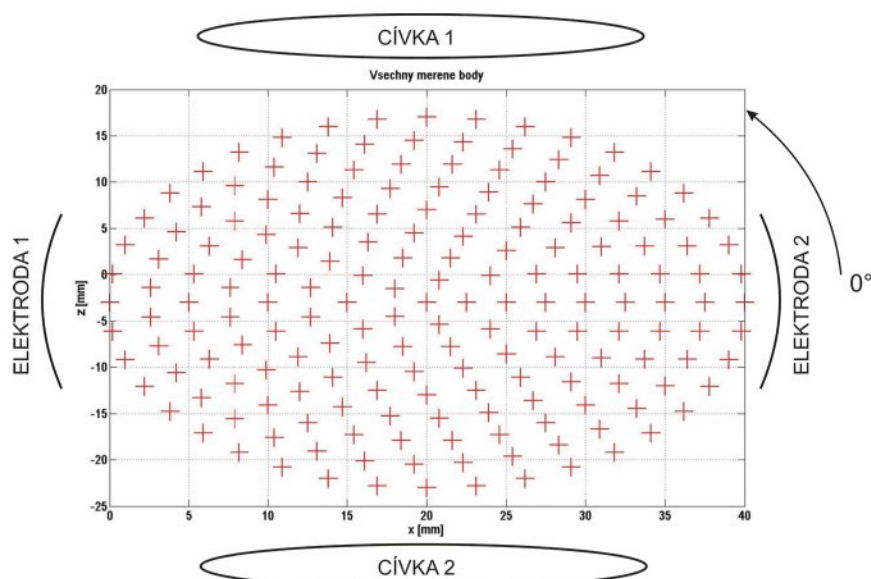
Z porovnání modelů pro čidlo s budicími cívkami a pro čidlo s feritovým obvodem vyplývají následující poznatky. Feritový obvod čidla disponuje vyšší homogenitou, což je

příznivý faktor pro výzkumné účely. Pro praktické použití však toto čidlo je poměrně objemné, což zvyšuje náklady na realizaci a navíc zhoršuje komfort při manipulaci s čidlem.

4.3 Porovnání s experimentem

K ověření teorie pro výpočet magnetického pole, která je uvedena v kap. 4.1, byl připraven orientační experiment. K měření magnetické indukce byla použita automatizovaná aparatura, která měří pole v zadaných bodech zvolené vodorovné roviny pomocí Hallovovy sondy. Výsledky měření se ukládají přímo do řídicího počítače. Podrobnosti jsou uvedeny v práci [55].

Pro využití této aparatury bylo nutno upravit pohyb sondy tak, aby nenarazila do stěny trubky. Z praktických důvodů bylo provedeno po soustředných kružnicích se zvětšujícím se poloměrem. Všechny body, v nichž bylo pole měřeno, jsou na obr. 4.23.



Obr. 4.23: Všechny měřené body

K porovnání s teorií byl vybrán 1. FM a použity analytické výsledky z kap. 4.1, tedy konkrétně vztah (4.21) pro obdélníkový závit a výsledky z numerického modelu uvedeného v kap. 4.2.2.2. Jak je patrné např. z obr. 4.14 (model vytvořený pomocí FEM) a obr. 8.7 (reálné provedení), cívky jsou sice sedlového tvaru, ale jejich příčný rozměr je malý, takže uvažování cívky rovinné v analytickém popisu můžeme pokládat za relevantní.

Reálné měření na 2. FM bylo již porovnáno pouze s výsledky z numerického modelu.

Na obr. 4.24 je zobrazeno měřicí pracoviště s měřením obou modelů.



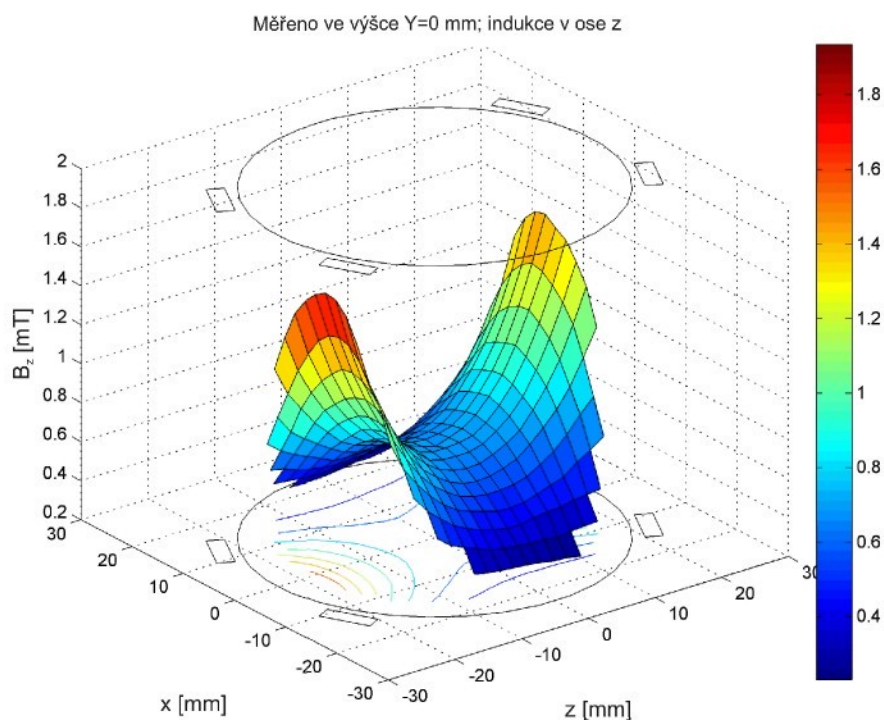
a) první funkční model



b) druhý funkční model

Obr. 4.24: Praktické měření magnetické indukce uvnitř trubice

Pro ilustraci reálného rozložení jednotlivých složek magnetického pole jsou vhodné prostorové 3D grafy, kdy je zřejmý průběh magnetické indukce v příčných řezech rovnoběžných s rovinou XZ a parametrem je souřadnice y . Byla uskutečněna měření pro $y = 0, 5, 15$ a 25 mm. Na tomto místě uvedme jen některé průběhy, ostatní průběhy jsou zobrazeny v příloze 1. Na obr. 4.25 je zobrazena složka užitečná B_z pro souřadnici $y = 0$ mm. Ve svislé ose je indukce, základnu tvoří plocha XZ , přičemž vztážený bod o souřadnicích $[0,0]$ je v bodě symetrie čidla. Na základně jsou rovněž patrné ekvipotenciály.

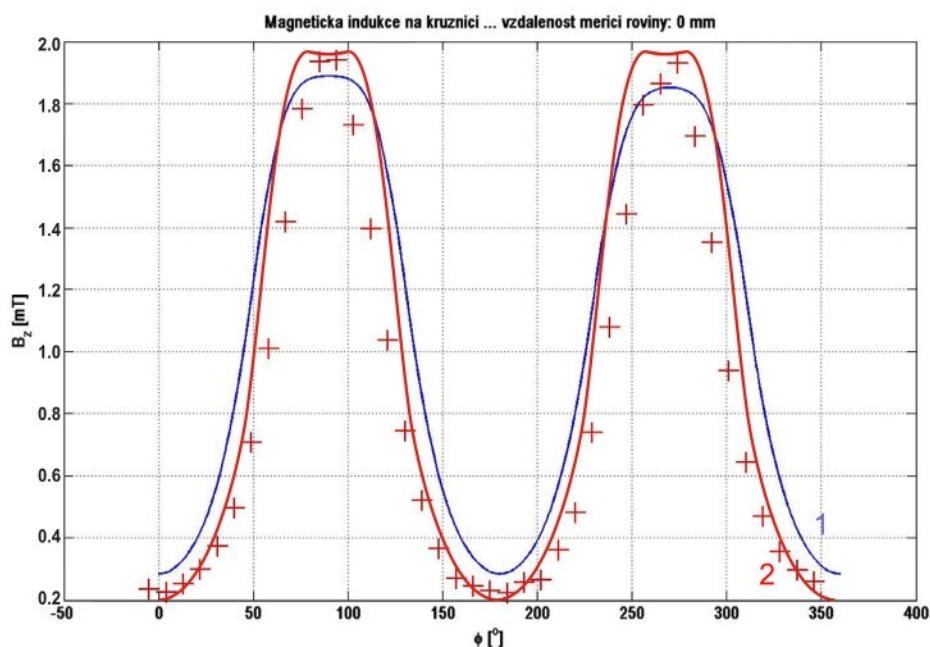


Obr. 4.25: Rozložení složky B_z pro $y = 0$ mm.

Přesné porovnání teorie a experimentu však lépe vyjádří graf bodový, kde je porovnána patřičná složka magnetické indukce v konkrétních bodech. Pro srovnání s teorií pak byly vybrány body podél největší kružnice z obr. 4.23 (zároveň kopíruje krajní body prostorového rozložení magnetické indukce na obr. 4.25). Tím se však počet bodů pro porovnání s teorií silně redukoval (ze 181 na 40) a je třeba při vyhodnocení k tomuto faktu přihlídnout.

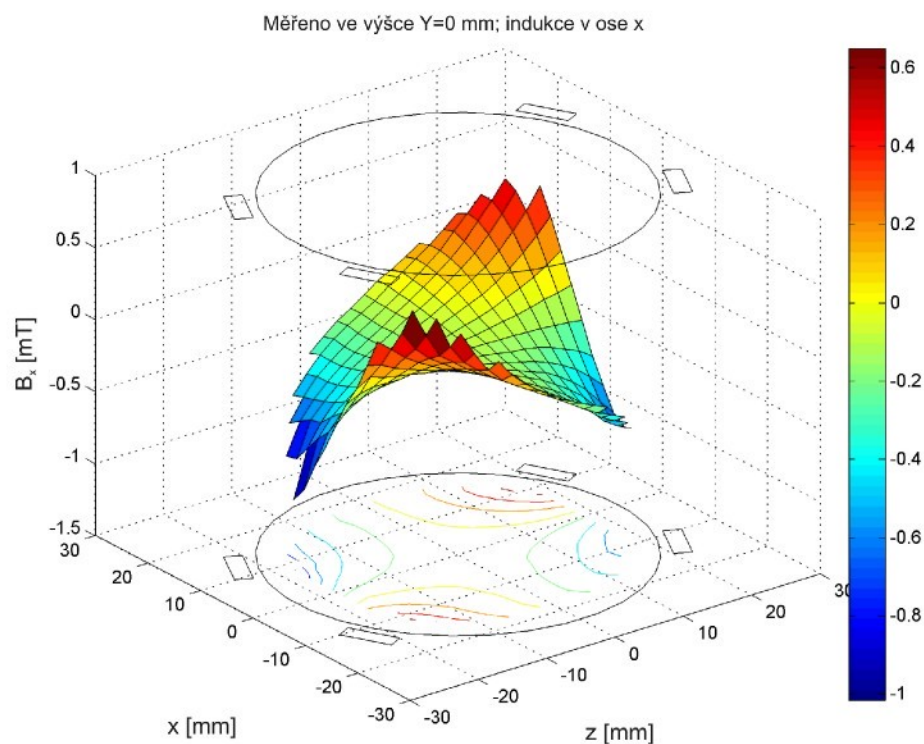
Na obr. 4.26 je tedy demonstrováno porovnání experimentálních dat s daty získanými analyticky (viz kap.4.1.2, vzorec (4.21) pro obdélníkové cívky) a numericky (viz kap. 4.2.2.2) pro tytéž podmínky jako v předchozím prostorovém grafu, tedy zobrazení B_z v závislosti na úhlu, přičemž nulový úhel je vyznačen na obr. 4.23. Souřadnice $y = 0$ mm.

Na průběhu určeném metodou FEM je patrné zvlnění v oblasti cívek. Na experimentálních datech takové zvlnění není patrné, ale vzhledem malému počtu měřených bodů je shoda teoretických výsledků s experimentem uspokojivá. I analyticky dosažený průběh kopíruje experimentálně získaná data s dobrou shodou.



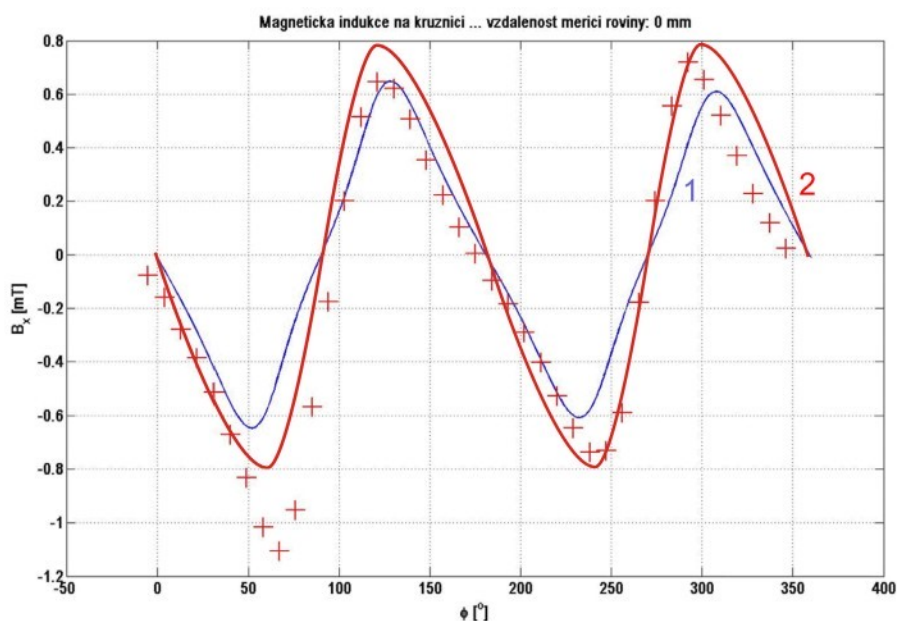
Obr. 4.26: Průběh hlavní složky B_z magnetické indukce (1 - průběh analytického vyjádření, 2 - průběh simulace v prostředí ANSYS, křížky - naměřené hodnoty).

Nežádoucí složku B_x vyobrazíme nejdříve v prostorovém zobrazení, rovněž pro $y = 0$ mm.



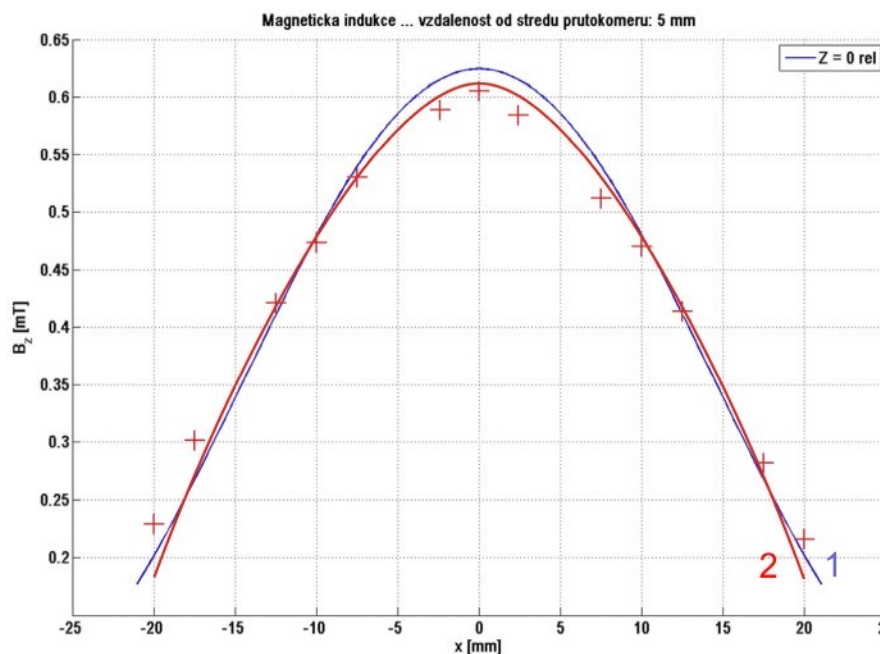
Obr. 4.27: Rozložení složky B_x pro $y = 0$ mm.

Na grafu na obr. 4.28 je patrná jistá neshoda mezi průběhy. Naměřená data jsou získána, jak bylo řečeno v úvodu této kapitoly, z automatizované aparatury. Tato aparatura však nemá zcela přesně zaručenou kolmost mezi měřením užitečné složky B_z a nežádoucí složky B_x , takže při měření této složky mohlo dojít ke zvýšení měřené hodnoty, jak je patrné např. v okolí úhlu 60° .



Obr. 4.28: Nežádoucí složka B_x pro $y=0$ mm (1 - průběh analytického vyjádření, 2 - průběh simulace v prostředí ANSYS, křížky - naměřené hodnoty).

Pro další porovnání byl zvolen průběh hlavní složky B_z magnetické indukce ve směru osy elektrod v úsečce vzdálené 5 mm od středu čidla.

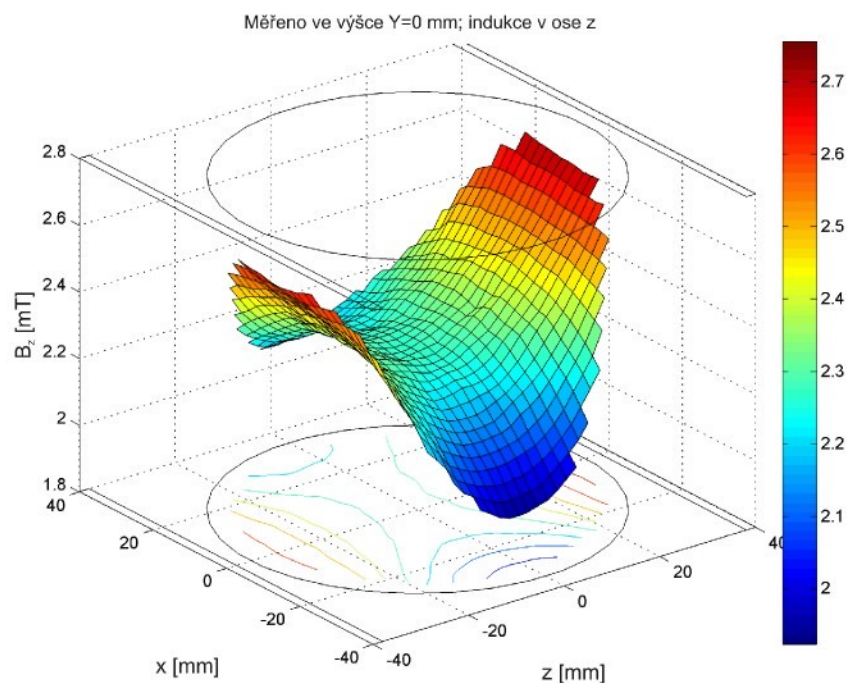


Obr. 4.29: Hlavní složka magnetické indukce ve směru osy elektrod (vzdáleno 5 mm od středu čidla).

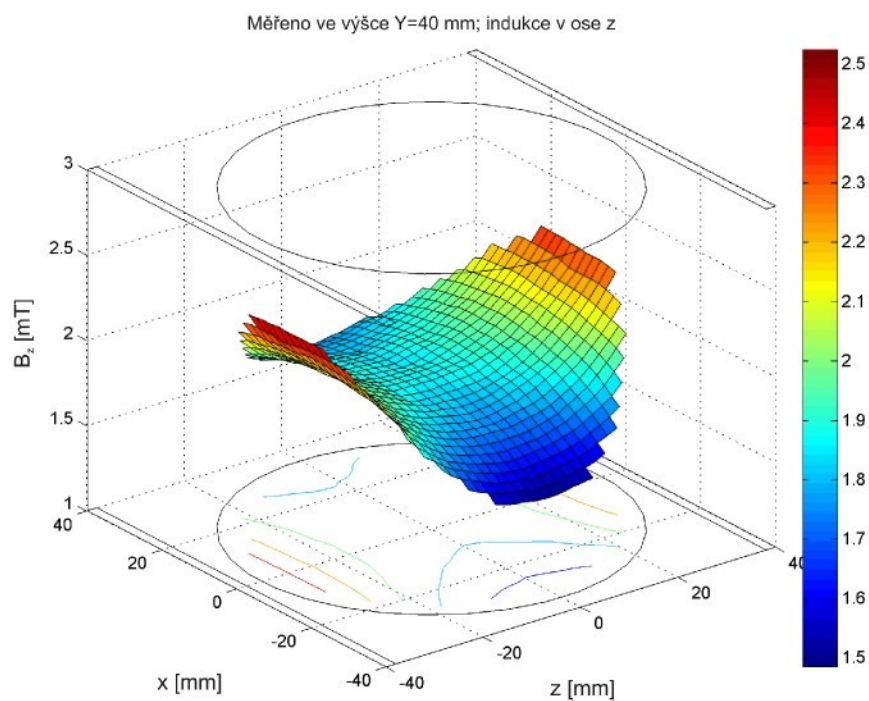
Obdobně by bylo možno porovnávat i další průběhy všech složek magnetické indukce v různých místech měřeného prostoru, ale je nutno konstatovat, že shodu mezi experimentem a teorií zejména pro hlavní složku magnetické indukce (obr. 4.26 a obr. 4.29) lze považovat za velmi dobrou, zvažíme-li nepřesnosti při realizaci průtokoměru a při vlastním měření.

U nežádoucích složek (B_x , B_y) shoda již není tak výrazná, což je způsobeno zejména měřením nižší úrovně magnetické indukce a nedokonalým dodržením kolmosti měřicího čidla ke směru patřičné složky měřeného pole. Jedním z dalších závěrů této kapitoly je i nezanebatelný fakt, že průběhy generované z modelu FEM z programového prostředí ANSYS velmi dobře korespondují s naměřenými hodnotami. V případě analýzy pole průtokoměru tedy nebude nutné v dalších krocích vytvářet složitý analytický popis pole v měřeném prostoru a je možno použít model vytvořený metodou konečných prvků v prostředí ANSYS. Je ovšem nutné navrhnout optimální síťování modelu (typ prvku a jemnost sítě) a dobře navrhnout budici cívku, její rozměry a použitý prvek (STRANDED nebo SOLID - viz kap. 4.2.2.1).

Pro potvrzení homogenity pole čidla druhého funkčního modelu uveďme naměřený průběh hlavní složky B_z v prostorovém grafu. Opět je souřadnicový systém koncipován tak, aby v ose x byly elektrody a v ose z feritové nástavce. Při porovnání s modelem ANSYS tvar pole kopíruje naměřené hodnoty, ale amplituda je přibližně o 10 % nižší. Jedná se tedy dobrou kvalitativní shodu a přibližnou shodu kvantitativní..



Obr. 4.30: Naměřené rozložení magnetické indukce v rovině symetrie čidla



Obr. 4.31: Naměřené rozložení užitečné složky B_z 40 mm od středu čidla ve směru osy y

Z prostorových grafů je patrné, že pole je poměrně homogenní v celém měřeném prostoru, rozdíl mezi středem čidla (obr. 4.30) a oblasti na kraji elektrod (obr. 4.31) není tak markantní jako u čidel se sedlovými cívkami.

5 Vlivy působící při měření

Na přesnost a stabilitu výsledné změřené hodnoty průtoku má vliv nejen mnoho parametrů provedení průtokoměru (provedení budících cívek, elektrod, obvod zpracování signálu), ale i mnoho dalších rušivých vlivů, a to jednak elektromagnetických (vliv rušivých polí, šum), jednak mechanických (vliv charakteru proudění, výskyt bublin a pevných částí v měřené kapalině). Většina rušivých vlivů elektromagnetických průtokoměrů byla již podrobně analyzována v literatuře, např. v [10], [23], [26], [66]. Většina vlivů pro elektromagnetické průtokoměry s kontaktními elektrodami se uplatní i v EMFC, proto je v úvodu této kapitoly shrňme jen stručně a zaměříme se podrobněji na vlivy, které jsou specifické jen pro EMFC.

5.1 Vliv rušivých elektromagnetických polí

Vzhledem ke skutečnosti, že získávaný signál je o velmi nízké napěťové úrovni (v rozsahu jednotek μV do jednotek mV) a je zpracováván na vysoké impedanci, pak se tyto vlivy velmi snadno implantují do signálu užitečného.

5.1.1 Synchronní složky rušení

Synchronní složky rušení mají shodnou frekvenci s budícím magnetickým polem a můžeme je rozdělit do následujících vlivů:

- elektromagnetická indukce
 - transformace signálu buzení do užitečného signálu
 - vířivé proudy
- kapacitní přenos z obvodu buzení do užitečné odezvy

5.1.1.1 Indukční parazitní vazby

Transformační složka

Nejsilnější vliv má transformační složka vzniklá přenosem signálu z budících cívek vlivem jejich rozptylových polí. Z rovnice (1.25) je patrné, že užitečné napětí se získává integrací intenzity elektrického pole vzniklého vektorovým součinem mezi rychlostí média a magnetickou indukcí v měřeném profilu. Množství drah integrace je v objemu omezeným elektrodami E_1 a E_2 a dle 2. Maxwellovy rovnice (Faradayova zákona)

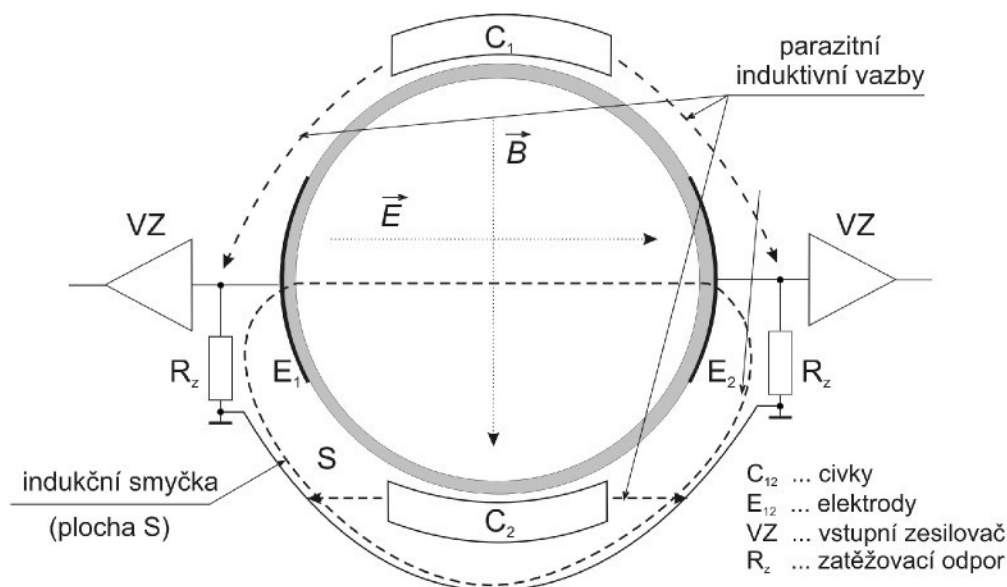
$$\text{rot}\mathbf{E} = -\frac{d\mathbf{B}}{dt} \quad (5.1)$$

je zřejmé, že integrační dráha musí být uzavřená. Užitečná složka napětí je pak

$$u_i = \int_{E_1}^{E_2} \mathbf{E}(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (5.2)$$

Jelikož integrační dráha musí být uzavřená, je třeba k tomuto napětí připočítat i napětí vzniklé vně elektrod. Toto napětí vzniká průnikem budicího pole do smyčky tvořené přívody elektrod ke vstupu zesilovače a spojením zemního potenciálu zesilovačů u obou elektrod. Na velikost této složky má vliv:

- impedance smyčky, což je pro případ EMFC velmi nevýhodné, neboť smyčka se uzavírá přes vysokohmové rezistory na vstupech zesilovačů,
- nehomogenita pole, neboť do této smyčky se indukuje jen složka pole B_z ve směru toku kapaliny



Obr. 5.1: Induktivní vazby čidla EMFC.

Uvažujeme-li sinusové buzení cívek, pak magnetickou indukci, která je ve fázi s budícím proudem a je mu přímo úměrná, můžeme vyjádřit vztahem:

$$b(t) = B_0 \sin(\omega t), \quad (5.3)$$

kde B_0 je amplituda⁵ magnetické indukce.

Plochou s kolmou ke směru magnetické indukce pak prochází proměnný magnetický tok

$$\varphi(t) = \int_{(S)} b(t) dS = SB_0 \sin(\omega t), \quad (5.4)$$

Ve smyčce s se pak indukuje napětí

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt} = -SB_0 \omega \cos(\omega t) = U_{i0} \omega \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right). \quad (5.5)$$

Pokud je obvod uzavřený a má pouze dissipativní (ztrátový, ideální) odpor, teče jím indukovaný proud

⁵ Okamžitou hodnotu magnetické indukce značíme malým písmenem b dle zvyku teorie obvodů..

$$i_i = \frac{u_i}{R} = \frac{U_{i0}}{R} \cos(\omega t) = I_{i0} \cos(\omega t), \quad (5.6)$$

kde $I_0 = U_0/R$ je amplituda proudu. Je-li v této smyčce vstup zesilovače se vstupním odporem R_{vst} , vzniká na něm napětí

$$u_{vst} = R_{vst} i_i = U_{i0} \frac{R_{vst}}{R} \cos(\omega t), \quad (5.7)$$

Toto rušivé napětí se přidává k měřenému a může způsobit výraznou systematickou chybu měření. Výše uvedené vztahy poskytují cestu, jak tento rušivý jev redukovat. Omezení na dissipativní prvky u vztahu (5.7) není nutné, ale má výhodu v jednoduchosti a lepší srozumitelnosti. V uzavřeném obvodu mohou být i akumulativní prvky, v našem případě kapacity. Pak ve vztahu 5.14 musí být místo odporu R absolutní hodnota impedance z sériového zapojení všech prvků v obvodu.

Z tohoto rozboru vyplývají tyto významné závěry:

- amplituda indukovaného napětí je úměrná frekvenci budicího pole,
- indukované napětí je úměrné ploše, kterou vodič obklopuje,
- indukované napětí je fázově posunuté o 90° oproti budicímu poli.

Pro ilustraci vlivu rušení uvažujme parazitní složku magnetické indukce ve směru proudění (a tedy kolmou k ploše smyčky) o průměrné velikosti $100 \mu\text{T}$, plochu smyčky (při použití rozměrů 1. funkčního modelu) uvažujme 20 cm^2 a frekvenci 470 Hz . Pak rušivé napětí podle vztahu (5.5) nabývá $94 \mu\text{V}$. Rušící signál je tedy srovnatelný s užitečným měřeným signálem a může přinášet vážné problémy.

Omezení vlivu indukovaných napětí je možné, ale jen za následujících předpokladů:

- minimalizovat frekvenci,
- upravit plošný spoj umístěný přímo na plošných elektrodách tak, aby spoj k vstupnímu zesilovači byl rovnoběžný se siločarami pole,
- minimalizovat plochu zemní smyčky, která je tvořena vodivým spojem mezi elektronikami zesilovačů obou elektrod a tuto plochu orientovat rovnoběžně s hlavní složkou budicího pole,
- pokusit se minimalizovat vstupní odpor zesilovače,
- zpracovat signál pomocí koherentní detekce (viz kap. 7.3.2).

Jak bude uvedeno v kap. 6.4.2 rozsah použitých frekvencí je dán konstrukcí budicích cívek a velikostí vazebních kapacit C_v (kapacit mezi měřenou kapalinou a plošnou elektrodou). K dosažení maximálního zisku by měla být použita frekvence v rozsahu $200 - 500 \text{ Hz}$, tedy v tomto faktoru nejsou příliš velké možnosti k omezení vlivu parazitních složek. Plošný spoj je možno provést v souladu s výše uvedenými požadavky. Plochu smyčky, kterou tvoří zemní spojovací vodič mezi deskami plošných spojů elektronik obou elektrod, lze omezit zejména vedením tohoto vodiče až za magnetickým stíněním (magneticky vodivým páskem obepínajícím celý obvod včetně cívek), takže jednak je minimalizována příčná plocha, jednak je omezeno pole indukující se v tomto vodiči. Vstupní odpor zesilovače rovněž není možno

výrazně snížit, neboť je nutné zajistit podmínku (4.3), která zohledňuje poměr impedance vstupní kapacity k vstupnímu odporu zesilovače.

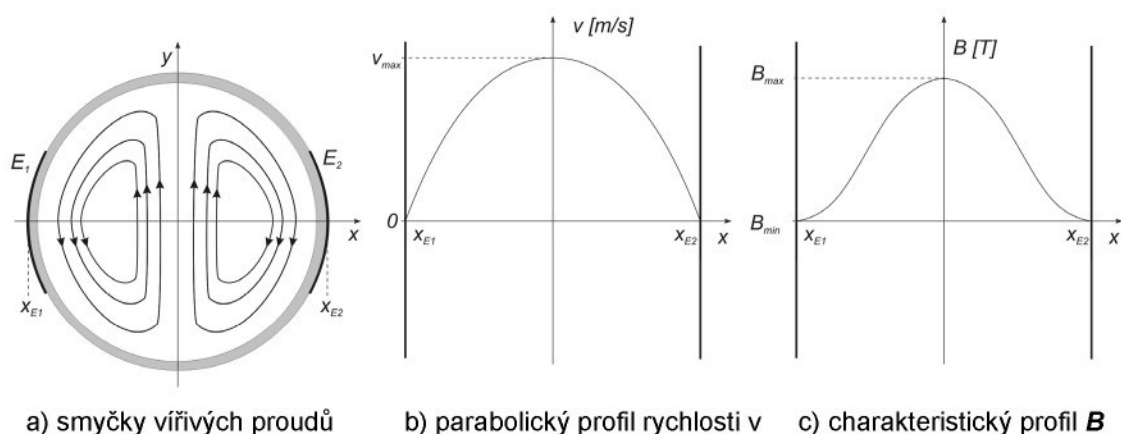
Vířivé proudy

Další nezanedbatelnou synchronní rušivou složkou jsou vířivé proudy, které vznikají jednak v **měřené kapalině**, jednak v **kovových částech** mechanického provedení čidla.

Princip vzniku vířivých proudů lze vysvětlit následujícím způsobem. Nastane-li vzájemný pohyb mezi elektricky vodivým materiálem a siločarami magnetického pole, je ve vodiči vyvolán rotující pohyb elektronů, tedy je indukován elektrický proud tekoucí v kruhových trajektoriích. Proto jsou tyto proudy nazývány vířivými proudy. Základním zákonem, dle kterého se řídí velikost proudů je opět Faradayův zákon, z čehož vyplývají obdobné závěry, jako v předchozím odstavci, tedy amplituda je závislá na frekvenci a fázi je o 90° posunutá proti budícímu poli.

Vířivé proudy v kapalině

V praxi můžeme rozlišit vířivé proudy v kapalině vzniklé výše popsaným způsobem, tedy malé proudové smyčky uvnitř celého průtokoměrného profilu v rovině kolmé k siločaram magnetické indukce. Jelikož však vířivé proudy jsou úměrné rychlosti vzájemného pohybu mezi budícím polem a měřenou kapalinou, vznikají velké smyčky (viz. obr. 5.2a) vlivem rychlostního profilu proudění (např. parabolický profil rychlosti při laminárním proudění - obr. 5.2b) a také vlivem nerovnoměrného rozložení magnetického pole (viz. obr. 5.2c).



Obr. 5.2: Vířivé proudy v kapalině.

Ze vzorce (5.5) je amplituda vířivých proudů úměrná frekvenci a navíc dle literatury [23] vodivosti měřeného média. Jelikož kapalina má oproti kovům, kde se vířivé proudy hojně využívají např. k detekci poruch, nižší vodivost a zároveň se používá poměrně nízká frekvence, amplituda vířivých proudů je zřejmě nižší než užitečný signál a jejich vliv lze vzhledem k fázovému posuvu 90° opět omezit koherentní detekcí.

Vířivé proudy indukované v mechanických kovových částech průtokoměru

Vířivé proudy jsou podle Ohmova ve fázi s indukovaným elektrickým polem, tedy ve fázi s napětím dle vztahu (5.5):

$$i_v = i_{0v} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (5.8)$$

kde i_{0v} je amplituda vířivých proudů⁶. Ostatní veličiny byly již popsány dříve.

Tyto proudy budí magnetické pole o indukci, která má stejnou fázi. Pro magnetický tok Φ_v procházející libovolnou smyčkou pak lze psát vztah

$$\Phi_v = \Phi_{0v} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (5.9)$$

kde Φ_{0v} je jeho amplituda⁷.

Pro indukované napětí vznikající pouze v důsledku vířivých proudů pak platí analogicky k (5.5) vztah

$$u_{iv} = \frac{d\Phi_v}{dt} = -\Phi_{0v} \omega \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = -i_{0v} \sin(\omega t). \quad (5.10)$$

Podstatné na získaném vztahu (5.10) je to, že toto rušivé indukované napětí je v protifázi s proudem v cívce, která budí magnetické pole pro průtokoměr. Měřené užitečné napětí je ve fázi s budícím proudem. Ve fázi (resp. v protifázi) s budícím proudem je však také rušivé napětí vznikající v důsledku vířivých proudů indukovaných v kovových částech podle vztahu (5.10). Tuto chybovou složku nelze nijak odlišit od užitečné. Pokud se vířivé proudy uplatní, naměří se nejspíše nižší hodnota rychlosti proudění, neboť rušivé napětí je v protifázi s užitečným.

Tento fakt je potvrzen i v [22], kdy je uvažována trubice z nerezové oceli (obvykle nosná trubice PTFE nebo gumové výstelky), ve které indukují se vířivé proudy vyvolají magnetické pole:

$$B' = \frac{1}{2} \mu \sigma \omega t r = KB, \quad (5.11)$$

kde σ je vodivost materiálu trubice,

ω je úhlová frekvence budícího pole,

μ je permeabilita materiálu trubice,

t je tloušťka trubice,

r je poloměr trubice.

Jak již bylo řečeno toto pole je o 90° otočené oproti buzení, ovšem proudy vyvolané tímto polem generují magnetické pole B'' a to je již otočené o 180° oproti buzení.

⁶ Vířivé proudy i jejich amplituda jsou funkcí polohového vektoru. To zde nezdůrazňujeme, jde nám pouze o časovou závislost.

⁷ Na rozdíl od vektorového pole vířivých proudů nebo jimi vyvolané magnetické indukce je magnetický tok skalární veličinou.

Amplituda tohoto pole je pak

$$B'' = K^2 B. \quad (5.12)$$

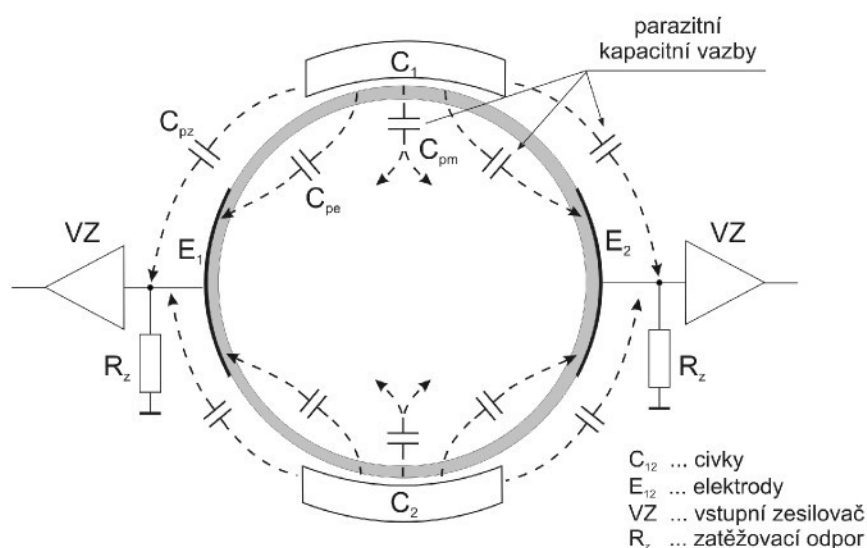
Pro malé průměry je koeficient k velmi nízký, ale pro vyšší průměry je již tento faktor významný, např. pro trubici o průměru 1 m a tloušťce stěny 6 mm dosahuje K^2 hodnoty 0,6. V případě čidla s kapacitními elektrodami by se nejednalo o vliv vířivých proudů ve vlastní trubici čidla, ale vliv proudů indukujících se do kovového stínícího obalu.

Účinné možnosti omezení vlivu vířivých proudů v kovových částech čidla jsou tyto:

- v blízkosti průtokoměru nebudou žádné masivní vodiče. Toto je však problematický požadavek, neboť pro zesílení magnetického pole uvnitř čidla je výhodné snížit magnetický odpor vně čidla, k čemuž slouží např. kovové svorníky cívek nebo kovové pouzdro čidla,
- použití alternujícího napětí buzení nebo případně lichoběžníkového buzení a signál vyhodnocovat v okamžicích ustálené hodnoty, neboť vířivé proudy v těchto okamžicích nevznikají,
- kalibračním procesem - jedná se o multiplikativní chybu se stále stejným vlivem, takže je možné kalibraci při několika rychlostech tento vliv omezit.

5.1.1.2 Kapacitní parazitní vazby

Na obr. 5.3 jsou vyobrazeny možné kapacitní přenosy mezi obvodem buzení a odezvou. Tento vliv nebyl u EMF s kontaktními elektrodami tak významný neboť elektrody jsou u tohoto typu bodové. Ale u EMFC jsou elektrody plošné a jsou umístěny poměrně blízko budícím cívkám, takže možnost kapacitního přenosu se výrazně zvyšuje a jak je uvedeno výše (kap. 6) i velmi nízká parazitní kapacita může výsledný signál značně negativně ovlivnit.

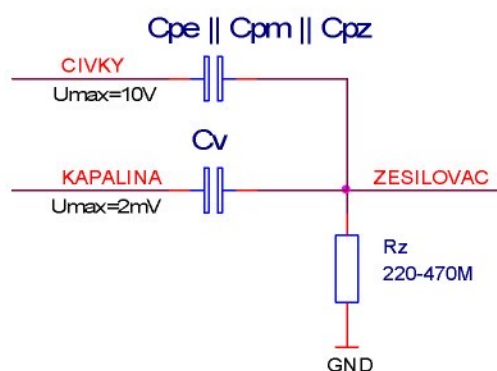


Obr. 5.3: Kapacitní parazitní vazby.

Tento parazitní vliv lze rozdělit do následujících složek:

- kapacita mezi cívkami a elektrodami C_{pe}
- kapacita mezi cívkami a měřenou kapalinou C_{pm}
- kapacita mezi cívkami a přívodními vodiči ke vstupnímu zesilovači C_{pz}

Vzhledem ke skutečnosti, že všechny tyto parazitní kapacity jsou nesrovnatelně nižší než je vazební kapacita C_v mezi kapalinou a elektrodou, pak se celkově jeví jako jedna parazitní kapacita (s kapacitou, která je součtem parazitních kapacitních složek) mezi cívkami a vstupním obvodem zesilovače. Náhradní schéma vlivu parazitních kapacit je zobrazeno na obr. 5.4:



Obr. 5.4: Náhradní zapojení vlivu parazitních kapacit.

Tyto parazitní kapacity jsou prakticky neměřitelné, ale i hodnota v řádech jednotek fF může způsobit výraznou změnu výsledného užitečného signálu. Uvažujeme-li náhradní zapojení dle obr. 5.4 a hodnotu parazitní kapacity stanovíme na 1 fF, maximální hodnotu napětí na cívkách 10 V a vstupní odpor zesilovače 470 MΩ, pak lze výsledné napětí určit dle vzorce⁸:

$$\hat{U}_{pc} = \hat{U}_c \frac{R_z}{R_z + \frac{1}{j\omega C_p}}, \quad (5.13)$$

kde U_{pc} je amplituda parazitního napětí na vstupu zesilovače,
 U_c je amplituda napětí na budičích cívkách,
 R_z je vstupní odpor zesilovače,
 ω je úhlová frekvence buzení ($\omega=2\pi f$) pro frekvenci 470 Hz,
 C_p je parazitní kapacita $1 \cdot 10^{-15}$ F.

Po dosazení konkrétních hodnot vychází impedance kondenzátoru $1,6 \cdot 10^{14} \Omega$. Uvážíme-li, že vstupní odpor zesilovače je $4,7 \cdot 10^8 \Omega$, pak můžeme odpor R_z ve jmenovateli vůči impedanci kondenzátoru zanedbat a výsledkem je tedy parazitní napětí o úrovni 3 μV posunuté oproti budičímu napětí opět o 90°. Z výsledku je zřejmé, že i takto nízká parazitní kapacita vyvolá parazitní napětí na vstupu zesilovače srovnatelné s užitečným napětím.

⁸ Komplexní hodnoty jsou označeny stříškou nad symbolem, jak je zvykem v teorii obvodů.

Odstranění vlivu parazitní kapacitní vazby není možné, ale je možné jej výrazně omezit. Budicí cívky je možno elektricky stínit, např. je ovinout elektricky vodivým a zároveň magneticky nevodivým páskem a uzemnit jej k nulovému potenciálu. V provedení 1. funkčního modelu byly cívky ovinuty izolovaným měděným páskem.

Dále rovněž záleží na symetrii provedení. V případě dokonalé symetrie se vlivem diferenciálního měření tento vliv zcela omezí, ale v reálném provedení dokonalá symetrie není možná, ale je třeba se pokusit o co nejlepší symetrické umístění cívek vzhledem ke snímacím elektrodám.

Jak je zřejmé, všechny parazitní synchronní složky jsou oproti buzení posunuty o 90° . Tento fakt přímo vybízí k použití synchronní detekce pro zpracování signálu. Metoda umožní vyseparovat i ze silně zarušeného signálu užitečný signál, pakliže známe fázi a tvar budícího signálu (podrobný rozbor v kap. 7.3.2.).

5.1.2 Asynchronní složky rušení

5.1.2.1 Vliv síťové frekvence 50 Hz

Asynchronní složky mají odlišnou frekvenci než je frekvence buzení. Nejvíce se uplatňuje vliv elektromagnetického pole rozvodů výkonové sítě o frekvenci 50 Hz. Pro omezení vlivu platí stejné podmínky jako u synchronních složek, navíc je výhodné zvolit frekvenci, která není násobkem 50 Hz, aby nedocházelo k výraznému ovlivnění signálu některou z vyšších harmonických 50 Hz. Naopak je vhodné vzorkovat získávaný signál po dobu celých period kmitočtu sítě a výsledek průměrovat, neboť tak dojde k uplatnění vlivu obou polarit 50 Hz a tím k výraznému omezení tohoto vlivu.

Velký vliv na zarušení síťovou frekvencí má i způsob zemnění, tedy připojení nulového potenciálu elektroniky a měřené kapaliny k ochrannému vodiči sítě.

5.1.2.2 Vliv šumu

Šum je náhodný jev vznikající v případě EMFC buď přímo v měřené kapalině nebo v užitých elektronických komponentech.

Šum vznikající uvnitř průtokoměrného profilu

Tento šum může vznikat vlivem drobných turbulencí zejména při stěnách trubice vlivem její drsnosti. Při nízkých vodivostech může dojít i k elektrostatickým pulzům vlivem tření kapaliny o vnitřní povrch trubice. Samozřejmě je i tepelný šum, který vzniká uvnitř trubice vlivem změny teploty měřené kapaliny. Obecně je možno říci, že se v trubici generují jak bílý šum s konstantní spektrální hustotou, tak růžový šum, jehož amplituda je frekvenci nepřímo úměrná. Dalším zdrojem šumu může být přítomnost bublin a pevných částic, jak bude diskutováno v kap. 5.3.2. Jak je uvedeno v [68] nemalou složkou šumu je i šum vznikající interakcí proudící kapaliny s nábojem, který se kumuluje na stěnách trubice z nevodivého materiálu (např. PTFE). Tato složka dle závěrů tohoto článku je frekvenčně závislá a je úměrná $1/f$ a je přímo úměrná rychlosti měřené kapaliny.

Amplituda šumů, vznikajících uvnitř trubice může dosahovat až -40 dB vzhledem k užitečnému signálu v předpokládaném rozsahu vodivosti ($S > 20 \mu\text{S/cm}$).

Šum generovaný v elektronice

Další významnou šumovou složkou je šum generovaný v elektronice, neboť každý elektronický prvek (pasivní i aktivní prvky, integrované obvody) je kromě svých typických vlastností charakterizován i úrovní šumu. Na tomto místě bychom mohli rozebrat zejména následující zdroje šumu výše zmíněných komponent: termický šum vznikající na disipativních prvcích, Shottkyho driftový šum (výstřelový šum, rekombinační šum $U_s \sim f$) a konečně blikavý šum ($U_s \sim 1/f$) projevující se v tenkých kovových vrstvách, který by se mohl uplatnit na plošných elektrodách. Problematika šumů je však natolik rozsáhlá, že není možné na tomto místě provést podrobný rozbor. V každém případě není možné vliv šumů zanedbat a je třeba při zpracování signálu použít metod na jejich odstranění, např. dobrou filtrací.

Problematika šumů v elektromagnetických průtokoměrech s kontaktními elektrodami je popsána např. v [70].

5.2 Vliv nesprávného zemnění

Dobré zemnění průtokoměru je zcela zásadní věc pro správnou funkci. Zemněním zde rozumíme spojení elektroniky s měřeným médiem a zároveň s ochranným vodičem rozvodné sítě. Tato problematika je společná pro všechny typy elektromagnetických průtokoměrů. Na tomto místě jen připomeňme, že měřené médium musí být v galvanickém kontaktu s nulovým potenciálem zpracovávající elektroniky, jinak není možno signál vyhodnotit. Toto spojení musí být masivní a umístěné co nejblíže k měřenému místu. V případě porušení tohoto pravidla dochází k "plavání" signálu, tedy nahodilým pozvolným změnám amplitudy. Dalším neblahým následkem je velmi silný vliv síťové frekvence 50 Hz, která může zahltnout i vstupní zesilovač tak, že se dostane do saturace a další měření tak znemožní. V případě EMFC je třeba dbát zvýšené pozornosti na správné zemnění, neboť měřič pracuje na vysokých impedancích a absence tohoto spojení působí na výsledek ještě silněji než klasické EMF průtokoměry.

Metody zemnění elektromagnetických průtokoměrů jsou souhrnně popsány např. v [12] a [14].

5.3 Vliv hydromechanických poruch na činnost indukčních průtokoměrů

Vliv hydrodynamických poruch v průtokoměrech s kontaktními elektrodami je podrobně popsán v [67], na tomto místě zmiňme jen určitá specifika pro EMFC.

5.3.1 Vliv charakteru proudění

Jak je podrobně popsáno např. v [70] a [26], charakter proudění může mít významný vliv na výsledek v okamžiku, kdy se toto proudění mění z laminárního na turbulentní. Určují-

cím parametrem pro zjištění charakteru proudění je Reynoldsovo číslo, které je závislé na kinematické viskozitě kapaliny, světlosti potrubí a rychlosti proudění.

Při laminárním proudění se se změnou rychlosti výrazně mění rychlostní profil uvnitř trubice. Nejčastěji je definován pomocí tzv. mocninového rychlostního profilu (standardní profil paraboloidu) s nulovou rychlostí u stěn a maximální uprostřed průtokoměrného profilu. Jak je uvedeno např. v [70] je překvapující, že rychlostní profil má měřený výsledek minimální vliv, neboť dochází k integraci intenzity elektrického pole po dráze mezi elektrodami a tím eliminaci tohoto vlivu. Velmi podrobný rozbor vlivu rychlostního profilu a charakteru proudění je proveden v

V případě EMFC je pravděpodobné, že vliv charakteru proudění bude ještě nižší, neboť se integruje v objemu, daném plochou elektrod a průměrem trubice, tedy je větší pravděpodobnost větší stability výsledku.

Laminarita proudění je také výrazně ovlivněna správnou instalací čidla v potrubí, tedy souosým sesazením čidla s potrubím, použitím uklidňujících potrubí před a za čidlem, dodržením doporučených rovných úseků před a za čidlem nebo např. použitím čerpadel. Tato problematika je velmi podrobně popsána v [67].

5.3.2 Vliv bublin a pevných částic v měřené kapalině

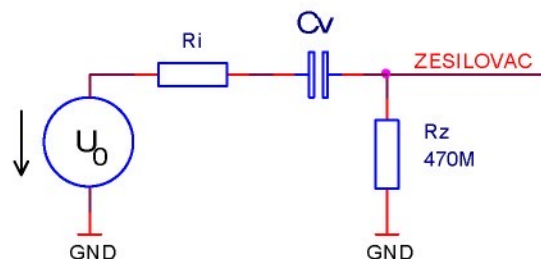
Plynové bubliny do obsahu přibližně 5 % celkového objemu nemají významný vliv na přesnost měření (viz [38], [10]). Při vyšším obsahu však jejich význam nelze zanedbat a zvláště velké bubliny srovnatelné s plochou elektrod způsobují zvýšenou naměřenou hodnotu.

Dalším nepříjemným faktorem pro přesné měření je výskyt pevných částic, které v měřené kapalině způsobují zvýšení šumu v měřeném signálu a snížení reprodukovatelnosti měření. Navíc záleží nejen na velikosti, ale i na materiálu částic. V případě magneticky vodivých částic může být měření zcela znehodnoceno.

Oba tyto vlivy se projevují zvláště u čidel s kontaktními elektrodami, neboť mají elektrody téměř bodové a mají s porovnáním s měřeným objemem nepatrný rozměr. V případě EMFC však elektrody jsou poměrně rozměrné, je tedy předpoklad, že vliv bublin i pevných částic bude výrazně nižší než u kontaktních čidel, čemuž nasvědčují i závěry v publikaci [38].

5.4 Vliv vodivosti měřené kapaliny

Princip elektromagnetického průtokoměru je založen na interakci vodivé kapaliny s magnetickým polem. Pro funkci je tedy nezbytně nutná alespoň minimální vodivost, přičemž maximální vodivost není omezena (je možno měřit i tekuté kovy, např. rtuť - viz [70]). Dolní limit vodivosti je dán několika faktory. Předně by vodivost neměla mít vliv na přesnost měření. Limit z hlediska vodivosti je možno demonstrovat ze zjednodušeného náhradního schématu čidla (viz obr. 5.5).



Obr. 5.5: Náhradní schéma pro určení vlivu vodivosti kapaliny na přesnost EMFC.

Uvažujme ideální zdroj signálu, který má v sérii odpor měřené kapaliny. Chceme-li dosáhnout obvyklé přesnosti 1% z měřené hodnoty, pak je možno určit napětí na vstupu zesilovače z napětí na impedančním děliči. Při kapacitě $C_v = 50\text{pF}$ je impedance kondenzátoru $6,8\text{ M}\Omega$ a pro destilovanou vodu u čidla DN40 (viz kap. 3) činí $1,7\text{ M}\Omega$. Výsledný vzorec pro výpočet napětí na vstupu zesilovače $\hat{U}_z$ pak je

$$\hat{U}_z = \hat{U}_0 \frac{R_z}{R_i + R_z + \frac{1}{j\omega C_v}}, \quad 5.14$$

kde $\hat{U}_0$ je napětí úměrné průtoku a budicímu poli,

R_i je vnitřní odpor kapaliny,

R_z je vstupní odpor zesilovače.

Vliv vazební kapacity C_v nemusíme uvažovat, neboť její hodnota se nemění (viz kap. 9.1), a tedy nemá vliv na přesnost i dlouhodobou stabilitu. Ze vzorce je na první pohled patrné, že při zatěžovacím odporu $470\text{ M}\Omega$ činí hodnota vnitřního odporu $4,7\text{ M}\Omega$, což je ještě 4krát vyšší hodnota než má destilovaná voda. V případě odporu $220\text{ M}\Omega$ je tato hodnota 2krát vyšší. Z těchto výsledků plyne, že na vodivosti měřené kapaliny nezáleží až do vodivosti jednotek desetin μScm^{-1} (vodivost destilované vody je řádově v desetinách μScm^{-1}). Pro nižší vodivost by již bylo nutné provést kalibraci měřiče s tím, že vodivost bude průběžně měřena.

Zajímavým faktorem omezujícím použití málo vodivých kapalin je však vznik elektrostatických výbojů na kontaktních elektrodách a na stěnách trubice (viz [25]). Tento vliv může být poměrně silný a již při rychlostech $v = 3\text{ ms}^{-1}$ může jeho amplituda přesáhnout užitečný signál. Vznik těchto výbojů je závislý na permitivitě měřeného média, což je zvláště pro vodu velmi nepříjemné, neboť její permitivita je až 40krát vyšší než u ostatních běžně měřených kapalin, takže je velmi ztíženo měření vody s vodivostí menší než $20\text{ }\mu\text{S/cm}$. Na závěr je třeba konstatovat, že tento šum je generován zejména při turbulentním proudění, a to zejména při miniturbulencích okolo kontaktních elektrod. V případě EMFC je tento vliv minimalizován a omezen pouze na mikroturbulence vzniklé kontaktem kapaliny se stěnou trubice i určité drsnosti. Rovněž velmi příznivě se projeví fakt poměrně velké plochy elektrod. Vzniklé mikrovíry a následné rušení je pak zprůměrováno. To je jeden z důvodů, proč EMFC je možno, na rozdíl od kontaktních průtokoměrů, použít pro extrémně nízké vodivosti měřené kapaliny.

6 Náhradní schéma z pohledu teorie obvodů

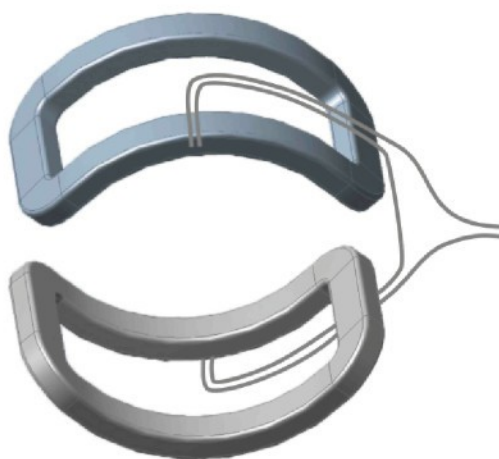
Odhlédneme-li od teoretického rozboru popisu magnetického pole uvnitř průtokoměrného profilu a tvorby signálu na elektrodách, pak je možné celý průtokoměr analyzovat z pohledu teorie obvodů s tím, že je možné jednotlivé komponenty popsat pomocí obvodových prvků R , L , C a transformačních vazeb. Signál, který je úměrný rychlosti proudění je pak možno popsat jako zdroj napětí úměrný budicímu proudu procházejícímu cívkami, neboť vzniklé pole je přímo úměrné tomuto proudu.

Tvorba náhradního schématu by měla přinést zejména rozbor vlivu parazitních signálů. Je tedy nutno teoreticky rozebrat následující obvody:

- obvod budicích cívek včetně přívodů
- obvod tvorby signálu v měřeném profilu
- obvod vstupního zesilovače včetně aktivního stínění

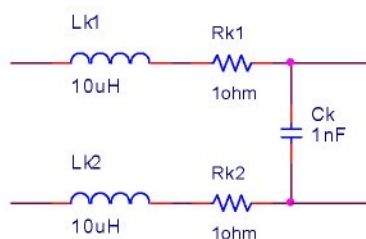
6.1 Obvod budicích cívek

Pro obvod buzení cívek je velmi důležité náhradní schéma se zahrnutím parazitních parametrů. Pro magnetické buzení je potřeba navrhnout cívku, která musí mít rozměry takové, aby bylo vytvořeno co nejvíce homogenní pole a přitom by měla mít co největší indukčnost. Parazitní parametry, jako jsou odpor a kapacita by měly být minimalizovány, neboť způsobují jednak výkonové ztráty, jednak způsobují problémy při návrhu koncového výkonového zesilovače. Může docházet k rezonanci nebo k zákmitům, které potom ztěžují vyhodnocení odezvy.



Obr. 6.1 Obvod budicích cívek včetně přívodního kabelu.

6.1.1 Přívodní kabel



Obr. 6.2 Náhradní elektrický obvod přívodního kabelu.

Odpor přívodů

Předpokládejme, že přívodní kabel mezi budícím zesilovačem a cívkami je obvykle dlouhý 3-12m. Má tvar dvojlinky a při předpokládaném budícím proudu maximálně 1A je při proudové hustotě 8A/mm^2 minimální průřez vodiče $0,125\text{mm}^2$. Pro výpočet odporu vodiče potom platí:

$$R = \rho \frac{l}{S}, \quad (6.1)$$

kde $\rho = 1,78 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$ je měrný odpor mědi,

l je délka vodiče,

S je průřez vodiče.

Pro teplotní závislost odporu vodiče v úzkém teplotním rozsahu 0 - 100 °C platí

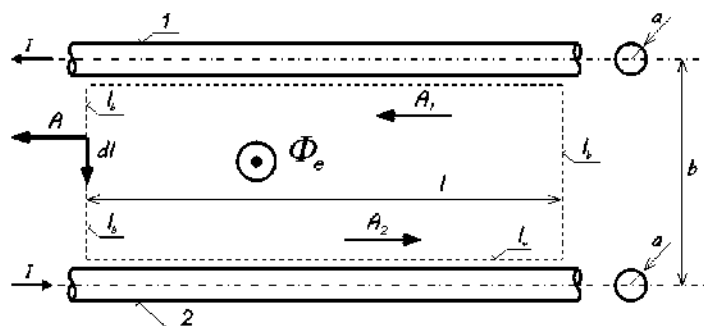
$$R = R_{20}(1 + \alpha \Delta T), \quad (6.2)$$

kde R_{20} je odpor při 20°C a α je teplotní koeficient mědi ($0,0068 \text{ K}^{-1}$).

Výsledný odpor R_k přívodního vodiče se v předpokládaném teplotním rozsahu pro normální prostředí (5-55°C) pohybuje v rozsahu 0,5 - 2 Ω .

Indukčnost přívodů

Dle [13] je možno použít pro výpočet indukčnosti dvojlinky vektorový magnetický potenciál. Na obr. 6.3 je zobrazeno dvojvodičové vedení s rozměry a vyznačenými směrem proudu:



Obr. 6.3 Dvouvodičové vedení.

Vnější indukčnost vedení je pak určena vztahem

$$L_e = \frac{\Phi_e}{I} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (6.3)$$

V praktickém provedení může být například použita dvojlinka SYKY nebo např. kabel UL2464 (od firmy Semic Trade) s tloušťkou izolace 0,2 mm, a tedy vzdálenost vodičů uvnitř kabelu je $b = 0,4 \text{ mm}$. Při průřezu vodiče $0,125 \text{ mm}^2$ je poloměr vodiče přibližně $a = 0,1 \text{ mm}$. Pro délku 3 až 12 m se potom indukčnost přívodního kabelu pohybuje v rozsahu 1,75 až 7 μH . Katalogový údaj je pro kabel poněkud vyšší - 1,45 $\mu\text{H/m}$, což je dáno zřejmě neideálním uložením vodičů v kabelu, a tedy vyšší vzdáleností mezi vodiči. Pro rozsah délky kabelu 3-12 m činí katalogová indukčnost 4,35 - 17 μH .

Kapacita přívodů

Pro kapacitu dvouvodičového vedení jsou např. dle [13] odvozeny poměrně jednoduché vztahy, ale jak se ukázalo při praktickém měření, takto vypočtené hodnoty jsou výrazně nižší, než je naměřená reálná hodnota kapacity kabelu. Pro reálnější výsledky byl odvozen vztah:

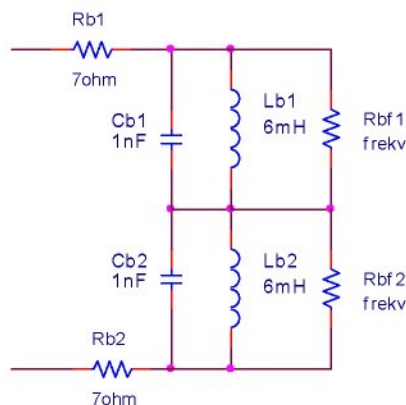
$$C = \varepsilon \frac{\pi l}{\cosh^{-1}\left(\frac{b}{2a}\right)} = \varepsilon \frac{\pi l}{\ln\left(\frac{b}{2a} + \sqrt{\left(\frac{b}{2a}\right)^2 - 1}\right)} \quad (6.4)$$

Pro výše uvedené hodnoty a a b vychází kapacita na jeden metr délky 91 pF, což pro uvažované délky kabelů činí 273 - 1092 pF.

Kapacita klasické dvojlinky (např. uL 2464 od firmy Semic Trade) - 90 - 160 pF/m, tedy celková kapacita se pohybuje mezi 0,3 a 1,2 nF, což takřka přesně vyhovuje vztahu (6.4).

6.1.2 Obvod cívek

Náhradní schéma cívek sestává jednak ze stejnosměrných odporů R_b , jednak paralelní kombinace frekvenčně závislých prvků L_b , C_b a R_{bf} . Na obr. 6.4 je schéma uvedeno s charakteristickými hodnotami:



Obr. 6.4 Náhradní elektrický obvod cívek.

Při rozboru obvodu cívek je třeba nejdříve zohlednit ten nejdůležitější parametr, který má zásadní vliv na vytvoření magnetického pole - indukčnost cívek a jejich vzájemnou vazbu. Teprve pak je možno uvažovat parazitní parametry R_b , C_b a R_{bf} . Hned v úvodu bychom mohli vyloučit velikost odporu R_{bf} , neboť ten se uplatňuje pouze při vysokých frekvencích.

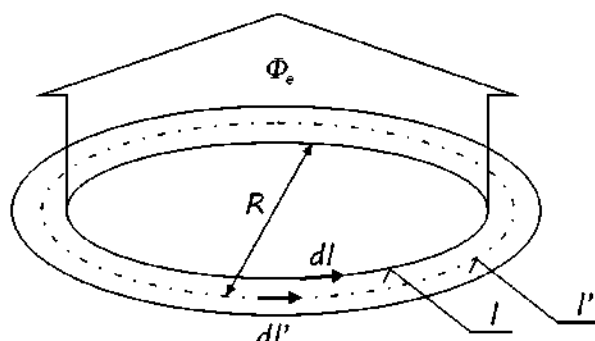
Jak bylo uvedeno v kap. 4 (vztah (4.3)), je nutné oproti klasickému elektromagnetickému měření s kontaktními elektrodami zvýšit frekvenci buzení, našem případě až na $f = 500\text{Hz}$ ($T = 2\text{ms}$) (viz kap. 6.4.2). To ale znamená snížení časové konstanty budících cívek $\tau = L/R$ alespoň na $T/10$, v našem případě na $200\mu\text{s}$. Tento požadavek lze ale bohužel řešit buď snížením indukčnosti cívky nebo zvýšením jejího odporu. Oba tyto požadavky vyvolají snížení hodnoty indukce magnetického pole a je tedy nutné optimalizovat parametry budících cívek (počet závitů, rozměry) a velikost budícího proudu (odpor vinutí, budicí napětí, ztrátový výkon).

Předpokládejme, že výkonová ztráta na budících cívkách by neměla přesáhnout 15W , aby celý měřič nebyl příliš energeticky náročný. Pro první pokusy byla určena maximální hodnota budícího proudu $0,3\text{ A}$ a obdélníkový tvar budících cívek

V průběhu výzkumu byly vytvořeny dva funkční modely - jeden se vzduchovými cívkami, jeden s cívkou navinutou na feritovém jádře.

6.1.2.1 Indukčnost cívek

Indukčnost vzduchových cívek, které byly použity u 1. funkčního modelu se počítá pomocí vektorového potenciálu [45]. Pro jednoduchost zvolíme masivní smyčku a proud umístíme do osy cívky (viz obr. 6.5).



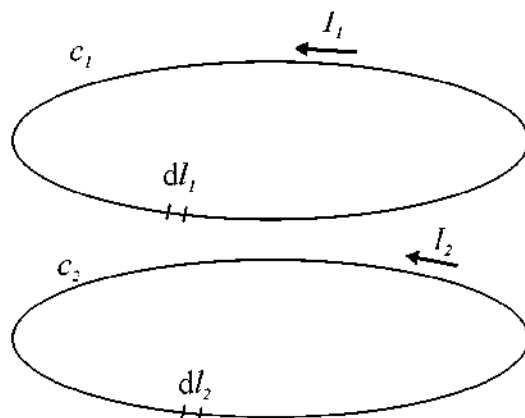
Obr. 6.5 Výpočet vlastní indukčnosti cívky.

Vlastní indukčnost cívky je možno určit ze vztahu

$$L_e = \frac{\Phi_e}{I} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint \oint \frac{dl'}{R(r, r')} \quad (6.5)$$

a je nazýván Neumannovým vzorcem pro vlastní indukčnost a platí pro libovolný počet závitů. Délka l je vnitřní površka, délka l' je v ose cívky.

V našem případě bychom potřebovali určit i vazbu mezi jednotlivými závitů cívky. Uvažujme pro zjednodušení dvě kruhové cívky o stejném poloměru r , které leží v rovnoběžných rovinách a jejichž spojnice středů je kolmá k těmto rovinám (koaxiální kružnice) a jejichž vzdálenost je r_{12} .



Obr. 6.6 Vzájemná indukčnost cívky.

Ze známého odvození pomocí magnetických toků obou cívek lze určit vztah pro vzájemnou indukčnost dvou závitů

$$L_{12} = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{c_1} \oint_{c_2} \frac{dl_1 dl_2}{r_{12}}, \quad (6.6)$$

který nazýváme Neumannovým vzorcem pro vzájemnou indukčnost.

Z Neumannova vztahu vyplývá skutečnost, že vzájemná indukčnost závisí jen na geometrickém tvaru cívek a nezávisí na proudu. Toto však platí jen pro lineární prostředí, kde magnetický tok je úměrný protékajícímu proudu. V našem případě tomu tak je.

Dalšími úpravami lze od Neumannova vzorce přejít k Maxwellovu vyjádření [21], které platí tehdy, když je poloměr cívek mnohonásobně větší než průměr vodiče ($r \gg a$). Pro kruhovou cívku sestávající z N závitů navinutých těsně na sebe pak platí:

$$L_c = N^2 \mu_0 r \left[\ln \left(\frac{8r}{a} \right) - 2 \right]. \quad (6.7)$$

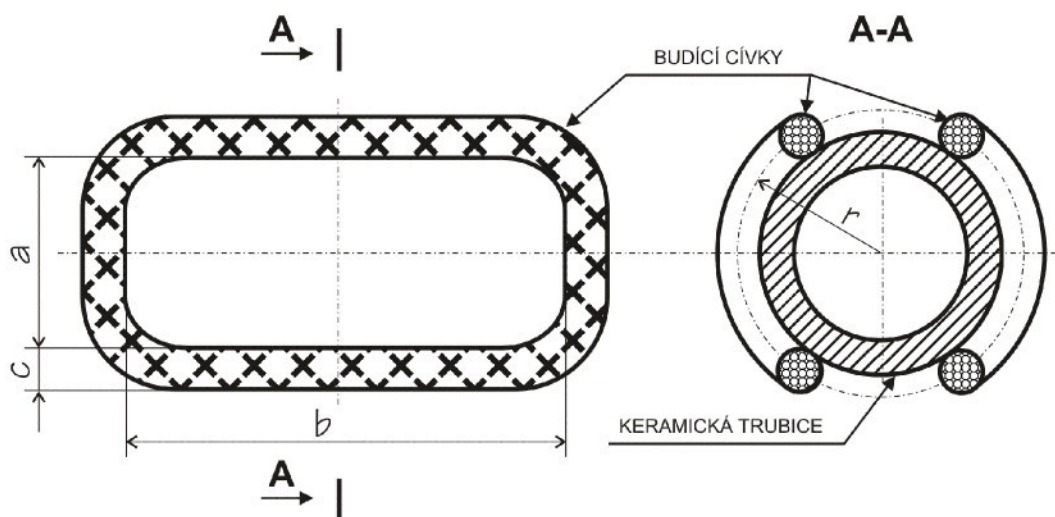
Pro válcovitou cívku o délce l_c je v literatuře uvedeno množství vzorců. Jedním z nich je i následující vztah, který platí pro krátké cívky ($r/l_c < 2$):

$$L_c = \frac{\pi \mu_0 r^2 N^2}{l_c + 0,9r}. \quad (6.8)$$

Obdobné vztahy je možno odvodit i pro indukčnost cívky čtvercového tvaru o N závitů, kde b je strana čtverce a zároveň je $b \gg a$:

$$L_e = N^2 2b \frac{\mu_0}{\pi} \left[\ln \left(\frac{2b}{a} \right) - 1 \right]. \quad (6.9)$$

V našem případě byly v prvním FM navinuty cívky sedlového tvaru o stranách 40 a 60 mm (viz. obr. 6.7), vodičem o průměru 0,25 mm s počtem závitů 300. Pro zjednodušení je možno uvažovat čtvercový závit o straně 5 cm nebo kruhový o poloměru 2,5 cm.



Obr. 6.7: Návrh konstrukčního provedení cívky 1. funkčního modelu.

Dle vztahu pro čtvercovou cívku (6.9) pak vychází 7,4 mH, pro kruhovou cívku (vztah (6.7)) vychází 12,7 mH a pro cívku dle vztahu (6.8) s uvažováním výšky cívky 5 mm je výsledná hodnota indukčnosti 2,6 mH.

Naměřená hodnota je však 5,5 mH. Vzhledem ke skutečnosti, že v empirických výrazech není možno přesně zohlednit tvar cívky, je shoda teorie s naměřenými hodnotami přijatelná. V další literatuře je možno nalézt jiné empirické vzorce pro výpočet vzduchových cívek [43], [16], [17], všechny dávají řádově obdobné výsledky.

6.1.2.2 Vzájemná indukčnost cívek

Pro předpokládaný rozsah použitých světlostí DN10 až DN150 je vazba mezi cívkami různá. Obvykle se používá k výpočtu vzájemné indukčnosti Neumannových vzorců.

Pro změření vzájemné indukčnosti je možno použít metodu sériového (L_I) a antisériového (L_{II}) zapojení a naměřené hodnoty dosadit do vztahů:

$$L_I = L_1 + L_2 + 2M_{12}, \quad (6.10)$$

$$L_{II} = L_1 + L_2 - 2M_{12}. \quad (6.11)$$

Pro vzájemnou indukčnost pak platí

$$L_{12} = \frac{L_I - L_{II}}{4}. \quad (6.12)$$

Činitel vazby κ je definován vztahem

$$\kappa = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (6.13)$$

Tato metoda měření vzájemné indukčnosti cívek je vhodná pro cívky, jejichž vlastní indukčnosti jsou přibližně stejné, tj. $L_1 \approx L_2$ a druhou podmínkou je to, že musí jít o cívky bez feromagnetického jádra, což je v našem případě splněno. Výše uvedeným měřením byl zjištěn následující hodnoty: pro frekvenci 120 Hz je $L_{12} = 0,195$ mH a $\kappa = 0,022$, pro frekvenci 1000 Hz je $L_{12} = 0,132$ a $\kappa = 0,016$.

6.1.2.3 Indukčnost cívky s feritovým jádrem

Indukčnost cívky se v případě cívky navinuté na feritové jádro vypočte jednoduše pomocí tzv. součinitele indukčnosti A_L [μ H], který vyjadřuje indukčnost, kterou by měla cívka o jednom závitě daného tvaru a rozměrů, umístěná na feritovém jádru v dané poloze.

Celková indukčnost cívky je pak:

$$L = A_L \cdot N^2, \quad (6.14)$$

Hodnotu A_L je možno stanovit s použitím konstanty jádra a efektivní permeability a dle následujícího vztahu:

$$A_L = \frac{\mu_0 \mu_e \cdot 10^3}{\Sigma(I_e/A_e)} = \frac{1,257 \cdot 10^{-3} \mu_e}{\Sigma(I_e/A_e)}, \quad (6.15)$$

kde $\Sigma(I_e/A_e)$ je konstanta jádra [mm^{-1}],

A_e je efektivní průřez jádra [mm^2]

I_e je střední délka magnetické siločáry [mm],

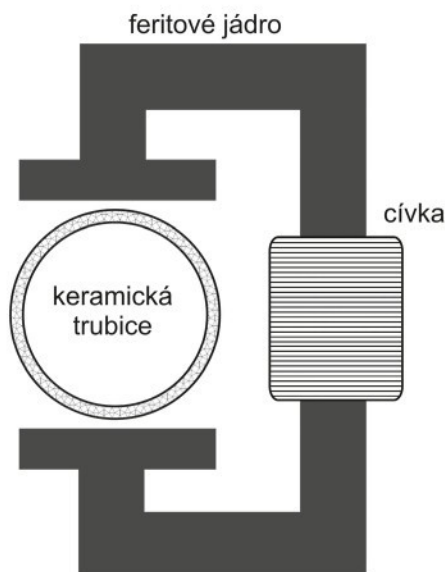
μ_e je efektivní permeabilita⁹ vyjádřená vztahem

$$\mu_e = \mu_l \cdot \left(1 + \frac{G \cdot \mu_l \cdot 10^{-3}}{I_e} \right)^{-1}, \quad (6.16)$$

kde G je vzduchová mezera [mm],

μ_l je počáteční permeabilita.

Pro 2. funkční model (dále jen 2. FM) bylo zvoleno feritové jádro Pramet H21 (CF196) s počáteční permeabilitou 2000 a indukcí nasycení 0,5 T, zbytkovou indukcí 150 mT a koercitivní silou 12 A/m. Na jádře byly navinuty 4 cívky o počtu závitů 50/100/200/250. Měřením indukčnosti jednotlivých cívek a dosazením do (6.17) byl vypočten součinitel indukčnosti $A_L = 5,5 \mu\text{H}$. Pro druhý prototyp byla použita cívka o 100 závitěch a indukčnosti 6 mH. Provedení čidla je na obr. 6.8.:



Obr. 6.8 Provedení magnetického obvodu průtokoměru.

6.1.2.4 Odpor cívek

Volíme-li impulzní buzení se střídou 1:1 (buzení zapnuto/buzení vypnuto), pak můžeme uvažovat zvýšenou proudovou zatížitelnost až 6A/mm^2 a průřez vodiče vychází $0,05\text{mm}^2$ a průměr vodiče $0,25\text{mm}$. Počet závitů pak vychází $N=300$ a odpor vinutí 15Ω a indukčnost 5mH . Ve firmě SVED Liberec byly tyto cívky navinuty a výsledné parametry jsou tyto: indukčnost $6,5\text{mH}$, odpor vinutí 21Ω , což odpovídá časové konstantě $300\mu\text{s}$. Tato hodnota je 3x vyšší než bychom potřebovali dle výše uvedeného výpočtu, ale pro první pokusy je tato cívka vyhovující.

⁹ Efektivní permeabilita není materiálovou konstantou, protože se vztahuje na určitý tvar jádra vyrobeného z daného materiálu, obvykle se vzduchovou mezerou.

Při návrhu cívky musíme zohlednit kromě magnetických vlastností i výkonovou ztrátu na cívkách a jejich oteplení. Dle [43] je možno uvažovat maximální proudovou hustotu vodiče pro použití ve vrstvené cívce 6 A/mm^2 . Minimální průřez vodiče pak vychází $0,16 \text{ mm}^2$ a průměr vodiče $0,25 \text{ mm}$. Jak bude uvedeno dále (viz kapitola 9), indukčnost cívky by neměla přesáhnout 10 mH . S přihlédnutím k této skutečnosti bylo na prvním prototypu navinuto 300 závitů a odpor cívek je pak dán průřezem a poloměrem použitého vodiče a dle klasického vztahu (6.1) činí $21 \text{ } \Omega$ pro první FM. Časová konstanta $\tau = L/R$ pak vychází $300 \text{ } \mu\text{s}$, což je hodnota, která splňuje podmínku (4.3). Pro druhý FM vychází odpor $6,7 \text{ } \Omega$, což bylo potvrzeno i měřením.

6.1.2.5 Kapacita cívky

Parazitní kapacita cívek je poměrně důležitý parametr zejména z hlediska buzení cívek výkonovým signálem. Při počtu závitů v rozsahu stovek se kapacita stává již parametrem, který je nutné uvažovat při návrhu koncového zesilovače.

Pro výpočet kapacity cívky existuje mnoho analytických odvození, ale pro praktické použití se osvědčily vztahy empirické. Dle [21] se jako nejpřesnější jeví poměrně složitý vztah pro vícevrstvý solenoid:

$$C_{LZ} = 8\varepsilon_0 Nl \left[M_L + \frac{t_i}{2\varepsilon_r r^2} (2r_0 - t_i) M_D \right], \quad (6.17)$$

kde ε_r je relativní permitivita izolace,

N je počet závitů v jedné vrstvě,

l je průměrná délka jednoho závitu,

r_0 je vnější poloměr závitu včetně izolace,

t_i je tloušťka izolace.

Proměnné M_L a M_D lze určit numericky z následujících vztahů:

$$M_L = \frac{1}{2} \int_0^{\pi/6} \frac{\cos^2 \psi - \cos \psi \sqrt{\cos^2 \psi - 0,75 - 0,5}}{\left[\cos \psi - \left(1 - \frac{t_i}{\varepsilon_r b} \right) \left(\sqrt{\cos^2 \psi - 0,75 + 0,5} \right) \right]^2} d\psi, \quad (6.18)$$

$$M_D = \frac{1}{2} \int_0^{\pi/6} \frac{\sin^2 \psi + \cos \psi \sqrt{\cos^2 \psi - 0,75}}{\left[\cos \psi - \left(1 - \frac{t_i}{\varepsilon_r b} \right) \left(\sqrt{\cos^2 \psi - 0,75 + 0,5} \right) \right]^2} d\psi. \quad (6.19)$$

V případě, že každá další vrstva pokračuje meandrovitě, tedy v protisměru s vrstvou předchozí, pak výsledná kapacita vícevrstvého solenoidu je:

$$C_{SN} = \frac{4}{3N_L^2} (N_L - 1) C_{LZ} . \quad (6.20)$$

Po dosazení hodnot pro první FM, kdy rozměry zjednodušíme na kruhový tvar o poloměru 2,5 cm, tloušťce cívky (délce solenoidu) $l = 0,7$ cm, počtu vrstev 17 a počtu závitů v každé vrstvě 17 vychází parazitní kapacita 1,12 nF, pro druhý FM, kdy byla cívka navinuta na feritovém jádře v 10 vrstvách o deseti závitěch v každé vrstvě, činí teoretická kapacita 0,58 nF.

6.2 Obvod tvorby signálu

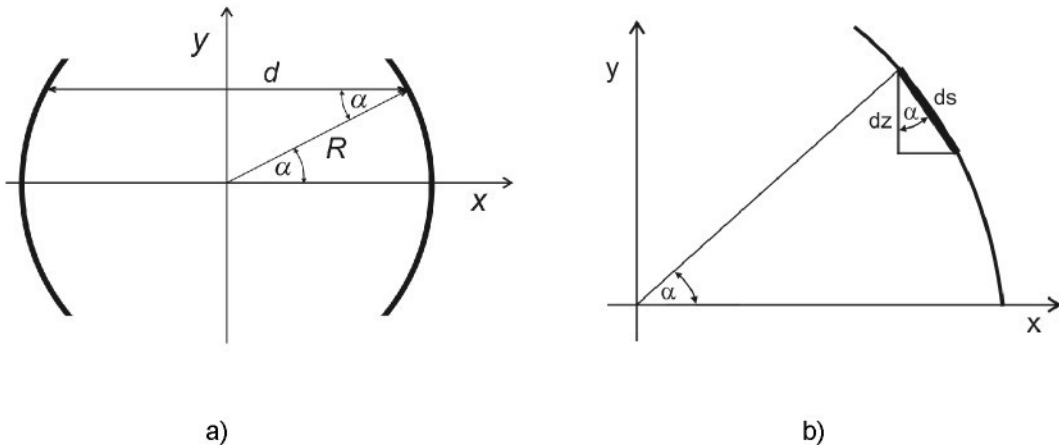
Princip vytvoření signálu úměrného rychlosti je popsán v kapitolách 1 až 4. Schéma bylo vytvořeno zejména z důvodů analýzy rušivých signálů, takže na náhradním schématu je použito zjednodušení, kdy magnetická indukce je přímo úměrná proudu do budících cívek (převodní konstanta je 10 mV/A), přičemž rychlostní profil měřeného média není uvažován. Toto zjednodušení si můžeme dovolit z hlediska velmi nepatrného fázového posuvu mezi budícím proudem a výslednou magnetickou indukcí, což je prokázáno např. v [23].

Měrná vodivost měřeného média v oblasti mezi elektrodami je v rozsahu 0,1-200 $\mu\text{S/cm}$, takže odpor se pohybuje řádově v jednotkách až stovkách $\text{k}\Omega$. Odpor R_{gnd} , tedy odpor mezi měřenou oblastí a spojením s nulovým potenciálem elektroniky se pohybuje v jednotkách $\text{k}\Omega$ až jednotkách $\text{M}\Omega$. Pro další popis dějů uvnitř čidla je důležité zjistit další parametry čidla. Mezi důležité veličiny patří vnitřní kapacita a vnitřní odpor.

6.2.1 Vnitřní kapacita

Na vnitřní straně trubky nejsou žádné elektrody, ty jsou ve formě válcového vrchlíku na její vnější straně. Pro zjednodušení ale předpokládáme, že odpovídající vrchlíkové elektrody jsou i na vnitřní straně, úkolem je pak spočítat kapacitu mezi nimi.

Geometrickým parametrem je délka l elektrody (ve směru proudění), poloměr R a úhel α , pod kterým elektrodu vidíme z bodu na ose trubky, viz obr. 6.9.



Obr. 6.9: K odvození kapacity vrchlíkového válcového kondenzátoru.

Při výpočtu kapacity uvažujeme elementární páskový kondenzátor s elektrodou délky l a výšky dz (viz obr. 6.9b), jehož poloha je určena úhlem α podle obr. 6.9a. Jeho kapacita je dána vztahem

$$dC = \varepsilon \frac{dS}{d}, \quad (6.21)$$

kde ε je permitivita prostředí mezi elektrodami, dS je plocha desky elementárního kondenzátoru a d je vzdálenost mezi nimi. Pro vzdálenost d získáme podle obr. 4a vztah

$$d = 2R \cos \alpha. \quad (6.22)$$

Pro elementární plochu dS obecně platí

$$dS = l dz, \quad (6.23)$$

kde dz je elementární výška kolmá ke vzdálenosti d , viz detailní obr. 6.9b. Podle něho pro tuto výšku platí vztah

$$dz = \cos \alpha ds = R \cos \alpha d\alpha, \quad (6.24)$$

kde ds je délka elementárního oblouku a $d\alpha$ je elementární úhel, pod kterým tento element oblouku vidíme, viz obr. 6.9b.

Po dosazení ze vztahu (6.24) do (6.23) dostaneme pro elementární plochu vztah

$$dS = l R \cos \alpha d\alpha. \quad (6.25)$$

Pro elementární kapacitu (6.21) pak dostaneme po dosazení z (6.22) a (6.25) vztah

$$dC = \varepsilon \frac{1}{2} d\alpha. \quad (6.26)$$

Na první pohled je překvapivé, že v tomto vztahu nevystupuje poloměr trubky.

Integrací podle úhlu α dostáváme z (6.26) vztah

$$C = \varepsilon \frac{1}{2} (\alpha_2 - \alpha_1) = \varepsilon \frac{1}{2} \delta, \quad (6.27)$$

kde α_1 a α_2 jsou úhly, pod kterými vidíme po řadě horní a dolní hranu vrchlíkové elektrody¹⁰ a δ je její vrcholový úhel.

U vztahu opět překvapuje, že kapacita nezávisí na poloměru, ale jen na délce vodorovné hrany vrchlíku a jeho vrcholového úhlu. Vysvětlení je v tom, že elementární plocha je úměrná poloměru (vztah (6.25)), stejně tak vzdálenost mezi elementárními plochami (6.22). Poloměr se ve vztahu (6.21) pro elementární kapacitu vykrátí. Ke stejnému závěru dojdeme i pomocí komplikovanějšího odvození, které používá jen vzdálenosti. To zde z důvodu stručnosti neuvádíme.

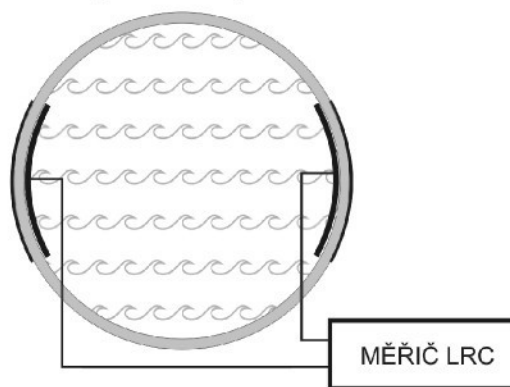
¹⁰ Jedná se o válcový vrchlík. Běžně se mluví o kulovém vrchlíku.

Někdy je výhodné nahradit vrchlíkový kondenzátor deskovým. Pokud je plocha náhradních desek rovna ploše elektrod, jsou tyto desky ve vzdálenosti průměru trubky, tedy tečnami k vrchlíku. Pokud se jako plocha desek bere průmět vrchlíku do svislé roviny, jsou uvnitř trubky.

Pro ilustraci uvedeme numerické hodnoty použité v druhém experimentu. Délka vnější elektrody činila 70 mm, vnitřní poloměr trubky byl 35 mm. Oblouk vnější elektrody měl 40,0 mm. Relativní permitivita vody je 81. Za přibližného předpokladu, že tentýž oblouk je i na vnitřní straně tenké trubky, byl zorný úhel elektrody $65,5^\circ$. Pro kapacitu kondenzátoru vyšla výpočtem hodnota 28,7 pF. Náhradní deskový kondenzátor má plochu $37,9 \times 70$ mm a vzdálenost mezi deskami činí 66,3 mm. Ekvivalentní plocha desek se tedy výrazně neliší od plochy oblouku a jejich vzdálenost je jen o málo menší než průměr trubky. Při technických výpočtech lze tedy uvažovat plochu vrchlíku a průměr trubky pro uspokojivý odhad kapacity.

Z literatury [24] je zřejmé, že vlastnosti vody se mění s teplotou. Relativní permitivita vody se mění v rozsahu 85 (při 0°C) do 58 (při 100°C). Tento faktor má tedy významný vliv i na velikost vnitřní kapacity a může tedy zhoršit nejistoty měření při různých teplotách. Výhodou je stálost této závislosti a je tedy možné minimalizovat vliv změny ϵ_r provedenou kalibrací při různých teplotách. Je předpoklad, že tento vliv je stálý a jeho korekci bude možné implementovat přímo do kalibrační nonvolatilní paměti.

Pro ověření velikosti vnitřní kapacity opět existuje několik metod. Jako nejjednodušší se jeví ponořit profilované kovové elektrody do vody a umístit je těsně u vnitřní strany stěny trubice paralelně s vnějšími elektrodami (viz obr. 6.10). Pro měření byla použita destilovaná voda o měrné vodivosti $200 \mu\text{Sm}^{-1}$. Měření na 2. FM (opět bylo měřeno na frekvenci 1 kHz) však prokázala výraznou neshodu s teoretickými předpoklady z předchozí stati, neboť naměřená hodnota po ustálení pohybu v kapalině dosahovala 310 pF, tedy až 10krát vyšší hodnotu než byl předpoklad. Touto metodou však zřejmě nedosáhneme reálného úsudku o velikosti vnitřní kapacity, neboť v reálném provedení nejsou vnitřní elektrody kovové (a tedy dobře vodivé) a náboj je rovnoměrně rozprostřen v prostoru.



Obr. 6.10: Měření kapacity kapaliny klasickou metodou

Jak je potvrzeno v odborné literatuře [46], ukazuje se, že měření impedance v kapalném vodivém prostředí je nutné zvážit složité chování rozhraní elektrolyt - elektroda, tj. existenci impedance, aproximované nově zaváděným obvodovým prvkem s konstantní

fázi-CPE (Constant Phase Element). Matematické vyjádření pro tento nový prvek je následující:

$$Y = \frac{1}{Z} = Q^o (j\omega)^n, \quad (6.28)$$

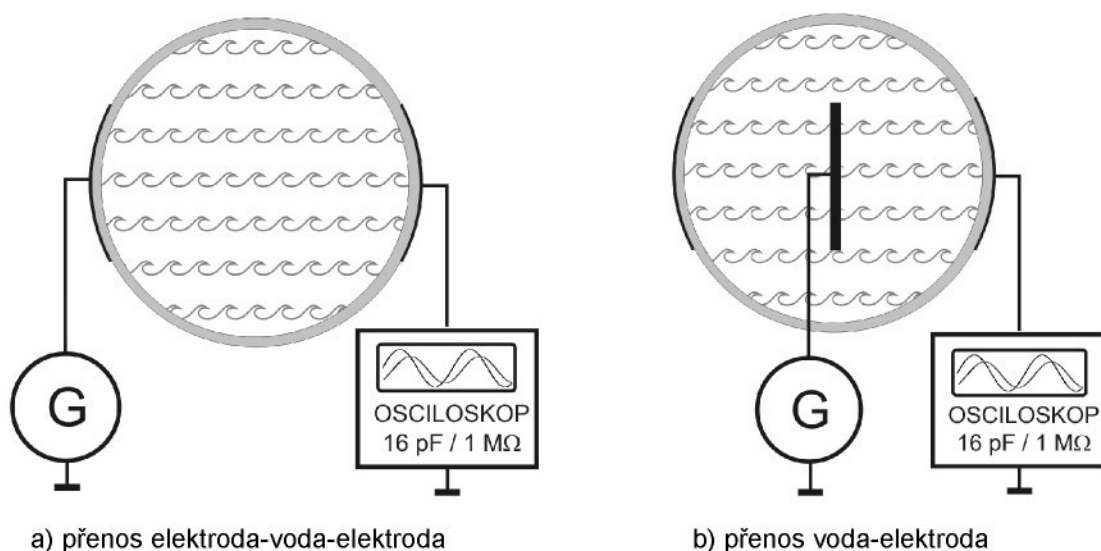
kde Q^o má číselnou hodnotu rovnou admitanci $(1/|Z|)$ při $\omega = 1$ rad/s. Zásadním znakem tohoto jednoduchého vyjádření je nezávislost fáze impedance CPE na frekvenci. Fáze má stálý posuv $-(90 \cdot n)$ [°]. Když je $n = 1$, výraz je stejný jako pro standardní kondenzátor, kde $Q^o = C$.

$$Y = \frac{1}{Z} = j\omega C, \quad (6.29)$$

V případě, že n se blíží jedné, CPE prvek se sice podobá kondenzátoru, ale fáze již není 90° . Je konstantní, ale o něco menší než 90° při všech frekvencích (obvykle $n = 0,9-1$).

Je zřejmé, že použitý měřič impedance s tímto prvkem neuvažuje, a proto hodnoty nabývaly nereálných hodnot. Tato tematika by jistě zasluhovala širší rozbor, ale to již není předmětem této práce.

Pro reálné ověření velikosti vnitřní kapacity byla proto zvolena metoda simulace reálného zapojení, kdy byl obvod čidla zapojen do měřicího obvodu s generátorem signálu a osciloskopem (viz obr. 6.11). Bylo využito předpokladu, že osciloskop LeCroy WAVE-SURFER má zaručené vstupní parametry $R_{vst} = 1 \text{ M}\Omega$ a $C_{vst} = 16 \text{ pF}$ a použitý koaxiální kabel má kapacitu 94 pF (naměřeno měřičem RLC HP4263 - viz příloha 4). Je zřejmé, že při předpokládaném vnitřním odporu kapaliny (viz kap. 6.2.2) v řádu $\text{M}\Omega$ a vazební kapacitě v řádu desítek pF se bude celková impedance při frekvenci 470 Hz pohybovat v jednotkách $\text{M}\Omega$. Tento fakt je ale výhodný neboť i impedance osciloskopu je srovnatelná s těmito hodnotami, a tedy při zkoumání děliče "čidlo-obvod osciloskopu" bude změna signálu nejmarkantnější.

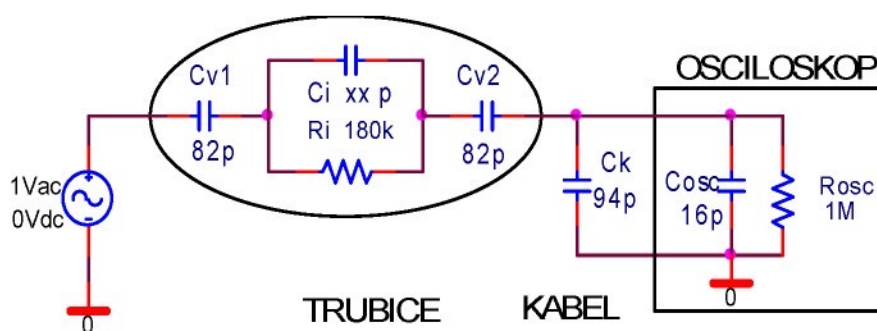


Obr. 6.11: Měření kapacity pomocí přenosu signálu

Jak je patrné z obr. 6.11, byly použity dvě metody měření. První metoda spočívala v injektáži signálu z generátoru do jedné elektrody (sinusový signál o amplitudě $1V_{pp}$), tento

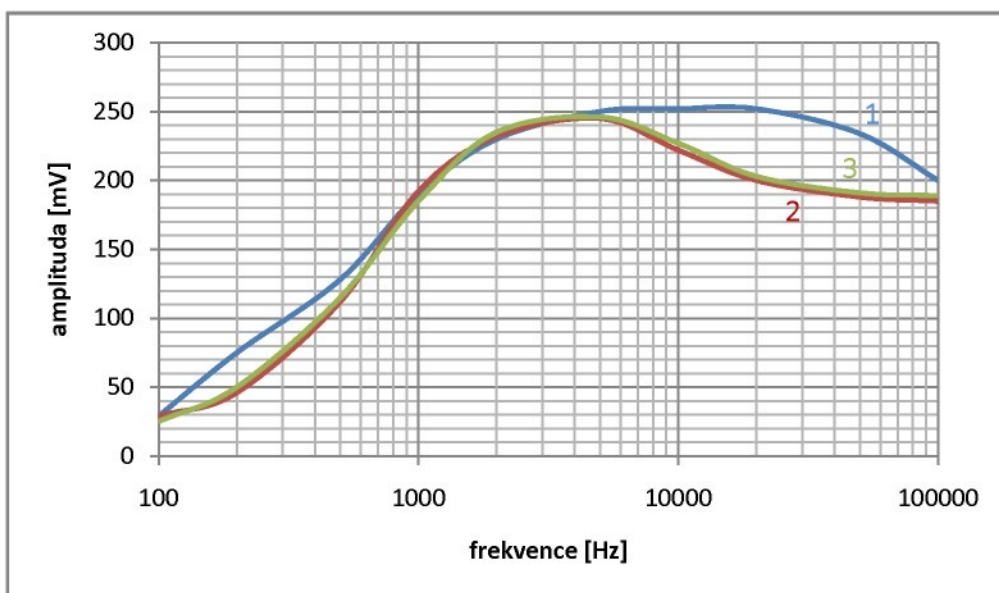
signál prošel vazebními kapacitami i měřenou kapalinou a byl snímán druhou elektrodou přímo osciloskopem. Nazvěme tento model jako nesymetrický, neboť injektujeme signál nesymetricky z jedné elektrody a snímáme na druhé elektrodě.

Druhá metoda spočívala v injektáži signálu přímo do elektrody umístěné přímo v kapalině v rovině symetrie mezi elektrodami. Nazvěme tuto metodu jako symetrickou metodu. V obou metodách je princip měření založen na měření amplitudy a fáze na osciloskopu a při známé vazební kapacitě C_v , vnitřním odporu R_i (bude diskutováno v následující kap. 6.2.2) určit vnitřní kapacitu kapaliny. Souběžně s tímto měřením byl fyzicky realizován obvod složený z diskrétních pasivních součástí a zároveň model v programu PSICE (viz . obr. 6.12).

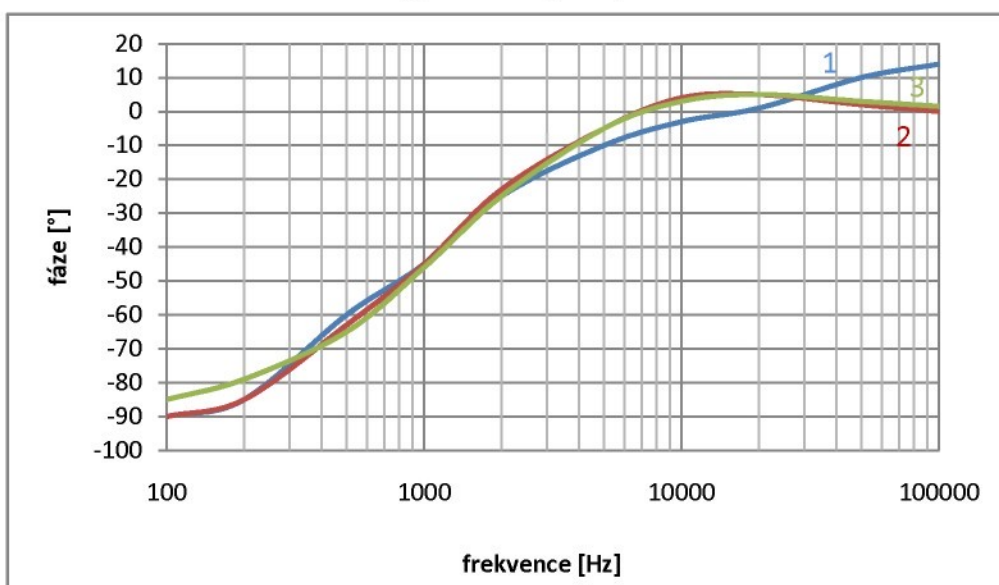


Obr. 6.12: Realizace obvodu pro měření vnitřní kapacity nesymetrickou metodou.

Jako vazební kapacita byl osazen kondenzátor 82 pF (viz výpočet a měření v kap. 6.3.1), jako vnitřní odpor byl osazen rezistor o odporu 180 k Ω (viz následující kap. 6.2.2). Byl použit kabel o délce 1m a uvažovaná kapacita 94 pF je poněkud vyšší než udává výrobce kabelu (82 pF/m). Po uvažování kapacity kabelu už výsledný naměřený průběh na hardwarové simulaci odpovídal simulaci softwarové. Zkoumanou kapacitou byla vnitřní kapacita a po vyzkoušení kondenzátorů od 27 pF do 136 pF v náhradním schématu z obr. 6.12 byla posouzena kapacita $C_i = 68$ pF jako nejvěrnější simulací reálně změřeného průběhu (modrý průběh na grafu na obr. 6.13).



a) průběh amplitudy



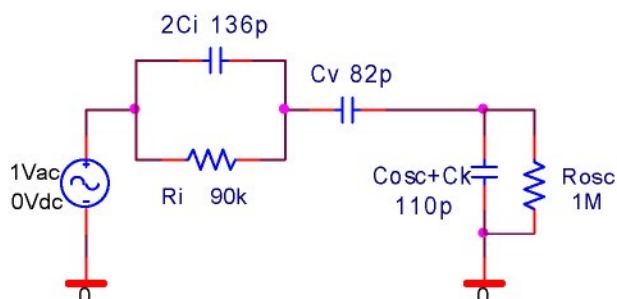
b) průběh fáze

Obr. 6.13: Přenosové charakteristiky při měření nesymetrickou metodou na reálném provedení čidla (1 - modrý průběh), hardwarově realizovaném obvodu (2 - červený průběh) a softwarovém modelu (3 - zelený průběh).

Z grafu vyplývá, že v oblasti frekvencí, které připadají v úvahu, tedy 200 - 500 Hz (viz kap. 4) je shoda teoretického a reálně změřeného průběhu poměrně dobrá, můžeme tedy vnitřní kapacitu vyčíslit hodnotou 68 pF. Tato hodnota je přibližně 2krát vyšší, než je teoreticky určená kapacita analytickým výpočtem, je ovšem opět nutné zdůraznit, že u analytického výpočtu nebyly brány v potaz okrajové podmínky a výsledek tedy mohl být zkreslen. V každém případě experiment potvrdil teoretické předpoklady, že vnitřní kapacita C_i existuje a je v řádu desítek pF.

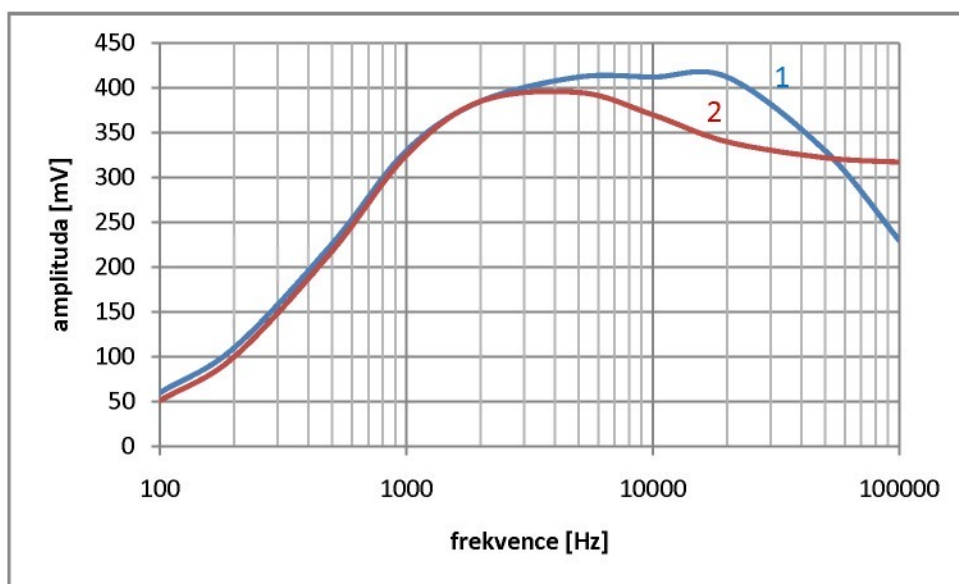
Při reálné činnosti čidla je signál generován přímo v měřené trubici, byla proto simulována i tato situace, kdy pomocná kovová elektroda z pocínovaného plechu byla vnořena

přímo do kapaliny dle obr. 6.11b. Na obr. 6.14 je zobrazen předpokládaný náhradní obvod tohoto symetrického zapojení, vycházející z výsledků předchozího měření. Vnitřní kapacita by měla být dvakrát větší z důvodu dvakrát nižší vzdálenosti elektrod a vnitřní odpor by měl naopak být dvakrát nižší. Dále se ve schématu se uplatní pouze jedna vazební kapacita.

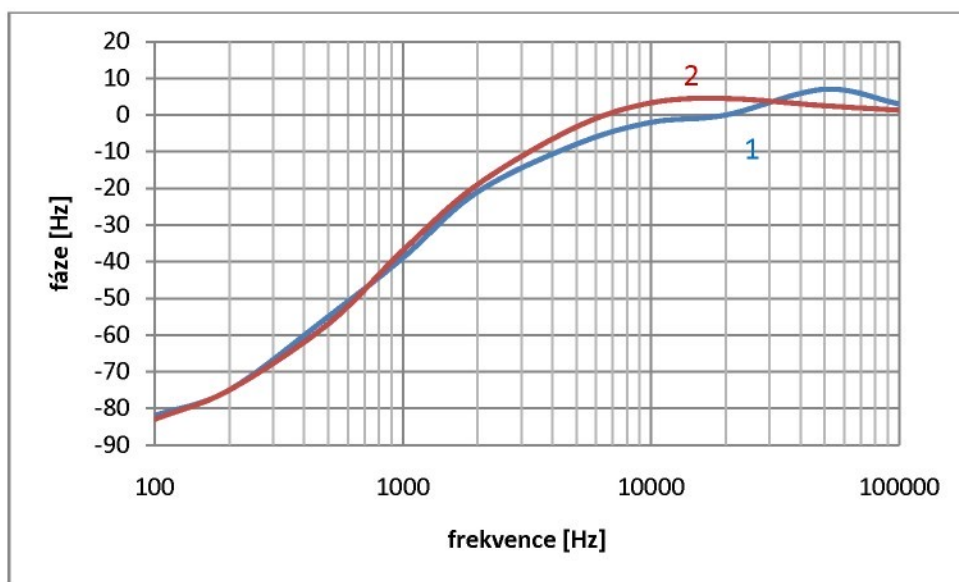


Obr. 6.14: Náhradní schéma pro měření vnitřní kapacity symetrickou metodou.

Na grafu z obr. 6.15 je porovnán teoretický průběh tohoto náhradního obvodu s naměřeným výsledkem a opět je patrná velmi dobrá shoda od 100 Hz až do frekvence 2-3 kHz jak v amplitudové (obr. 6.15a), tak ve fázové charakteristice (obr. 6.15b).



a) amplitudová charakteristika



b) fázová charakteristika

Obr. 6.15: Přenosové charakteristiky při měření symetrickou metodou na reálném provedení čidla (1 - modrý průběh) a softwarovém modelu (2 - červený průběh).

I toto měření prokázalo, že zjištěná hodnota vnitřní kapacity je přibližně 68 pF.

6.2.2 Vnitřní odpor

Při odvozování vztahu pro vnitřní odpor postupujeme obdobně jako pro vnitřní kapacitu. Opět předpokládáme, že odpovídající vrchlíkové elektrody jsou i na vnitřní straně, úkolem je pak spočítat odpor kapaliny mezi nimi. Vycházíme opět z obrázku obr. 6.9. Z praktických důvodů je ale výhodnější počítat elektrickou vodivost, poněvadž pro ni platí analogický vztah jako pro kapacitu.

Při odvození vnitřní vodivosti G uvažujeme elementární úsek s koncovou elektrodou určenou úhlem α podle obr. 6.9a. Její vodivost je dána vztahem

$$dG = \gamma \frac{dS}{d}, \quad (6.30)$$

kde γ je měrná vodivost prostředí mezi elektrodami, dS je plocha elementární elektrody a d je vzdálenost mezi nimi. Při použití vztahu (6.22) pro vzdálenost d a (6.25) pro elementární plochu dS po dosazení do (6.30) získáme vztah

$$dG = \gamma \frac{1}{2} d\alpha. \quad (6.31)$$

Už není překvapivé, že v tomto vztahu nevystupuje poloměr trubky.

Integrací podle úhlu α dostáváme vztah

$$G = \gamma \frac{1}{2} (\alpha_2 - \alpha_1) = \varepsilon \frac{1}{2} \delta, \quad (6.32)$$

kde α_1 a α_2 jsou úhly, pod kterými vidíme po řadě horní a dolní hranu vrchlíkové elektrody a δ je její vrcholový úhel. Pro vnitřní odpor dostaneme vztah

$$R = \rho \frac{2}{l\delta}, \quad (6.33)$$

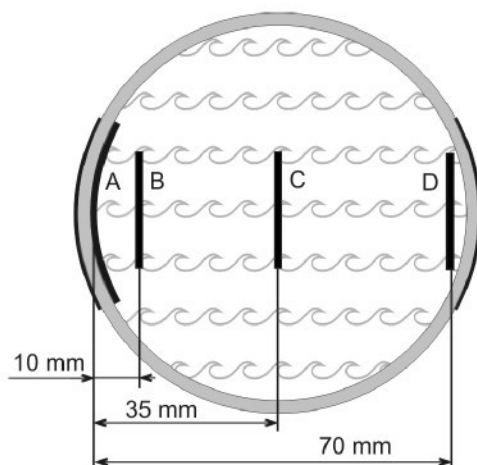
kde $\rho = l/\gamma$ je měrný odpor.

U vztahu by už nemělo překvapit, že odpor nezávisí na poloměru, ale jen na délce vrchlíku a jeho vrcholovém úhlu. Vysvětlení je analogické jako pro kapacitu. Při vodivosti destilované vody $15 \mu\text{Sm}^{-1}$ a standardní geometrii vyjde vnitřní odpor $1,7 \text{ M}\Omega$, tedy stejná hodnota jako dříve na konci části 0.

Pro časovou konstantu (relaxační dobu) $\tau = R_i C_i$ pak vychází hodnota $49 \mu\text{s}$, které odpovídá frekvence 20 kHz . Poněvadž k ustálení odchází asi po pětinasobku relaxační doby, je maximální přípustná frekvence asi 4 kHz .

U tohoto teoretického výpočtu je nutné zdůraznit, že se jedná o orientační výpočet, neboť nelze zcela předpokládat, že kapalina se chová jako pevné těleso, pro který by výše uvedený výpočet byl přesný.

Pro praktické ověření právě uvedené teorie bylo uskutečněno měření na 2. FM. Opět byl použit RLC měřič HP4263B a pro měření relativní vodivosti vody byl použit datalogger ALMEMO 2590-4S se sondou vodivosti FYA641LFL1 firmy Ahlborn. Pro měření byla použita destilovaná voda, jejíž vodivost se po určité době ustálila na měrné vodivosti $130 \mu\text{Sm}^{-1}$. Tato poměrně vysoká vodivost je způsobena vlivem implantace iontů z okolí (ovzduší, použití téhož těsnění, nečistoty na stěnách trubice a jiné zdroje iontů).



Obr. 6.16: Měření vnitřního odporu vody

V případě měření mezi body A-D výsledek měření prokázal oprávněnost teorie - byl naměřen odpor $176 \text{ k}\Omega$, což odpovídá teoretickému předpokladu. Při teoretickém rozboru byla uvažována měrná vodivost $15 \mu\text{Sm}^{-1}$ a odpor mezi elektrodami byl vyčíslen na $1,7 \text{ M}\Omega$, dle poměru měrných vodivostí by tedy vnitřní odpor měl být 8,6krát nižší, tedy $197 \text{ k}\Omega$. Naměřený odpor je nižší, a to, jak bylo konstatováno v předchozí stati, z důvodu neakceptace

rozptylových polí na krajích měřicích elektrod. Shodu můžeme považovat za uspokojivou. Mnohem překvapivější jsou hodnoty naměřené mezi body A-C a A-B. Dal by se předpokládat lineárně se snižující odpor v závislosti na snižující se vzdálenosti měřicích elektrod. Odpor mezi body A-C však je 146 k Ω a mezi body A-B pak 130 k Ω . Je zřejmé, že kapalina se chová jinak než pevné médium. Lze si představit, že při určování odporu vody existuje nekonečně mnoho paralelních cest mezi měřicími elektrodami, a tedy není možné přesně určit odpor podle klasického vzorce (6.1). Pro náhradní obvod však můžeme považovat celkovou naměřenou hodnotu vnitřního odporu 176 k Ω jako věrohodnou..

6.3 Obvod zpracování signálu

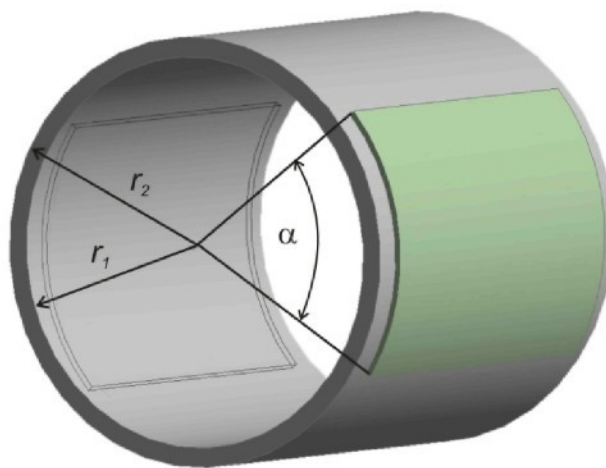
6.3.1 Kapacita elektrod

6.3.1.1 Teoretický rozbor

Vazební kapacita C_v (kapacita elektrod) je stěžejním parametrem při získávání signálu. Její impedance přímo ovlivňuje úroveň zpracovávaného signálu a musí být splněna podmínka (4.3).

Pro dobrý přenos signálu je výhodné, aby kapacita elektrod byla co největší.

Jak je patrné z obr. 6.17, elektrody obepínají průtokoměrnou trubici z vnější strany.



Obr. 6.17 Umístění elektrod průtokoměru s kapacitními elektrodami.

Kapacitu mezi měřeným médiem a povrchovými elektrodami pak vypočteme pomocí vzorce pro válcový kondenzátor:

$$C_v = 2\pi\epsilon_0\epsilon_r \frac{h}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \cdot \frac{\alpha}{360}, \quad (6.34)$$

kde ϵ_0 je permitivita vakua [Fm⁻¹], ϵ_r je poměrná permitivita dielektrika [-],

- h je výška válce [m],
- r_2 je vnější poloměr válce [m],
- r_1 je vnitřní poloměr válce [m],
- α je úhel kruhové výseče měřicí trubice.

Jak je zdůvodněno v kapitole 7.2, pro výrobu trubice je nejvýhodnější použít sintrovaný korund Al_2O_3 , jehož relativní permitivita je $\varepsilon_r = 9$. Sintrovaný korund o koncentraci 96-99,7% je vhodný hned z několika důvodů. Předně je odolný proti otěru mechanickými částicemi v měřeném médiu, jeho chemické složení umožní použití v potravinářském průmyslu a zároveň je odolný vůči agresivním kapalinám. Bohužel relativní permitivita není příliš vysoká ($\varepsilon_r = 9$). Materiály typu perilit, steatit a jiné, které jsou používány ve výrobě keramických kondenzátorů a mají ε_r řádově několik tisíc, nejsou však vhodné ani z hlediska jejich chemického složení (BaTiO_3), kdy barium je nepoužitelné v potravinářském průmyslu, ani z hlediska mechanické odolnosti.

Trubice musí kromě zvýšené oteruvzdornosti vydržet také tlak měřené kapaliny až do obvyklých 2,5 MPa, takže si nemůžeme dovolit stěnu trubice příliš zeslabit. Pro 1. FM byla vybrána trubice DN40, tedy o vnitřním průměru 40mm a o stěně 5mm, pro 2. FM trubice o světlosti 70mm a tloušťce trubice 3mm. Materiál trubice je sintrovaná korundová keramika Al_2O_3 koncentrací 96%. Tento materiál prošel také testy Sklářského ústavu v Hradci Králové a vyhověl i pro potravinářský průmysl.

Průřez trubice je pro první pokusy volen jako kruhový. Pro zvýšení magnetické indukce by jistě bylo výhodné použít tvar, kdy by vzdálenost mezi budicími cívkami byla co nejnižší, ale to by vedlo například k elipsoidnímu tvaru, jehož výroba by se velmi prodražila.

Délka trubice pro oba funkční modely byla 80mm. Abychom dosáhli co největší kapacity elektrody je třeba využít celou délku trubice s tím, že je třeba nechat krátký úsek pro osazení těsnění. Délka elektrod pak je 70mm. Pro maximalizaci plochy by úhel α měl být co největší a blížit se k 90° . Tento fakt však koliduje s požadavkem kolmosti elektrod k homogennímu poli uvnitř trubice a navíc dle vzorce (1.26) by pro dosažení maximálního napětí na elektrodách měla být vzdálenost mezi elektrodami co největší.

Vzhledem k možnosti indukčního a kapacitního přenosu mezi cívkami a elektrodami (diskutováno v kap. 5.1.1.1 a 5.1.1.2) je vhodné, aby elektrody nezasahovaly pod budicí cívky. Tento fakt zaručí velikost elektrod, jejich úhel α se pohybuje v rozmezí od hypotetické hodnoty 0 po řádově 70° .

Pro průměr trubice DN40 ($r_1 = 0,02$ m, $r_2 = 0,025$ m, $h = 0,07$ m) a pro úhel 70° vychází kapacita mezi měřeným médiem a elektrodou 31 pF a pro čidlo DN70 ($r_1 = 0,035$ m, $r_2 = 0,038$ m, $h = 0,07$ m) vychází kapacita 85 pF.

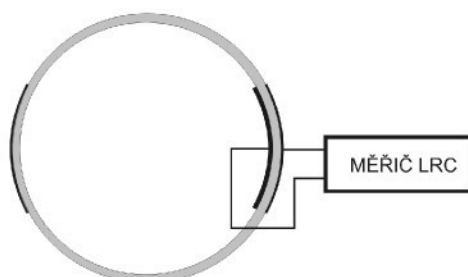
Vazební kapacita je velmi důležitým parametrem pro přenos signálu z obvodu trubice na vnější elektrody. Je vhodné si uvědomit jakých hodnot nabývá při různých světlostech měřicích trubic. Uvážíme-li standardní tloušťku stěny 4 mm a standardní světlosti potrubí, pak pro průměry trubic DN10 až DN150 vycházejí hodnoty uvedené v tab. 6.1:

Tabulka 6.1: kapacita vazebních elektrod pro jednotlivé světlosti potrubí.

DN [mm]	h [m]	r1 [m]	r2 [m]	α [°]	C [pf]
10	0,07	0,005	0,009	70	11,6
20	0,07	0,01	0,014	70	20,1
32	0,07	0,016	0,02	70	30,4
40	0,07	0,02	0,024	70	37,4
50	0,07	0,025	0,029	70	45,4
65	0,07	0,0325	0,0365	70	58,6
80	0,07	0,04	0,044	70	71,4
100	0,07	0,05	0,054	70	88,4
125	0,07	0,0625	0,0665	70	109,7
150	0,07	0,075	0,079	70	131,1

6.3.1.2 Praktická měření

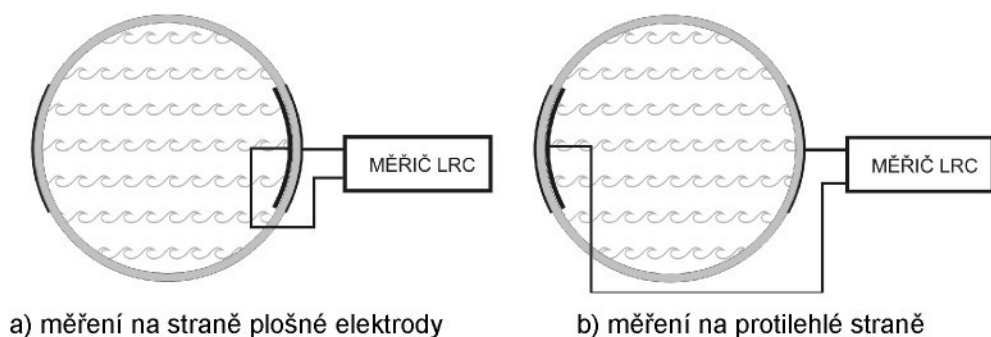
Měření kapacity probíhalo dvěma způsoby. Jednak použitím plechové elektrody kopírující povrch trubice z vnitřní strany a měření kapacity impedančním měřičem bez zaplnění trubice vodou (viz obr. 1.1).



Obr. 6.18: Měření kapacity elektrod

Pro měření kapacity byl použit RLC metr HEWLETT PACKARD model 4263B (podrobný popis v příloze 4), měřicí frekvence 1 kHz. Kapacita C_v prvního funkčního modelu se pohybovala v rozmezí 50 až 70 pF, přičemž výsledek závisel na tlaku přitisknutí vnitřní elektrody na stěnu trubice. Je zřejmé, že plech nebyl přesně tvarován dle tvaru trubic, tudíž se do náhradního obvodu dostal ještě vzduchový kondenzátor v sérii, a tedy kapacita by měla být nižší než vypočtená teoretická hodnota. Vypočtená hodnota dle vztahu (6.34) pro úhel $\alpha = 170^\circ$ a tloušťku trubice 5 mm je 75 pF, což naprosto odpovídá předpokladu. V případě druhého funkčního modelu se jednalo o trubici o průměru 70 mm, tloušťce stěny 3 mm a úlu $\alpha = 63^\circ$ pak vychází opět 75 pF. Bez vody v trubici byla naměřena stejnou metodikou jako v prvním případě hodnota 64 pF, což je opět dobrá shoda s teorií.

V případě kapaliny uvnitř průtokoměrného profilu však dochází k výrazným rozptylovým tokům a tedy výsledky se mohou lišit. Z obr. 6.19 je zřejmá metodika měření.



Obr. 6.19: Měření kapacity s vodou uvnitř trubice.

Zajímavostí bylo, že takřka nezáleželo na pozici měřicí elektrody uvnitř profilu. Výsledky mezi oběma krajními pozicemi (obr. 6.19a a obr. 6.19b) se lišily jen v jednotkách procent. To je velmi překvapující, neboť, jak je uvedeno ve stati zabývající se vnitřní kapacitou měřené kapaliny (viz kap. 6.2.1) kapalina sama vykazuje značnou kapacitu při poměrně vysoké relativní permitivitě vody. Opět je zřejmé, že pro přesný popis dějů uvnitř kapaliny bude vhodné použít prvek CPE.

Pro první FM byla naměřena kapacita 83 pF (elektroda dle obr. 6.19a) a 79 pF (elektroda dle obr. 6.19b). Pro druhý FM byla naměřena kapacita 86 pF (obr. 6.19a) a 81 pF (obr. 6.19b). Je patrné, že kapacity naměřené tímto způsobem jsou o přibližně o 10-12 % vyšší než hodnoty určené teoreticky. Teoretická hodnota však využívá jednoduchý vzorec, který nezahrnuje rozptylové toky elektrostatického pole na krajích elektrod.

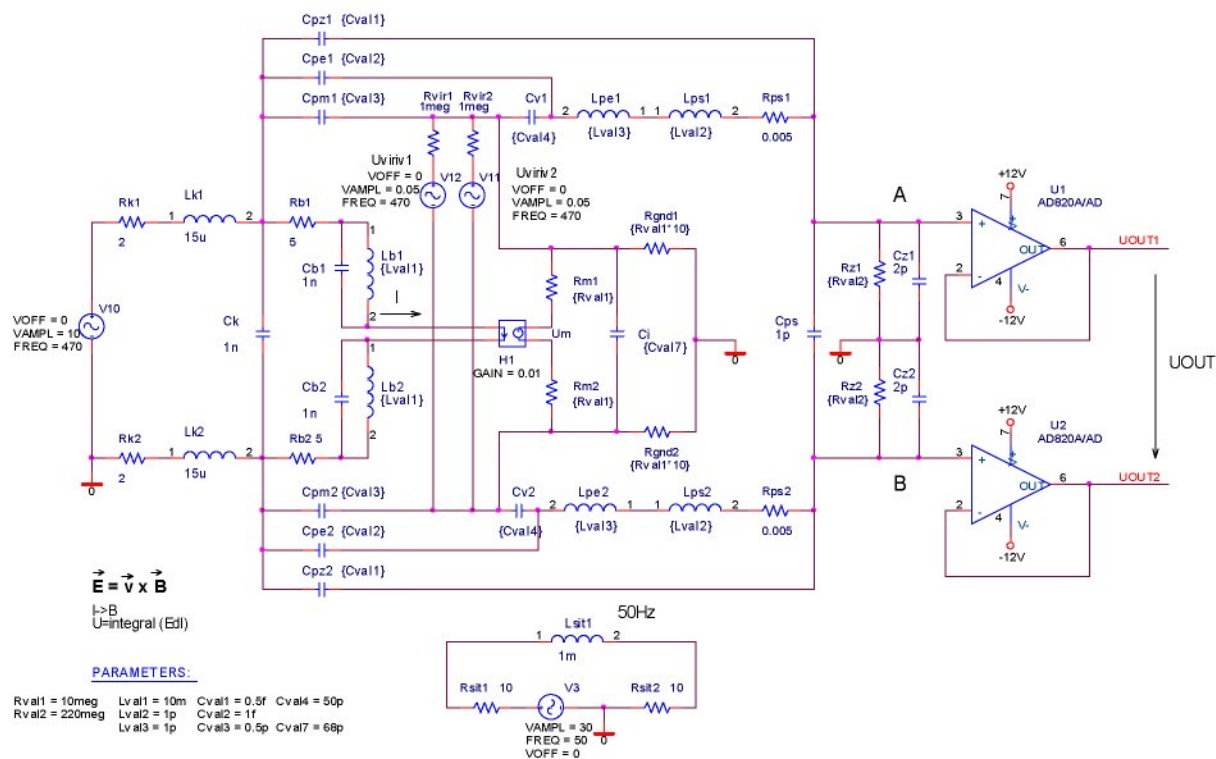
6.3.2 Parametry přívodů

V náhradním schématu je nutno uvažovat i rušivé působení přívodů mezi elektrodami a vstupním zesilovačem (diskutováno v kap. 5.1), tedy v případě elektroniky umístěné přímo na plošných elektrodách se jedná o parazitní parametry plošného spoje. Indukčnost plošného spoje L_{ps} se určuje velmi nepřesně a pro předpokládané délce plošného spoje řádově v jednotkách mm lze dle [80] odhadnout, že její velikost se pohybuje od 100 nH do μH . Odpor plošného spoje R_{ps} je takřka zanedbatelný a pohybuje se od 1 m Ω do 5 m Ω . Kapacita plošného spoje C_{ps} je řádově v desetinách pF, rovněž tak kapacita zátěže (obvykle vstupu OZ) představuje maximální hodnotu 2 pF (to je např. maximální hodnota vstupní kapacity použitého vstupního zesilovače AD820 v předpokládaném teplotním rozsahu). Zátěžový odpor byl zvolen 470 M Ω pro první FM a 220 M Ω pro druhý FM, ale v závislosti na RC konstantě (s uvažováním kapacity elektrod - jak je vyjádřeno ve vzorci (4.3(5.1))) se může pohybovat od 100 do jednotek G Ω . Hodnoty nad 1 G Ω jsou průmyslově nestandardní, tedy těžko sehnatelné a poměrně drahé.

6.4 Celkové náhradní schéma průtokoměru

Závěrem je tedy možno složit výsledné náhradí schéma čidla elektromagnetického průtokoměru s kapacitními elektrodami (viz obr. 6.20), přičemž jsou zohledněny následující parametry:

- vstupní kabely budicího proudu s odporem přívodů R_k a kapacitou C_k
- obvod budicích cívek s odporem vodiče R_b , indukčnostmi L_b , jejich vzájemnými indukčnostmi ($M_{L_{b1_2}}$) a parazitními kapacitami C_b ,
- generované napětí U_m úměrné velikosti magnetické indukce a rychlosti proudění měřeného média
- vnitřní odpor měřeného média R_m mezi elektrodami
- odpor média mezi měřenou oblastí a připojením k vodiči PE, a tedy k nulovému potenciálu elektroniky - R_{gnd}
- vazební kapacita C_v (kapacita mezi měřeným médiem a elektrodami)
- odpor plošného spoje mezi elektrodami a vstupním zesilovačem R_{ps}
- kapacita plošného spoje C_{ps} mezi přívody k diferenciálnímu zesilovači
- vstupní odpor zesilovače R_z a vstupní kapacita zesilovače C_z
- parazitní kapacitní přenos z buzení do měřeného obvodu (C_{pm})
- parazitní kapacitní přenos z buzení do výstupního obvodu elektroniky - zátěže (C_{pz})
- parazitní indukční přenos z budicích cívek do vstupního obvodu elektroniky (vzájemná indukčnost mezi všemi cívkami $M_{L_b_Lp}$)
- vliv síťové frekvence 50Hz
- vliv vířivých proudů v kapalině
- vliv vířivých proudů v kovovém okolí
- zbytkové proudy vstupního zesilovače
- napěťový offset vstupního zesilovače
- vnitřní kapacita průtokoměrné trubice (viz kap. 6.2.1)



Obr. 6.20: Náhradní elektrický obvod čidla elektromagnetického průtokoměru.

V tab. 6.2 jsou uvedeny typické hodnoty komponent účastnících se náhradního schématu. Tyto hodnoty jsou převzaty z úvah v předchozí kapitole.

Tabulka 6.2: Typické hodnoty jednotlivých komponent
 (v závorce uvedeny hodnoty použité pro simulaci)

$R_k = 0,1 \, \Omega$	$C_v = 10\text{-}135 \, \text{pF}$ (dle DN)
$C_k = \text{stovky pF}$ (1 nF)	$L_{pe} = 0,1 - 1 \, \mu\text{H}$
$R_b = 40 \, \Omega$	$L_{ps} = 0,1 - 0,5 \, \mu\text{H}$
$L_b = 5 \, \text{mH}$	$R_{ps} = \text{desítky m}\Omega$ (10m Ω)
$C_b = \text{stovky pF}$ (1 nF)	$C_p = \text{desítky fF}$ (10 fF)
$U_m = 2\text{mV max}$	$R_z = \text{stovky M}\Omega$ (220 M Ω)
$R_m = \text{jednotky k}\Omega$ (2 k Ω)	$C_z = \text{jednotky pF}$ (2 pF)
$R_{gnd} = \text{desítky k}\Omega$	$I_{bias} = \text{jednotky pA}$ (1 pA)
$C_i = \text{desítky pF}$ (30 pF)	$U_{off} = \text{desítky }\mu\text{V}$ (100 μV)

Parazitní kapacity C_{pz} , C_{pe} , a C_{pm} a vliv 50Hz lze jen těžko odhadnout a přesto výsledný signál velmi ovlivňují. Jak se ze simulací ukazuje, zejména C_{pe} a C_{pz} mají značný vliv na průnik budicího signálu do měřicího obvodu - je tedy nutné obvod velmi dobře stínit. Na schématu jsou uvedeny hodnoty pro světlost DN40. Zdroj V_1 představuje napěťový zdroj sinusového signálu o amplitudě 10V.

6.4.1 Analytické řešení

Pro analytické řešení tohoto obvodu je možné použít Kirchhoffových zákonů:

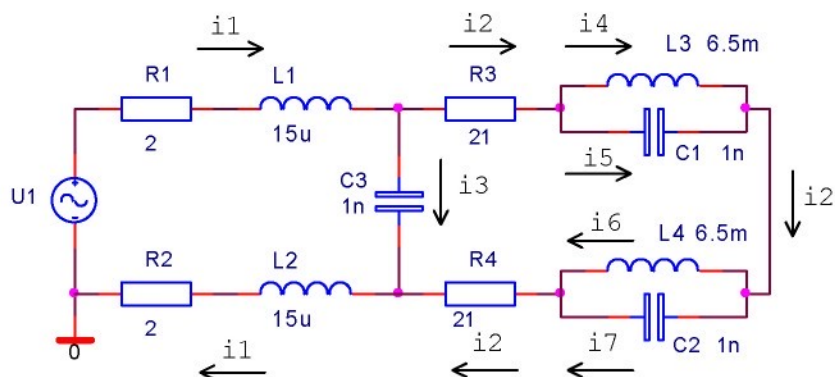
- 1) Proudový - je speciálním případem rovnice kontinuity. Algebraický součet proudů ve větvích spojených v libovolném uzlu je roven nule:

$$\sum_k i_k(t) = 0, \quad (6.35)$$

- 2) Napěťový - algebraický součet všech napětí ve větvích tvořících libovolnou smyčku je roven nule

$$\sum_k u_k(t) = 0. \quad (6.36)$$

V prvním kroku vyřešíme obvod budících cívek. Obvod budeme řešit metodou smyčkových proudů. Ze schématu obr. 6.20 vyberme část, odpovídající obvodu budících cívek a popište jednotlivé smyčkové proudy. Na obr. 6.21 je zobrazeno výsledné schéma obvodu budících cívek.



Obr. 6.21: Náhradní schéma obvodu budících cívek.

Jako neznámé zavedeme proudy i_1 až i_7 a naším úkolem bude určit časový průběh proudu cívkami i_2 , který vyvolává magnetické pole v prostoru měřené trubice. K sestavení rovnic použijeme druhý Kirchhoffův zákon s tím, že napětí na jednotlivých impedancích se rovnají součinu jejich impedance a protékajícího proudu

Pro první smyčku platí vztah:

$$u_1(t) = R_1 i_1(t) + L_1 i_1'(t) + \frac{1}{C_3} \int_0^t i_3(\tau) d\tau + R_2 i_1(t) + L_2 i_1'(t). \quad (6.37)$$

Po úpravě a zavedení zjednodušujícího zápisu

$$u_x(t) = u_x, \quad i_x(t) = i, \quad i_x'(t) = i_x', \quad \int_0^t i_x(\tau) d\tau = \int i_x, \quad (6.38)$$

dojdeme k následujícím rovnicím:

$$\begin{aligned}
u_1 &= (L_1 + L_2)i_1' + (R_1 + R_2)i_1 + \frac{1}{C_3} \int i_3, \\
\frac{1}{C_3} \int i_3 &= (R_3 + R_4)i_2 + L_3 i_4' + L_4 i_6', \\
L_3 i_4' &= \frac{1}{C_1} \int i_5, \\
L_4 i_6' &= \frac{1}{C_2} \int i_7, \\
i_2 &= i_4 + i_5, \\
i_2 &= i_6 + i_7, \\
i_1 &= i_2 + i_3.
\end{aligned} \tag{6.39}$$

Jedná se tedy o 7 rovnic o 7 neznámých. Naším úkolem bude vyjádření proudu i_2 , který je zdrojovým proudem pro vytvoření magnetického pole v dutině průtokoměrné trubice.

Po substitucích

$$K_1 = L_1 + L_2, \quad K_2 = R_1 + R_2, \quad K_3 = \frac{1}{C_3}, \quad K_4 = R_3 + R_4, \quad K_5 = L_3 C_1, \quad K_6 = L_4 C_2, \tag{6.40}$$

dojdeme k následujícím rovnicím:

$$\begin{aligned}
K_1 i_1'' + K_2 i_1' + K_3 i_1 &= u_1', \\
K_3 i_1 + K_4 i_2' + K_5 i_2 + L_3 i_4'' + L_4 i_6'' &= 0, \\
K_5 i_4'' + i_4 - i_2 &= 0, \\
K_6 i_6'' + i_6 - i_2 &= 0.
\end{aligned} \tag{6.41}$$

A odtud k maticovému vyjádření charakteristických rovnic:

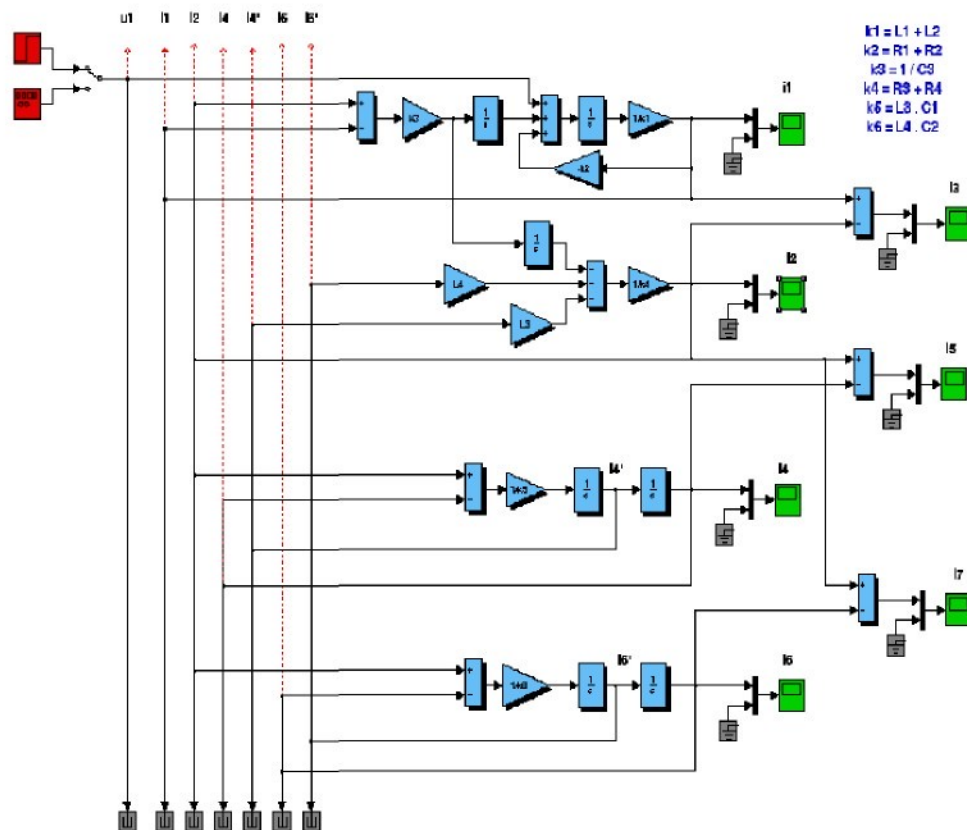
$$\begin{bmatrix} K_1 \lambda^2 + K_2 \lambda + K_3 & -K_3 & 0 & 0 \\ -K_3 & K_4 \lambda + K_5 & R_3 \lambda^2 & L_4 \lambda^2 \\ 0 & -1 & K_5 \lambda^2 + 1 & K_6 \lambda^2 + 1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_4 \\ I_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1' \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{6.42}$$

Pro řešení matice můžeme použít mnoho metod [71], z nejběžnějších uveďme například použití Cramerova pravidla, tedy určit determinant soustavy a determinanty matic, kde dojde k záměně jednotlivých sloupců pravou stranou. Následně určit jednotlivé proměnné podílem příslušného determinantu s determinantem původní matice. Tento postup je ale poněkud komplikovaný, proto je výhodné použít softwareového prostředku MATLAB s prostředím SIMULINK.

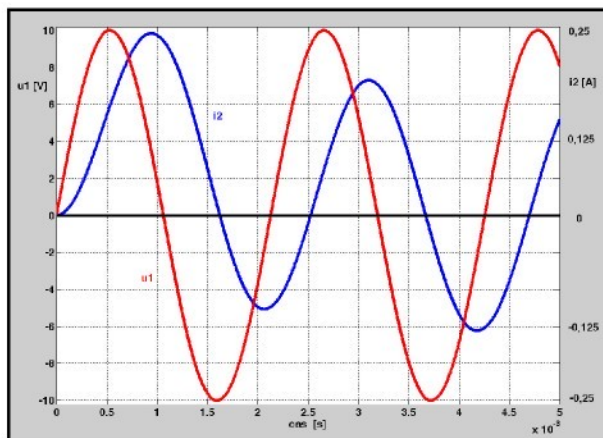
Pro simulační model je nutné původní rovnice upravit tak, že na levé straně zůstanou proměnné s nejvyšší derivací a obě strany integrujeme:

$$\begin{aligned}
K_1 i_1 &= -K_2 \int i_1 + K_3 \int \int i_1 + \int u_1, \\
K_4 i_2 &= K_3 \int (i_1 - i_2) - L_3 i_4' - L_4 i_6', \\
i_4 &= \frac{1}{K_5} \int (i_2 - i_4), \\
i_6 &= \frac{1}{K_6} \int (i_2 - i_4).
\end{aligned}
\tag{6.43}$$

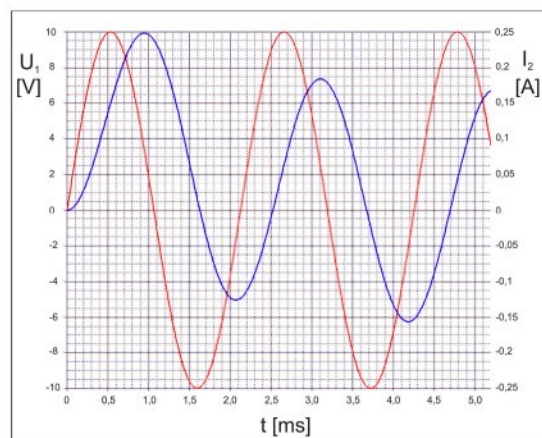
Simulační schéma pak vypadá následovně:



Obr. 6.22: Simulační schéma obvodu budících cívek.



a) prostředí MATLAB - SIMULINK



b) prostředí Orcad Pspice

Obr. 6.23: Časový průběh proudu budicími cívkami (i_2) a budicího napětí (u_1).

Řešení celého obvodu pomocí Kirchhoffových zákonů i pomocí prostředí MATLAB-SIMULINK je možné, ale jak se ukazuje poněkud zdlouhavé, a to zejména tvorbou základních rovnic a vytvořením následných simulačních schémat. Proto bylo přistoupeno k možnosti využití programového prostředí ORCAD PSPICE. V prvním kroku byla porovnána přenosová charakteristika pro proud i_2 . Jak je patrné z porovnání obr. 6.23, charakteristiky vytvořené oběma metodami jsou téměř shodné a je tedy výhodné použít programové prostředí ORCAD PSPICE, které nevyžaduje tvorbu rovnic.

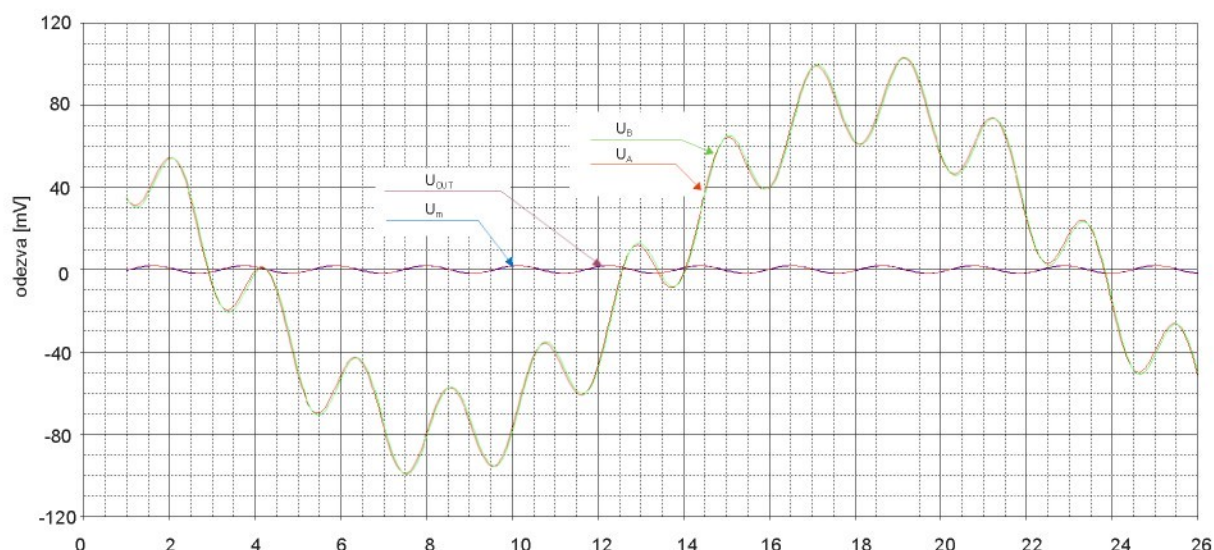
V celkovém schématu jsou hodnoty jednotlivých komponent určeny teoreticky nebo prakticky změřeny, případně předpokládaný rozsah hodnot je zohledněn v parametrických grafech.

6.4.2 Řešení obvodu v programu PSPICE

Po dosazení výše zmíněných hodnot do schématu vytvořeném v programovém prostředí PSPICE bylo zjištěno, že některé parametry mají mizivý vliv na výsledný signál, jiné naopak velmi zřetelný.

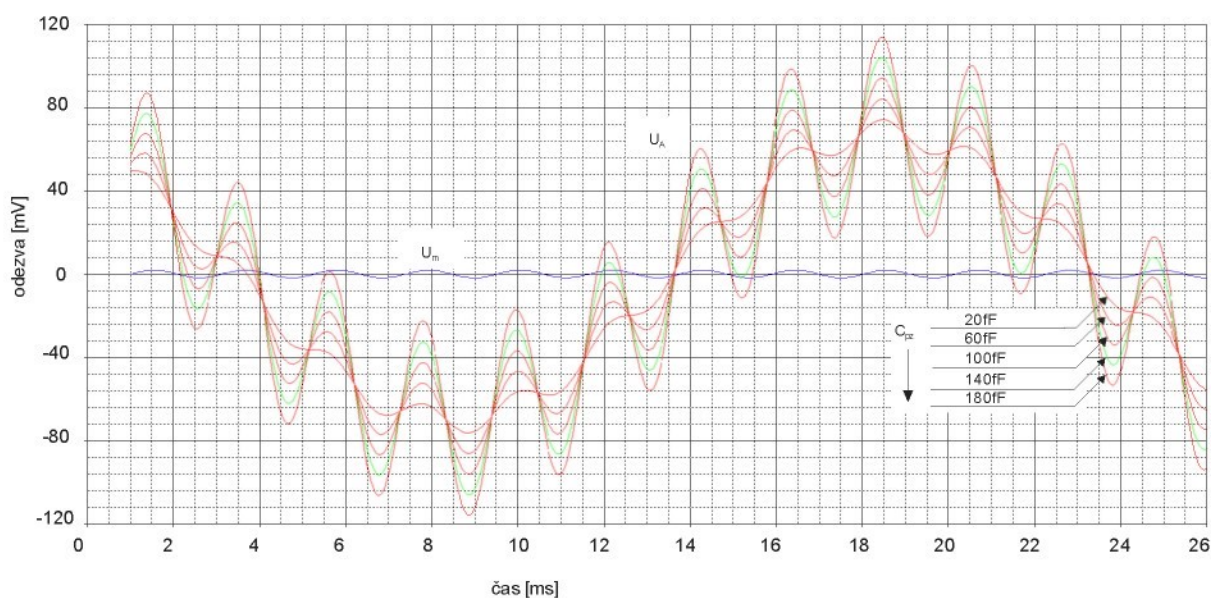
Pro buzení byl použit zdroj konstantního napětí 10V sinusového průběhu. Průtok byl simulován převodníkem proud (i_2)/napětí tak, aby výsledný signál odpovídal maximálnímu průtoku.

Na obr. 6.24 jsou zobrazeny výstupní průběhy při hodnotách jednotlivých komponent uvedených v tabulce tab. 6.2.



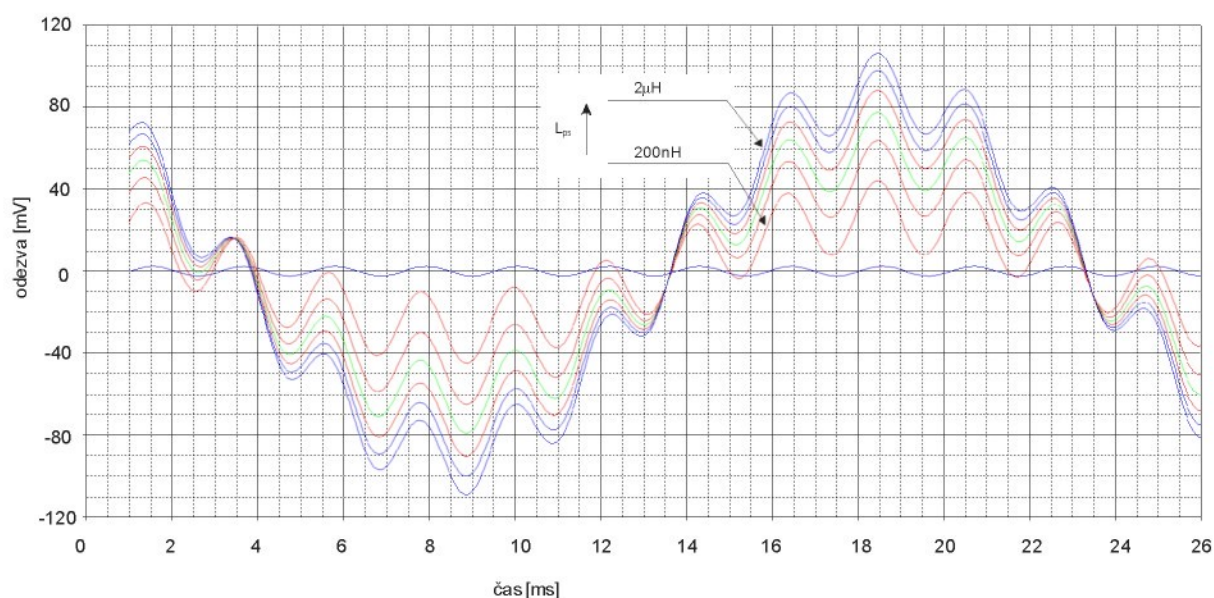
Obr. 6.24: Vliv parazitních signálů - 50 Hz od sítě a vliv kapacitního přenosu z buzení na odezvu.

Z grafu je zřejmé, že napětí vzniklé pohybem kapaliny má předpokládanou amplitudu okolo 2mV (viz diskuze rovnice (3.7)). Na výstupu se uplatní navíc vliv sítě 50 Hz a vliv signálu z obvodu buzení cívek, a to zejména vlivem kapacit C_{pe} a C_{pz} . Tento vliv se ukázal jako velmi významný, což dokazuje i parametrická závislost na obr. 6.25. I velmi nepatrná kapacitní vazba mezi budícím obvodem a obvodem kapacitních elektrod způsobí značný nárůst amplitudy, navíc s posunutou fází.



Obr. 6.25: Vliv parazitní kapacity C_{pe} na přenos signálu (U_A).

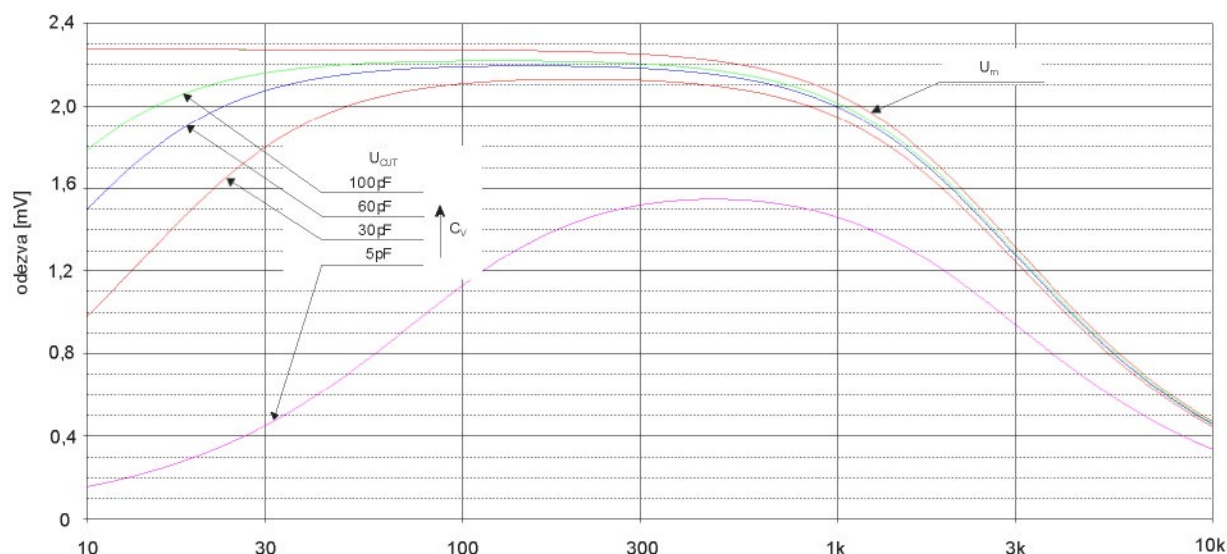
Další zásadní vliv má provedení plošného spoje. Je nutné dbát o co nejkratší spoj mezi elektrodou a vstupem zesilovače. Délka spoje má přímý vliv na jeho parazitní indukčnost a směr spoje má vliv na vazbu na budící pole. Spoj by měl být pokud možno rovnoběžný se siločarami magnetické indukce budícího pole, aby nedošlo k indukci napětí z buzení. Směr spoje však ale nejspíše neovlivní působení 50Hz. Na je patrný zásadní vliv 50Hz na užitečný signál při změně indukčnosti plošného spoje.



Obr. 6.26: Vliv parazitní indukčnosti elektrod a plošného spoje $L_{ps}+L_e$ při působení 50Hz.

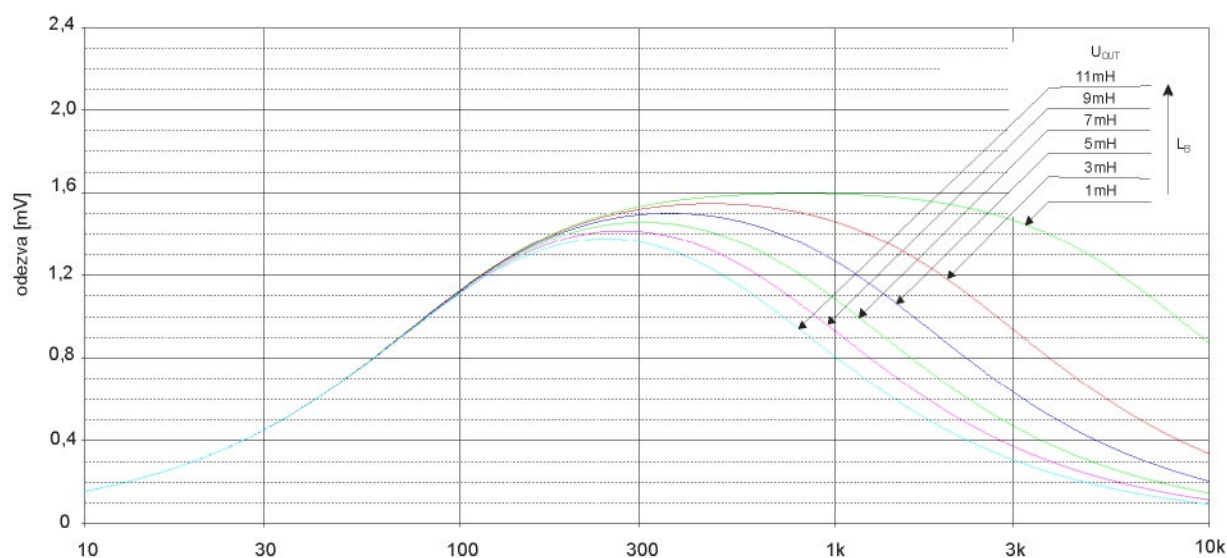
Ze schématu je patrné, že všechny vlivy působením parazitní kapacitních nebo transformačních přenosů působí symetricky, takže v případě dokonale symetrického mechanického provedení čidla i DPS by tyto vlivy nezpůsobily žádné zkreslení signálu, neboť následný zesilovací řetězec je diferenciální. Záviselo by jen na úrovni zarušení - jedinou podmínkou by bylo, aby rušivý signál nezahltl vstupní zesilovač. Jelikož však reálné provedení není možné provést absolutně symetricky, je třeba dbát všech zásad odolného provedení, včetně aktivního stínění (viz kap. 7.3.1).

Faktor, který zcela zásadně ovlivní získávání signálu je kapacita elektrod. Jak je vyčísleno v kap. 6.2, kapacita mezi měřeným médiem a elektrodami se dle světlosti potrubí a tloušťky stěny pohybuje v rozmezí 10-140pF. Tato velikost vychází z rozměrů potrubí, takže ji není možné měnit. Pro dosažení maximální citlivosti čidla je nutné, aby tato kapacita nezpůsobila příliš velký útlum signálu při dané frekvenci. Při indukčnosti cívek 3mH vyplývá parametrická závislost výstupního napětí na frekvenci, kde parametrem je vazební kapacita C_v . Měřené napětí U_m je bez útlumu a je přímo úměrné proudu do cívek (a tedy také magnetické indukci B) při konstantním průtoku. Při nižších frekvencích se uplatňuje právě útlum na kondenzátoru C_v , na vyšších frekvencích se uplatňuje naopak impedance budících cívek. Středová frekvence, kdy signál dosahuje maxima se pohybuje od 200 Hz při kapacitě $C_v = 100\text{pF}$ do 470 Hz při $C_v = 5\text{pF}$. Pro optimální volbu budící frekvence platí pravidlo o maximálním přenosu v celém rozsahu možných kapacit elektrod, takže pro funkční modely byla zvolena frekvence 470 Hz.



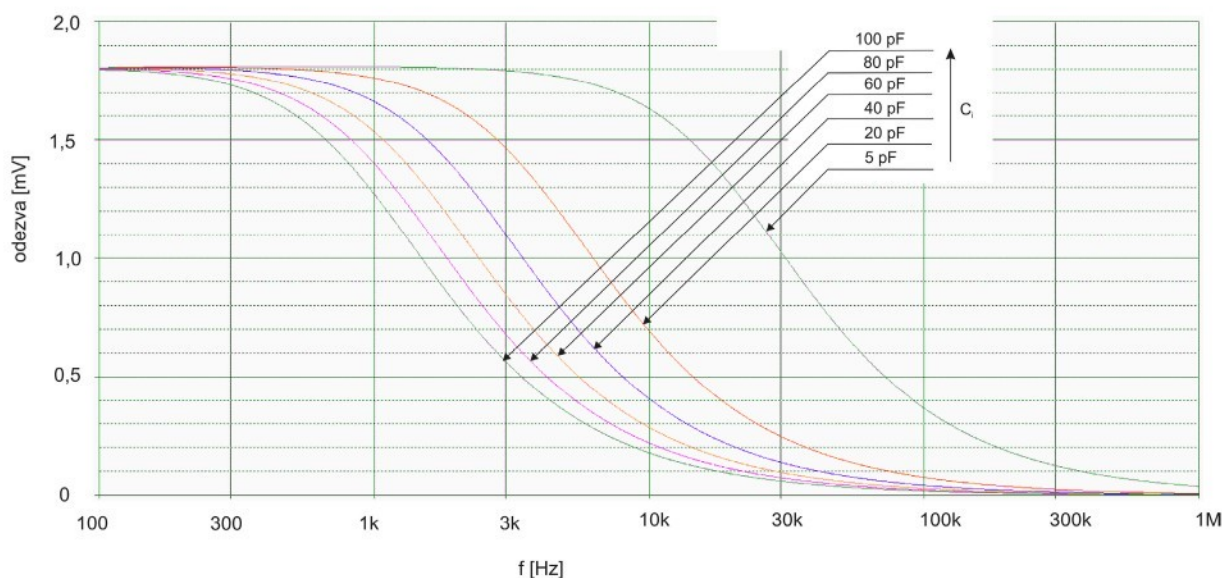
Obr. 6.27: Vliv velikosti vazební kapacity na přenos (při $L_b = 3\text{mH}$).

Pro různé průměry světlosti potrubí je třeba navinout odlišné cívky. Jak je uvedeno v kap. 6.1, indukčnost cívek se pohybuje od 1mH do 11mH. Z grafu na obr. 6.27 je zřejmé, že při nejmenší možné použitelné kapacitě elektrod 5 pF se střední frekvence přenosu v závislosti na indukčnosti cívek se pohybuje od 270 Hz do 1 kHz. Při zvolené frekvenci 470Hz dochází k útlumu na kondenzátoru o -4 dB, což je ještě velmi přijatelné. Za úplně mezní minimální kapacitu elektrod považujeme tedy velikost 5 pF. Na následujícím grafu je znázorněna bilance amplitudy odezvy při konstantní vazební kapacitě v závislosti na indukčnosti cívek. Pole o nejvyšší indukčnosti vytvoří samozřejmě cívky o největší indukčnosti, ovšem s rostoucí frekvencí roste i impedance cívek a tím snižování proudu, který jimi prochází (a tedy i nižší vytvořené magnetické pole). Ze závislosti na obr. 6.28 vyplývá optimální indukčnost cívek pro frekvenci 470 Hz 5-7 mH.



Obr. 6.28: Vliv velikosti indukčnosti budících cívek na přenos (při $C_v = 5\text{pF}$).

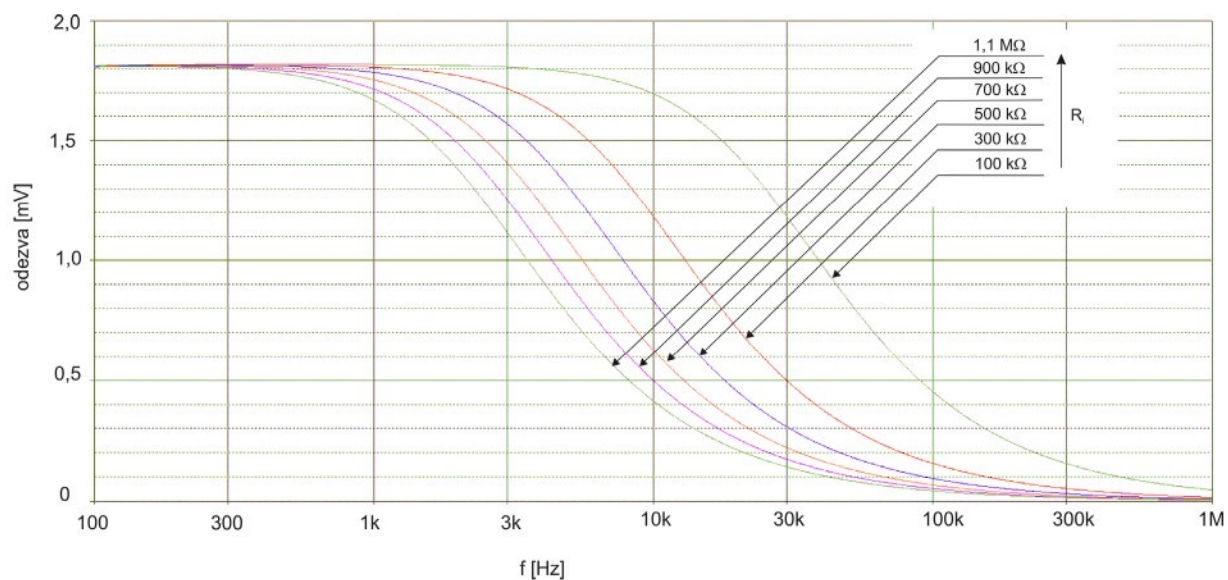
Dále byl zjišťován vliv vnitřní kapacity na přenos a ukázalo se, že v případě nízké vodivosti kapaliny má vnitřní kapacita stěžejní vliv na přenos. Na obr. 6.29 je zobrazena amplitudová charakteristika při použití destilované vody v čidle DN70, tedy při odporu kapaliny mezi elektrodami $1,7 \text{ M}\Omega$ (což odpovídá velmi nízké měrné vodivosti $15 \mu\text{Sm}^{-1}$) a předpokládaném maximálním generovaném signálu 2 mV . Při námi naměřené vnitřní kapacitě 68 pF pro toto čidlo (viz kap. 6.2.1) je pak při frekvenci 470 Hz pokles signálu na výstupu o $5,5 \%$, což značně naruší přesnost měření. Je však zřejmé, že tento pokles se projeví opravdu jen v případě měření na velmi málo vodivých kapalinách, a to o vysoké permitivitě. Voda má z tohoto pohledu špatné předpoklady pro přesné měření, neboť její relativní permitivita je oproti jiným běžným kapalinám poměrně vysoká ($\epsilon_r = 58 - 85$ v předpokládaném teplotním rozsahu). Na obr. 6.29 je tedy zobrazen nejhorší použitelný případ praktického použití.



Obr. 6.29: Vliv vnitřní kapacity na přenos při použití destilované vody při odporu vody $1,7 \text{ M}\Omega$.

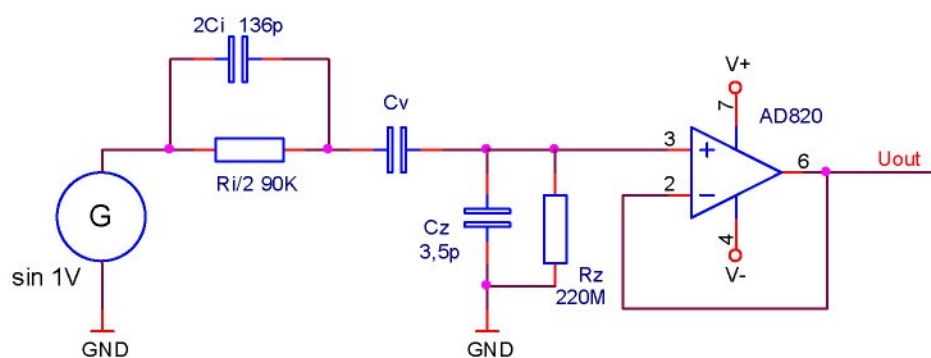
Vliv vnitřní kapacity se ukazuje jako velmi významný, bylo proto provedeno měření přímo na použitém zapojení 2. FM. Byla realizována symetrická metoda, tedy s kovovou elektrodou ponořenou do vody v symetrické rovině mezi elektrodami. Obvod byl osazen operačním zesilovačem AD820, který byl zapojen jako napěťový sledovač s maximální parazitní kapacitou $2,8 \text{ pF}$ v celém teplotním rozsahu, v předpokládaném teplotním rozsahu $0 - 100^\circ\text{C}$ se jedná o 2 pF . Zatěžovací odpor 2. FM je $220 \text{ M}\Omega$. Při softwarové simulaci v programu PSPICE bylo při parametrických výpočtech pro vstupní kapacitu zjištěno, že nejlépe odpovídá naměřeným charakteristikám vstupní kapacita $3,5 \text{ pF}$. Oproti předpokladu se tedy jedná o zvýšení o $1,5 \text{ pF}$, což je nejspíše způsobeno parazitní kapacitou plošného spoje s použitím "rozlévané" mědi jako pasivního stínění (diskutováno v kap. 7.3.1.2).

Pro čidlo DN70 je možno také určit, jaký vliv bude mít odpor vody při předpokládané vnitřní kapacitě 68 pF . Na obr. 6.30 je zobrazena parametrická závislost přenosu, kdy parametrem je odpor kapaliny. Je zřejmé, že již při odporu $700 \text{ k}\Omega$ je vliv zanedbatelný. Tento odpor představuje měrnou vodivost $36 \mu\text{Sm}^{-1}$, což je vodivost velmi dobře destilované vody. Pro srovnání uveďme, že minimální měrná vodivost elektromagnetických průtokoměrů s kontaktními elektrodami se udává $500 \mu\text{Sm}^{-1}$, takže je opět touto studií potvrzeno, že vliv vnitřní kapacity se uplatní pouze ve výjimečných případech.

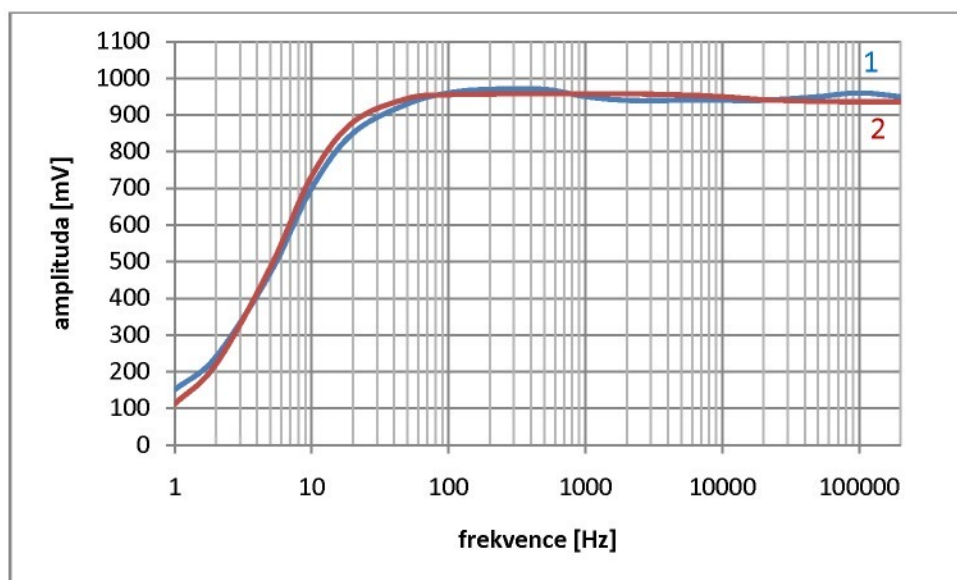


Obr. 6.30: Vliv odporu kapaliny na přenos při vnitřní kapacitě 68 pF.

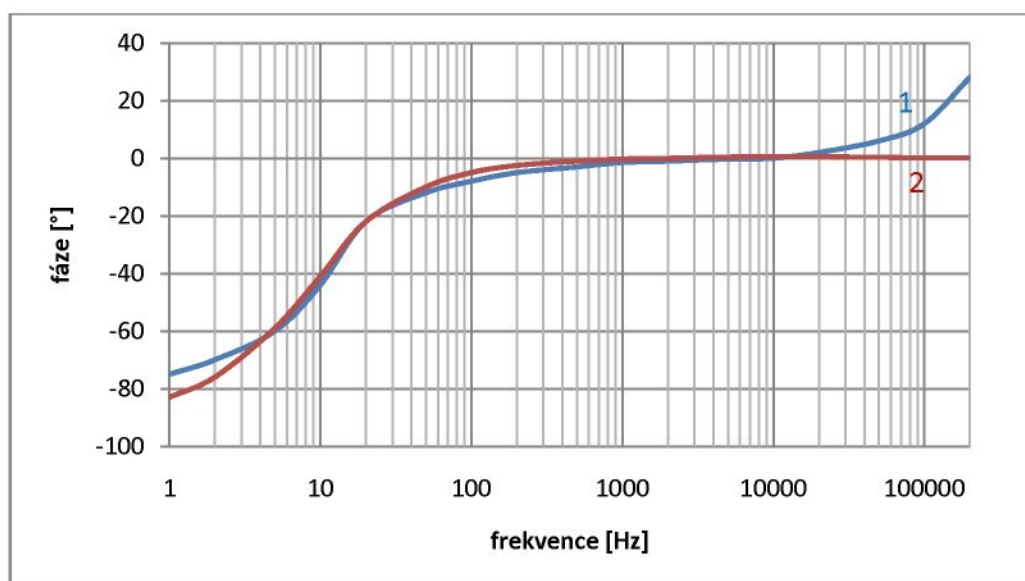
Pro zjištění přenosu mezi kapalinou a elektrodou v reálném zapojení bylo uskutečněno měření, kdy sonda generátoru byla ponořena do měřené kapaliny a byl zkoumán signál až za vstupním napěťovým zesilovačem, na vstupu se tedy uplatní pouze vlastnosti plošného spoje a tohoto zesilovače (viz zapojení dle obr. 6.31):



Obr. 6.31: Náhradní schéma reálného zapojení s napěťovým sledovačem na vstupu zesilovacího řetězce.



a) amplitudová charakteristika



b) fázová charakteristika

Obr. 6.32: Měření vlivu vnitřní kapacity na reálném zapojení (průběh 1) a na softwarovém modelu (průběh 2).

Charakteristiky na obr. 6.32 vykazují až překvapivě dobrou shodu teoretického předpokladu se softwarovým modelem. Tímto měřením byla potvrzena nejen velikost vnitřní kapacity určená v kap. 6.2.1 (68 pF), ale byl také upřesněn předpoklad velikosti vstupní parazitní kapacity zesilovacího řetězce (3,5 pF).

7 Požadavky na praktické provedení EMFC

V této kapitole budou rozebrány požadavky na jednotlivé bloky praktického provedení, tedy na budicí blok a na blok zpracování signálu.

7.1 Budicí obvod

Obvod proudového buzení cívek by měl splňovat následující kritéria:

- injektovat proud do induktivní zátěže,
- stabilizovat proud v širokém rozsahu teplot a zároveň udržet vysokou stálost i při poměrně značné změně impedance zátěže, neboť cívky z měděného vodiče změní svůj ohmický odpor při změně teploty o 100°C o 40%,
- umožnit změnu nastavení proudu od cca 50 mA do 0,5 A pro regulaci citlivosti čidla.

Tato kritéria není jednoduché splnit, a to zejména z faktu, že cívky mají poměrně vysokou indukčnost. Při alternativním buzení tak dochází často k rozkmitání celého obvodu. Rovněž stabilizace proudu s vysokou přesností je obtížná, je možno buď využít integrovaných obvodů - stabilizátorů proudu nebo použít stabilizátoru napětí a proud snímat na malém odporu a napětí regulovat tak, aby proud zůstal konstantní. S výhodou lze využít i výkonové zesilovače nízkofrekvenčních zesilovačů.

7.2 Provedení čidla

Průtokoměrná trubice musí být z principu funkce z nevodivého materiálu. U klasických průtokoměrů s kontaktními elektrodami jsou nejvýznamněji zastoupeny materiály PTFE, tvrzená guma a keramika. Teflon je využíván nejvíce pro své vynikající vlastnosti i při teplotách nad 100°C, je však poměrně drahý. Tvrzená guma je levná, ale může se použít maximálně do teplot 90°C. Oba tyto materiály jsou však nevhodné pro elektromagnetický průtokoměr s kapacitními elektrodami, neboť s teplotou mění tvar, tím pádem by se měnila plocha elektrod a to by se projevilo i na stabilitě získávaného signálu. Jako nejvhodnější materiál se tedy jeví korundová keramika, která má stabilní tvar i za vysokých teplot a je vhodná i pro potravinářský průmysl.

Kapacitní elektrody mohou být buď přiloženy k povrchu trubice, ale v tom případě se ve vazební kapacitě objeví dělené dielektrikum, které způsobí snížení vazební kapacity a tedy zvýšení impedance, která je v sérii s měřeným signálem. Proto je nejvýhodnější provést elektrody jako tenkou napařenou vrstvu kovu, např. stříbra, platiny nebo jiných kovů přímo na povrchu trubice. Problémem pak zůstává, jak provést celkové stínění elektrody (viz kap. 7.3.1) a hlavně, jak tuto elektrodu nakontaktovat.

Zřejmě by bylo výhodné elektrody umístit přímo do stěny trubice co nejbližší ke kapalině, například na vzdálenost několika desetin mm. To lze ve výrobním procesu řešit například použitím dvou trubic, jedné slabší s napařenou nebo přiloženou platinovou elektrodou a další trubicí, jejíž světlost je táž jako vnější průměr vnitřní trubice. To však je velmi obtížně realizovatelné, neboť, jak známo, keramika musí při výrobě projít tepelným procesem s použitím vysokých teplot a mění svůj tvar během tohoto procesu až o 20 %. Dalším problémem je opět kontaktování této vnitřní elektrody s externím zesilovačem.

Plochu elektrod rovněž nelze příliš zvyšovat. Zopakujme závěry z kapitoly 4.2.2 a 6.3 - při zvyšování příčného rozměru (kopírující poloměr trubice) dochází na krajích ke snižování vzdálenosti mezi oběma protilehlými elektrodami a tedy snížení indikovaného napětí, při zvyšování podélného rozměru (rovnoběžného s osou trubice) zase dochází ke snižování indikovaného napětí uprostřed elektrody z důvodu snížení úrovně magnetického pole z budícího obvodu. V případě feritového obvodu je to možné, ale neúnosně se zvyšují rozměry.

7.3 Zpracování signálu z kapacitních elektrod

Jak je již bilancováno v kap. 2.1 a 4.3, amplituda signálu získávaného z elektrod je o velmi nízké úrovni. Navíc je třeba pracovat s obvody o velmi vysoké impedanci, řádově stovkami $M\Omega$. Vzhledem ke skutečnosti, že použitá metoda generuje množství parazitních signálů, je zpracování signálu velmi obtížné. Nejzásadnějšími parazitními signály jsou:

- vliv síťové frekvence 50 Hz,
- transformační složka ze signálu buzení (viz v kap. 5.1.1.1),
- kapacitní přenos ze signálu buzení (viz kap. 5.1.1.2),
- vířivé proudy v měřeném médiu (viz kap. 5.1.1.1),
- šum způsobený jednak mikrovíry na stěnách trubice, statickou elektřinou vznikající třením kapaliny o nevodivou stěnu trubice, tepelnou nestabilitou (viz kap. 5.1.2.2),
- skokové změny signálu vlivem nečistot a bublin v měřeném médiu (viz kap. 5.3.2).

Na užitečný signál o úrovni desítek μV je pak nasuperponováno parazitní napětí o úrovni daleko vyšší. Pro minimalizaci parazitních vlivů je především potřeba minimalizovat délku přívodů z elektrod k zesilovači a elektrody i celý zesilovač účinně stínit.

7.3.1 Vstupní zesilovač

Vstupní zesilovač musí být proveden tak, aby byl minimalizován vliv parazitních signálů, jako jsou kapacitní a transformační přenosy z obvodu buzení. Dalšími významnými podmínkami je vysoká vstupní impedance, kvalitní stínění, filtrování signálu a vysoké zesílení. Nezbytně nutné je pak galvanické spojení vztažného bodu elektroniky s měřenou kapalinou.

7.3.1.1 Vstupní impedance

Vstupní impedance by měla být co nejvyšší a zároveň by mělo být zaručeno galvanické spojení mezi měřenou kapalinou a nulovým potenciálem elektroniky. Za kapacitními elektrodami musí být z principu funkce umístěn zatěžovací vysokoohmový odpor. Za tímto zatěžovacím odporem následuje zesilovač s vysokou vstupní impedancí, nejlépe s tranzistory FET na vstupu. Širokou škálu těchto zesilovačů nabízí řada renomovaných výrobců.

7.3.1.2 Stínění

Vzhledem k vysoké impedanci vstupního obvodu je signál velmi náchylný k zarušení a je tedy nutné jej velmi kvalitně stínit. Navíc signál je o velmi nízké úrovni je tedy třeba dodržet pravidla, popsaná např. v [31]. Předně je třeba použít kromě pasivního stínění i stínění aktivní. Pasivní stínění spočívá v použití koaxiálního nebo krouceného kabelu, který má stínění (vrchní vodivý obal) spojen s nulovým potenciálem zpracovávající elektroniky, příp. S nulovým vodičem výkonové sítě. Aktivní stínění (jak je popsáno např. v [32], [31]) se používá v případech, kdy signál je o velmi nízké úrovni a hrozí jeho ztráta nebo degradace vlivem parazitních kapacit. Pro zpracování signálu se tedy použije jako první stupeň napěťový sledovač, který signál bezeztrátově přenesení ze vstupu na výstup s tím, že na výstupu však již signál má nízkou impedanci vzhledem k nulovému potenciálu a je dostatečně odolný proti rušení. Tento výstup je pak veden do nejbližší vrstvy stínění signálu. Mezi signálem a stíněním pak není potenciální rozdíl, takže se neuplatní kapacita přenosové cesty.

V případě, že parazitní kapacita mezi vstupním signálem a zemním potenciálem je stále signifikantní a přináší problémy, je možno použít obvod záporné kapacity [4]. Ovšem každé obvodové řešení, které se aplikuje přímo na měřený signál zanáší do systému další nejistoty měření, takže je třeba dobře zvážit, která z obou variant je přijatelnější.

7.3.1.3 Zesílení a filtrace signálu

Uvažujeme-li signál o maximální amplitudě jednotek mV, pak je třeba, aby vstupní zesilovač zesílil signál až na jednotky voltů (zesílení 500 - 1000) a připravil jej tak pro další zpracování. Největším problémem je vliv parazitních rušivých signálů, jak bylo popsáno v kap. 5.1. Je tedy nezbytné vstupní zesilovač zapojit přímo na měřicí trubici tak, že plošný spoj přímo obklopuje sběrnou elektrodu i s aktivním stíněním, takže přenos signálu z plošné elektrody k zesilovači je proveden jen krátkým úsekem (jednotky mm) plošného spoje. Indukování parazitního signálu do přívodních vodičů je tak minimalizováno. Existuje však předpoklad, že parazitní vlivy jsou stále velmi silné, dokonce několikanásobně vyšší než signál užitečný. Je tedy třeba do zesilovacího řetězce zapojit filtrační člen, který tyto vlivy omezí. Tento člen musí zajistit jednak vysoké potlačení síťové frekvence 50 Hz, jednak kapacitní a transformační přenosy z budicího obvodu do odezvy tak, aby nedošlo k zahlcení zesilovacího řetězce. Úplné potlačení parazitních signálů není možné, proto je nutné zesílenou směs signálů užitečných a parazitních zpracovat metodou synchronní detekce.

Filtraci lze provést pasivně pomocí RC (RLC) členů nebo pomocí aktivního filtru, nejlépe je pak použití zapojení s operačními zesilovači nebo použít přímo specializované integrované obvody - digitální filtry. Je ale třeba zároveň dbát na dodržení co nejvyššího poměru signál/šum a pokusit se minimalizovat počet součástek v zesilovacím řetězci, případně použít součástky s nízkým šumem.

Zásadním aspektem, který není možné pominout je pokud možno dodržet stálý posuv fáze v měřicím zesilovači, neboť pro další zpracování koherentní detekci je tento fakt stěžejní.

Okrajově je třeba se zmínit i o napájecím zdroji. Z hlediska průniku rušivých signálů z přívodních vodičů zdroje do elektroniky je výhodné na desku plošného spoje umístit stabili-

zátory napětí s tím, že vstupní napěťový sledovač by měl mít napájení oddělené od napájení ostatních obvodů dalším filtračním členem.

7.3.2 Synchronní detektor

7.3.2.1 Teoretický rozbor

Synchronní detekce (někdy uváděná jako koherentní detekce) je technika zpracování signálu, která umožňuje separovat i slabý signál v silném parazitním signálu, například šumu.

Jak je popsáno např. v [11], [15], [39] podstatou synchronní detekce je „navázání“ (lock-in) detektoru na referenční signál s frekvencí a fází rovnou modulační frekvenci. Ne-synchronní složky, zejména šumy a rušivé signály o jiné frekvenci nebo fázi (50Hz, elektromagnetické rušení, intermodulace, přeslechy) jsou silně potlačeny. Hlavními výhodami synchronní detekce je pak posun detekce signálu do stejnosměrné oblasti a fakt, že modulační frekvence je odvozená ze stejného časového zdroje jako referenční signál. Detekovaný signál tedy nemůže nikdy v důsledku rozladění opustit pásmo propustnosti lock-in zesilovače.

V případě zpracování signálu z elektromagnetického průtokoměru můžeme princip synchronní detekce s výhodou použít, neboť známe frekvenci a fázi budicího signálu. V obecném případě může být signál libovolného tvaru, takže by bylo vhodné použít Fourierův rozvoj a analyzovat jednotlivé složky tohoto rozvoje. Ve studiu principu použijme harmonický referenční signál (budicí signál do cívek):

$$u_r(t) = U_r \sin(\omega_r t). \quad (7.1)$$

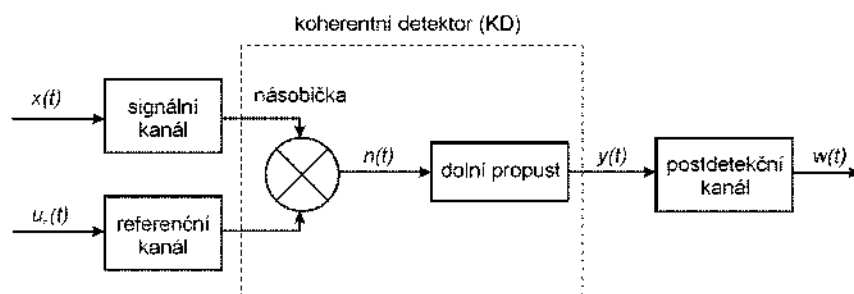
Užitečný signál odezvy pak tedy bude opět sinusový signál, ovšem fázově posunutý, a to vlivem indukčního charakteru budicích cívek.

$$x(t) = X \sin(\omega t + \varphi). \quad (7.2)$$

Fáze bude ovlivněna také vlivem synchronních složek, a to zejména vlivem vířivých proudů, které se vytvářejí v kapalině, transformační složkou z budicích cívek a kapacitním přenosem z budicího obvodu (rozběr v kap. 4.3).

Obvyklá realizace synchronního detektoru pracuje s lineární analogovou násobičkou, na jejíž jeden vstup je přiveden detekovaný signál o frekvenci ω , fázi φ a amplitudě X - $x(t)$ a na druhý pak periodický signál $u_r(t)$ s referenční frekvencí ω_r a amplitudou U_r .

Na výstupu násobičky je zapojen integrační RC člen. Schéma koherentního detektoru (dále jen KD) s násobičkou je zobrazeno na obr. 7.1:



Obr. 7.1: Blokové schéma zapojení synchronního detektoru s násobičkou.

Signál $n(t)$ na výstupu násobičky před integračním členem lze popsat funkcí:

$$n(t) = X \cdot U_r \cdot \sin(\omega t + \varphi) \cdot \sin(\omega_r t) = \frac{1}{2} \cdot X \cdot U_r \cdot \cos([\omega - \omega_r] \cdot t + \varphi) - \frac{1}{2} \cdot X \cdot U_r \cdot \cos([\omega + \omega_r] \cdot t + \varphi) \quad (7.3)$$

Střední hodnota tohoto výrazu se blíží limitně k nule s rostoucí délkou integračního intervalu, s výjimkou případu, kdy $\omega = \omega_r$. Pokud je však délka integračního intervalu omezena, uplatní se i složky signálu pro něž $\omega \neq \omega_r$.

Pro ideální integrátor je výstupní signál popsán funkcí:

$$y(t) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau n(t) dt = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \left\{ \frac{X U_r}{4 \omega_r \tau} [\sin(2 \omega_r \tau + \varphi)] \right\} + \frac{X U_r}{2} \cos \varphi \quad (7.4)$$

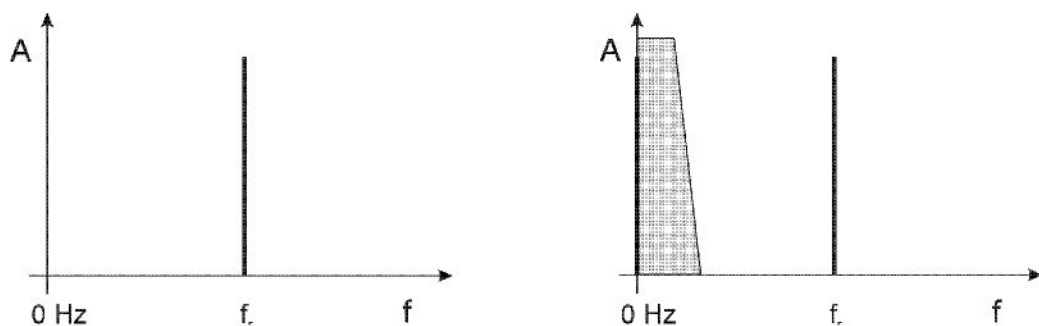
První člen se pro $\tau \rightarrow \infty$ rovná nule, a tedy výsledný signál již nezávisí na nosné frekvenci:

$$y(t) = \frac{X U_r}{2} \cos \varphi \quad (7.5)$$

Signál na výstupu synchronního detektoru je tedy úměrný amplitudě detekovaného signálu, amplitudě referenčního signálu a kosinu jejich vzájemné fáze. Z výše uvedeného je zřejmé, že pro spolehlivou funkci synchronního detektoru je nutné zajistit minimální fázový posuv mezi měřeným a referenčním signálem. Hlavní výhodou synchronního detektoru je odstranění nekoherentních rušivých signálů na výstupu KD, tedy signálů s frekvencí a fází jinou než je frekvence referenčního signálu. V případě zpracování signálu z elektromagnetického čidla je možné zaručit nulový posuv fáze mezi budícím signálem a odezvou, neboť je možno měřit proud do budících cívek a vytvořené pole je ve fázi s budícím proudem, jak je potvrzeno v [8]. Fáze odezvy je shodná s budícím polem, tedy nulová vzhledem k budícímu signálu, který je k dispozici. Proto pro další zpracování signálu je potřeba vytvořit obvod (zesilovač a filtr), který neposouvá fázi signálu. Po zařazení dolnofrekvenční propusti je pak tedy výsledné stejnosměrné napětí přímo úměrné odezvě.

$$y(t) = \frac{X U_r}{2} \quad (7.6)$$

Praktické znázornění principu koherentní detekce pro nosnou frekvenci $f_r = 470$ Hz je vyobrazeno na obr. 7.2. Má-li filtr dostatečnou šíři pásma, projdou filtrem i relativně pomalé změny měřeného signálu, tedy pomalé změny průtoku (řádově desítky Hz). Z hlediska měření průtoku se však jedná o velmi dobrou dynamiku.



a) signál před násobičkou

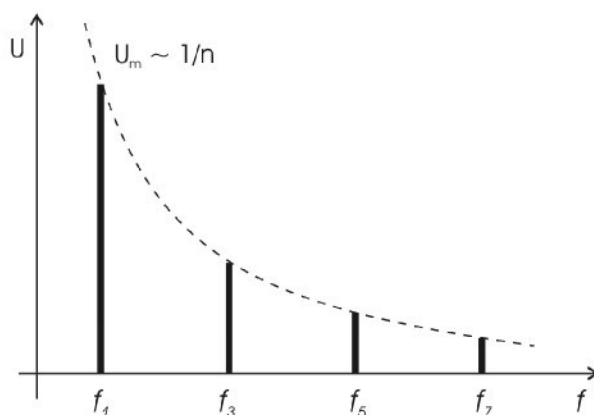
b) signály za násobičkou s použitím DP

Obr. 7.2 Výsledný signál za synchronním detektorem.

Šířka pásma filtru (DP) za směšovačem určuje výsledné citlivé pásmo synchronního detektoru: čím užší šířka pásma filtru, tím méně šumu pronikne na výstup, ale tím pomalejší budou možné změny užitečného signálu

Násobení signálů je možno realizovat buď analogově nebo digitálně. Známe mnoho principů analogového násobení (kvadraturní, logaritmické, PWM, transkonduktanční násobičky), problém je však v poměrné složitosti obvodu tím zanesení další parazitních vlivů ovlivňujících výslednou nejistotu měření. Proto se často místo násobení signálů používá takzvané spínačové detekce. Násobička je nahrazena spínači a funkce je stejná jako by se referenční signál nahradil obdélníkovým signálem. Hlavním úskalím tohoto řešení je však propustnost vyšších lichých harmonických, tedy průniku nežádoucích parazitních signálů a zkreslení výsledného signálu. Obrovskou výhodou však je jednoduchost provedení pomocí elektronického generátoru obdélníkového signálu. Je poměrně snadné realizovat např. pomocí logických obvodů časově stabilní signál s možností posuvu fáze, který je nutný k dosažení maximální účinnosti fázového detektoru. U spínačové detekce je třeba zvážit, jaký vliv na užitečný signál má propustnost vyšších harmonických. Při použití obdélníkového referenčního signálu se střídou 1:1 je amplituda n -té harmonické úměrná koeficientu $1/n$. Už nejnižší vyšší harmonická bude tedy potlačena v poměru 1:3 a vliv vysokofrekvenčních šumů je potlačen již výrazně.

Přenosová charakteristika spínačové detekce je zobrazeno na obr. 7.3:



Obr. 7.3 Ekvivalentní přenosová charakteristika spínačové detekce.

Signál fázově posunutý o $\pi/2$ nebude přispívat k výstupnímu napětí, dle rovnice (7.3). Takovýto signál se nazývá kvadrurní složka [11], jejím příkladem jsou napětí způsobená transformací nebo vířivými proudy, metoda synchronní detekce ji tedy významně potlačuje. Stejně tak potlačuje stejnosměrný offset vstupního signálu, vzniklý například napěťovým a proudovým offsetem vstupního operačního zesilovače či případně termoelektrickým napětím vznikajícím na spojovacích kontaktech. Ve skutečnosti však fázový posun není zcela ideální a nedojde tak k úplnému potlačení rušivých signálů. Je ovšem možné je (při důsledné snaze zamezení posuvu fáze) dostatečně účinně minimalizovat. Dalším problémem může být sériová kapacita vstupních elektrod, která v kombinaci se vstupním odporem zesilovače posouvá fázi užitečného signálu, proto je nutné maximalizovat RC konstantu vstupního obvodu (viz vzorec (4.3)).

7.3.2.2 Možnosti realizace synchronního detektoru

Analogová násobička

Jak již bylo uvedeno výše, synchronní detektor lze provést několika způsoby. Při použití harmonického signálu je možno použít analogovou násobičku v integrované podobě - AD633 firmy Analog Devices nebo MPY634 firmy Texas Instruments. Tyto obvody umožňují násobení dvou diferenčních signálů, ovšem přesnost se pohybuje od 0,5 do 1%, což pro přesné měření není vhodné, navíc obvody jsou poměrně drahé.

Spínačová detekce

Spínačová detekce je mnohem jednodušeji realizovatelná. V praxi je například možno násobičku realizovat použitím dvojice zesilovačů se ziskem 1 a -1, přičemž vstupní signál bude přiveden současně na vstupy obou zesilovačů, zatímco výstup obvodu bude analogovým multiplexerem, řízeným referenčním signálem, střídavě přepínán na výstup jednoho z obou zesilovačů. Výstupní signál bude tedy v každé sudé půlperiodě referenčního signálu kopií vstupního signálu a v každé liché půlperiodě bude převrácený. Jednoduchým příkladem takového řešení může být použití obvodu AD630 od firmy Analog Devices.

Jeden z příkladů použití spínačové detekce pro elektromagnetické průtokoměry s kontaktními elektrodami je uveden v článku [64].

Digitální násobička

V době rychlých analogově číslicových převodníků je možno s výhodou zkoumat i referenční signál navzorkovat a násobení provést číslicově. Jak je uvedeno v kapitole 0, je připraveno řešení s rychlým analogově-číslcovým převodníkem AD7683 a signálovým procesorem firmy Texas Instruments TMS320F2808.

7.4 Řídicí a vyhodnocující elektronika

Máme-li signál dostatečně zesílen, pak existuje mnoho možností, jak jej digitálně zpracovat. Elektronická jednotka by měla obsahovat:

- minimálně 16bitový analogově číslicový převodník - při požadavku dodržení 1% přesnosti z měřené hodnoty v rozsahu 1-100% z maximální hodnoty vychází minimální rozlišení 1:10000; při použití 16bitového převodníku je pak zajištěno 6násobně vyšší rozlišení a existuje tedy předpoklad dodržení přesnosti; převodník by měl být stabilní, odolný proti zarušení s možností autokalibrace,
- napěťová reference s vysokou teplotní a dlouhodobou stabilitou (odpovídající 16bitovému rozlišení),
- vysoce stabilní zdroj proudu pro generování proudu pro budicí cívky,
- elektronický obvod synchronní detekce,
- procesorová jednotka s výkonným procesorem, případně logickým polem, pamětmi pro uchování kalibračních konstant, případně archivních dat,
- obvody pro komunikaci s nadřazeným systémem (USB, RS232, RS485, proudová smyčka 4-20mA s Hart protokolem, MBUS, ...)

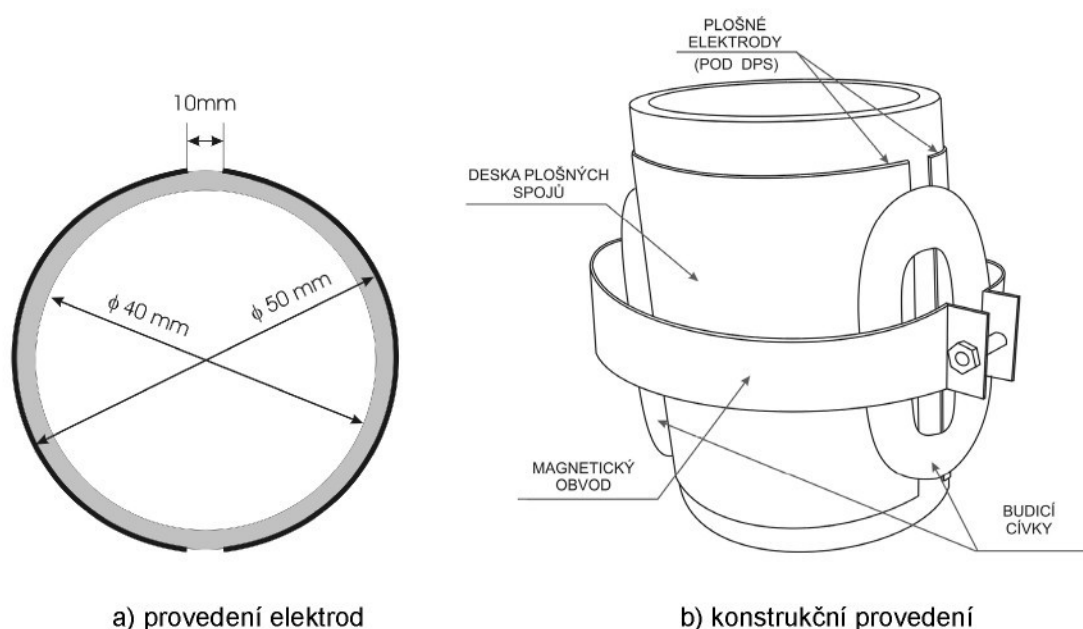
8 Praktická realizace EMFC

Jak bylo uvedeno v teoretické části (kap. 2), elektromagnetický průtokoměr vyžaduje vytvoření magnetického pole. Pohybem kapaliny a působením magnetického pole se vytvoří pole elektrické, které je třeba vyhodnotit. Z tohoto principu vychází potřeba jednak zkonstruovat dobrý proudový zdroj pro buzení cívek, jednak potřeba vyhodnotit signál o velmi nízké úrovni (jednotky μV až jednotky mV) s vysokým rozlišením. Uvažujeme-li maximální signál na elektrodách 2 mV při maximální rychlosti kapaliny 10 m/s , měřicí rozsah 1% až 100% z maximální hodnoty a chceme-li dosáhnout přesnosti 1% z měřené hodnoty, pak jen pro rozlišovací schopnost vychází napětí 200 nV . Tato hodnota však zaručí pouze rozlišovací schopnost, nikoliv přesnost. Pro dosažení požadované přesnosti je nutné měřit alespoň čtyřnásobně citlivěji, což představuje rozlišení v desítkách nV . Je zřejmé, že separování signálu o takto nízké úrovni je velmi obtížné. Na základě teoretických úvah a zejména pak dle dlouhodobé zkušenosti byly postupně vytvořeny dva funkční modely.

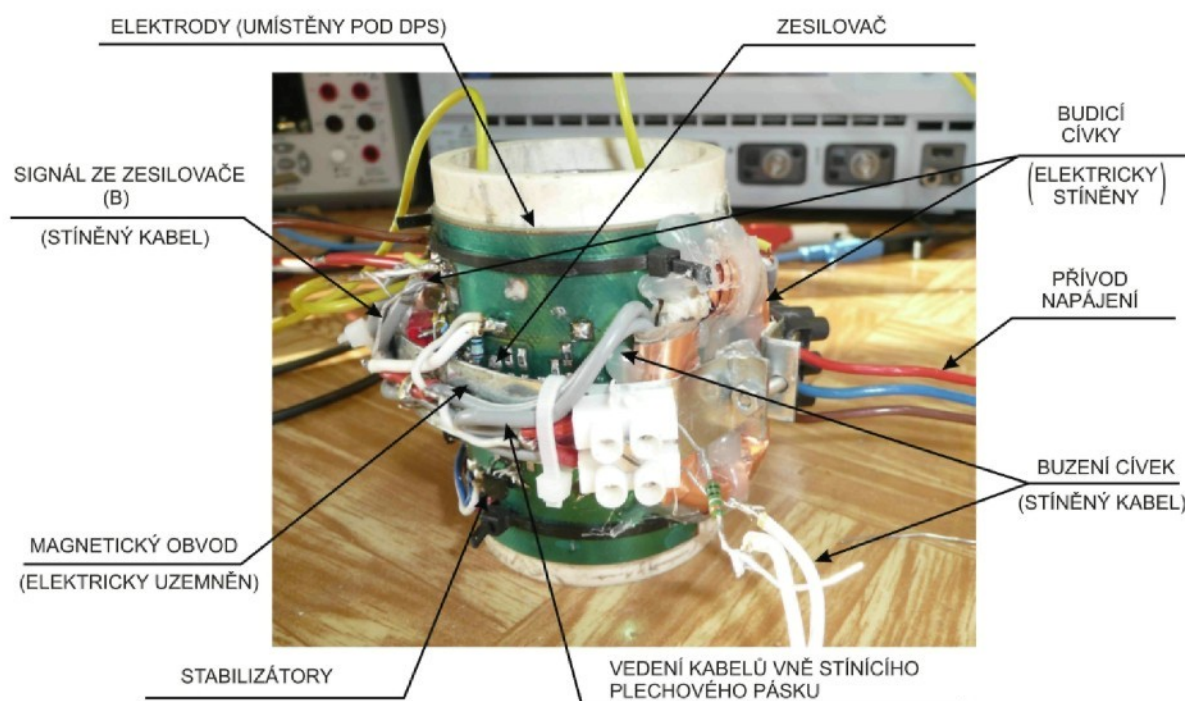
8.1 První funkční model

Na tomto místě je nutné podotknout, že práce na tomto funkčním modelu byla započata v době počáteční fáze teoretického rozboru, tedy výsledky z teoretické části včetně modelu FEM nejsou v tomto modelu zohledněny. Tento model byl vytvořen na základě empirických zkušeností, výsledky nebyly příliš uspokojující, ale pro následující postup byl tento model velkým přínosem.

Model byl proveden klasicky, tedy se dvěma cívkami umístěnými na protilehlých stranách trubice (viz obr. 8.1b). Plošné stříbrné elektrody byly napařeny přímo na keramické trubici a za účelem co nejvyšší kapacity nanoseny takřka po celém obvodu čidla (viz obr. 8.1a). Na obr. 8.1b je znázorněn schematický návrh čidla, na obr. 8.2 je zobrazena praktická realizace. Trubice čidla měla světlost 40 mm a tloušťka trubice byla 5 mm .



Obr. 8.1: Návrh provedení čidla 1. funkčního modelu.

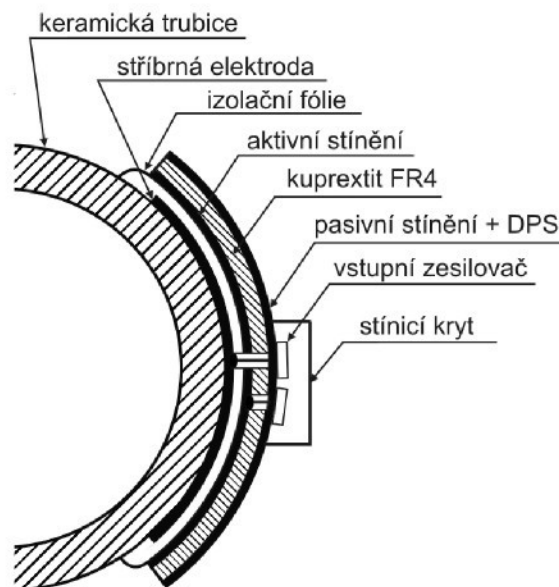


Obr. 8.2: Realizace celého čidla se dvěma cívkami.

Kapacita elektrody dle vzorce (6.34) byla 85 pF, dle měření 77 pF (při $f = 100$ Hz), přičemž měření probíhalo s pomocí kovové elektrody přiložené zevnitř trubice, takže snížená naměřená kapacita se dala předpokládat vlivem přídavné sériové kapacity vzduchových mezer mezi kovovou vnitřní elektrodou a stěnou trubice. Pro snížení magnetického odporu byl magnetický obvod vnějškově uzavřený magneticky vodivými svorníky. Rozložení pole uvnitř trubice bylo velmi nehomogenní (viz např. obr. 4.17). Toto rozložení pole prokázal i analytický výpočet (kap.4.1.1).

8.1.1 Mechanické provedení čidla

Jako nejvhodnější materiál pro výrobu trubice byl použit sintrovaný korund Al_2O_3 o koncentraci 96-99,7%, důvody jsou uvedeny v kap. 6.3. Průměr trubice byl 40 mm a tloušťka stěny 5 mm. Průřez trubice byl kruhový, neboť nebylo možné hlavně z finančních důvodů použít jiný příhodnější profil. Pro zvýšení magnetické indukce by jistě bylo výhodné použít tvar, kdy by vzdálenost mezi budícími cívkami byla co nejmenší, ale to by vedlo například k elipsoidnímu tvaru, jehož výroba by se velmi prodražila.



Obr. 8.3: Konstrukční řešení povrchové plošné elektrody se zesilovačem.

Jak již bylo uvedeno v úvodu této kapitoly, elektrody jsou plošné a jsou umístěny přímo na povrchu průtokoměrné trubice. Na obr. 8.3 je patrné konstrukční řešení trubice s povrchovou elektrodou. Přímou na keramické trubici je nanесena vrstva stříbra, nad touto elektrodou je umístěna tenká izolační fólie (může být tvořena buď teplotně odolnou fólií nebo přímo dobře provedenou maskou plošného spoje). Následuje dvouvrstvá deska plošného spoje, přičemž rozlévaná měď na spodní vrstvě je využita jako aktivní stínění a horní vrstva je využita pro elektroniku čidla. Horní vrstva plošného spoje je rovněž opatřena rozlévanou mědí, která je spojena se zemním potenciálem. Tvoří tak přirozeně pasivní stínění přímo na plošném spoji. Z hlediska rušení je kritické provedení vstupního zesilovače, neboť jeho vstupní impedance je v řádu stovek $M\Omega$. Proto je vhodné tuto oblast opatřit krytem (z pocínovaného plechu).

Celou plochu elektrod zakrýval plošný spoj se spodní vrstvou zapojenou jako aktivní stínění. I přesto docházelo k velmi silné vazbě mezi obvodem budicích cívek a obvodem elektrod, neboť cívky byly v těsném kontaktu s plošným spojem, a tedy i s elektrodami. Nepomohlo ani elektrické stínění cívek měděnou fólií, která byla spojena s nulovým potenciálem elektroniky, což naznačuje, že přenos parazitního signálu byl spíše indukčního než kapacitního charakteru. Plechový magneticky vodivý pásek, který obepínal trubici po celém obvodu vně cívek byl zároveň použit jako stínění pro kabeláž určenou pro spojení elektronik obou desek (na obr. 8.1 je patrné, že vodiče jsou vedeny vně magneticky vodivého pásku) a byl vodivě spojen s nulovým potenciálem desek.

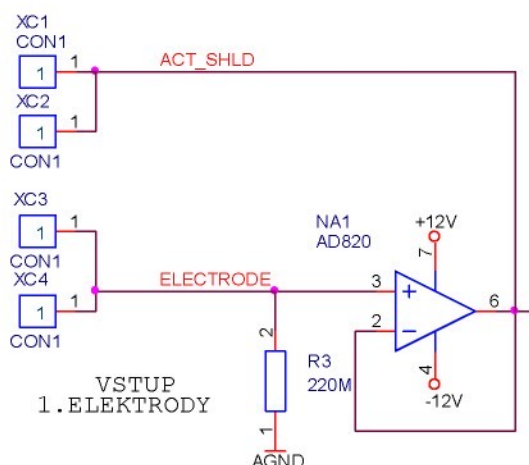
modelu tento požadavek nebyl splněn, neboť se jednalo o pokus prokázání funkce, nikoliv o udržení přesnosti. Byl zvolen sinusový průběh, neboť alternující stejnosměrné napětí vyvolává problémy s překmity na hranách a tedy nutnost přídavné elektroniky při vyhodnocení signálu.

8.1.2.2 Vstupní zesilovač

Vstupní zesilovač musí splňovat následující požadavky diskutované v kap. 7.3.1:

- minimální vstupní zbytkové proudy (stovky fA) a jejich nízký teplotní drift z důvodu vysoké impedance na vstupu zesilovače ($R_{in} = 220\text{M}\Omega - 470\text{M}\Omega$),
- co nejnižší napěťový offset ($U_{off} < 200\mu\text{V}$) pro co nejnižší napětí na aktivním stínění,
- nízký šum pro co nejcitlivější získávání signálu,
- stabilita při pracovních teplotách od 0°C do 100°C z důvodu plošného spoje umístěného přímo na měřicí trubici.

Těmto požadavkům v dnešní době odpovídá mnoho vyráběných typů operačních zesilovačů, zejména firem Analog Devices a Texas Instruments. Zejména řada AD86xx od firmy Analog Devices se jeví jako ideální pro toto použití. Na prvním prototypu byl vyzkoušen obvod AD8641 (zbytkový proud 250 fA), ale byl velmi citlivý na filtraci napájení, takže pro další pokusy byl zvolen osvědčený klasický OZ s tranzistory FET na vstupech AD820 (viz obr. 8.5).



Obr. 8.5: Zapojení vstupního zesilovače.

Tento operační zesilovač má následující parametry (resp. jejich maximální hodnoty): $I_{bias} = 10\text{ pA}$, $U_{off} = 400\text{ }\mu\text{V}$, $U_{noise} = 15\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. V praxi to znamená, že na odporu $220\text{ M}\Omega$ bude vlivem zbytkového proudu úbytek napětí 2,2 mV, k tomu je nutno přičíst napěťový offset a na výstupu napěťového sledovače pak je parazitní napětí 2,6 mV, které je však stejnosměrné a které se pak následnou filtrací odstraní. Hodnota šumového napětí je při 470 Hz je 7 μV a rovněž pak při dalším zpracování bude vyfiltrováno. Důležité je, že vstupní zesilovač nebude těmito parazitními parametry uveden do výstupní saturace.

Jak je patrné ze schématu, výstup zesilovače je připojen na aktivní stínění (popsáno v kap. 7.3.1).

8.1.2.3 Frekvenční filtr s mezizesilovačem

Za napěťovým sledovačem je zapojena horní propust 2. řádu se zlomovým kmitočtem 400 Hz z důvodu omezení vlivu 50/100 Hz. Vliv síťové frekvence pak je potlačen o přibližně 30 dB. Následuje zesilovač o zesílení 15, takže na výstupu má maximální napětí 30 mV a konečně následuje dolní propust (zlomový kmitočet 10 kHz), která zamezuje vliv zejména šumů a zákmitů vlivem parazitních kapacit a indukčností v obvodu.

Následující diferenciální zesilovací stupeň (zesílení 10) již zpracovává signály z obou elektrod a vyhodnocuje jejich rozdíl. Na výstupu je pak zesílené napětí odpovídající průtoku včetně synchronních parazitních složek. Rozdílový zesilovač má dvě funkce - jedna zdvojnásobuje citlivost měření, neboť měří rozdíl napětí z elektrod, jednak potlačuje vliv parazitních složek, které se souhlasně přičítají k užitečnému signálu v přenosovém řetězci obou elektrod. V praktickém měření bylo zjištěno, že parazitní signály bohužel nejsou zcela symetrické a jejich velikost je i za rozdílovým zesilovačem několikanásobně vyšší než užitečný signál (stupeň zarušení je závislý na geometrii čidla a v provedení stínění oproti vlivu síťové frekvence), takže je nutné kompenzovat v dalším stupni a teprve po této kompenzaci výsledný signál znovu zesílit.

8.1.2.4 Obvod kompenzace parazitních vlivů

Tento obvod je realizován diferenciálním zesilovačem (přístrojovým zesilovačem), kdy do jednoho ze vstupů je implantován snímaný signál a do druhého vstupu je veden fázově posunutý signál (oproti buzení) s takovou fází a amplitudou, aby na výstupu kompenzoval rušivé synchronní složky při nulovém průtoku. Na výstupu tohoto zesilovače je pak signál o minimální úrovni rušivého napětí. Následuje zesilovač (zesílení 10).

8.1.3 Měření a zpracování naměřených hodnot

Pro vyhodnocení signálů na konci zesilovacího řetězce byla použita metoda synchronní detekce s externím lock-in zesilovačem (viz kap. 7.3.2), a dále 4kanálový osciloskop. Symetrické napájení bylo generováno stabilizovaným zdrojem stejnosměrného napětí. Všechny přístroje jsou popsány v příloze 4.

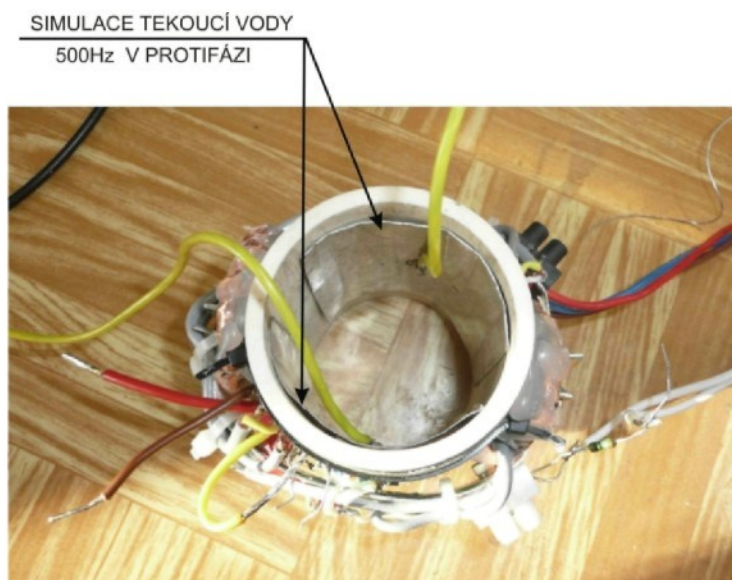
Vzhledem ke skutečnosti, že není možné často měřit na průtokoměrné lince, byla věnována značná pozornost na přípravu měření a odladění činnosti čidla v laboratorních podmínkách. Jelikož není možné trubicí čidla propouštět tekoucí vodu, bylo nutné tok simulovat. K tomu účelu byly do průtokoměrného profilu vloženy dvě simulační elektrody (viz. obr. 8.6), do kterých byl implementován nízkourovňový signál, mezi oběma elektrodami fázově posunutý o 180°.

Byla provedena tato měření:

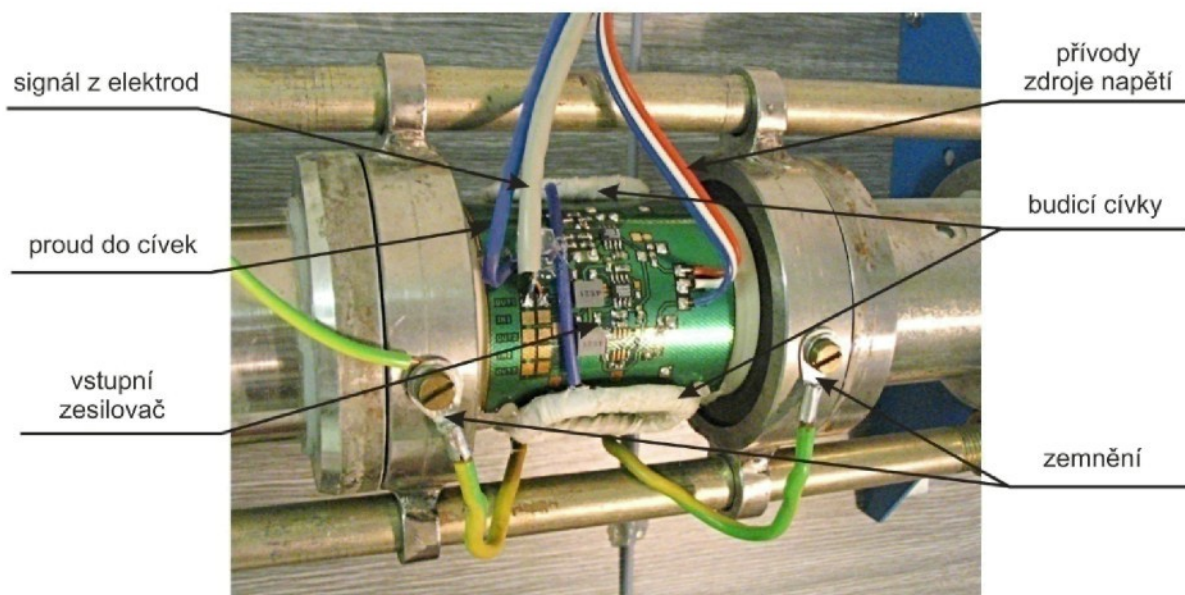
- 1) měření, které mělo za použití simulátorů tekoucí vody prokázat možnost průniku signálu z prostoru uvnitř trubice pomocí kapacitních elektrod do zesilovacího řetězce a následné zpracování signálu, a to bez budicího signálu do cívek,

- 2) měření bez simulace vstupního signálu při generování budicího signálu do cívek. Toto měření mělo určit velikost průniku transformační složky z budicího signálu do zesilovacího řetězce čidla a zjistit možnost kompenzace tohoto parazitního signálu,
- 3) měření při zapojení simulátorů tekoucí vody i injektáži proudu do budicích cívek. Toto měření mělo simulovat činnost čidla v kompletním provedení,
- 4) měření na průtokoměrné lince.

Simulátory tekoucí vody byly provedeny dle obr. 8.6.



Obr. 8.6: Simulace průtoku pomocí signálu injektovaného do elektrod uvnitř průtokoměrného profilu.

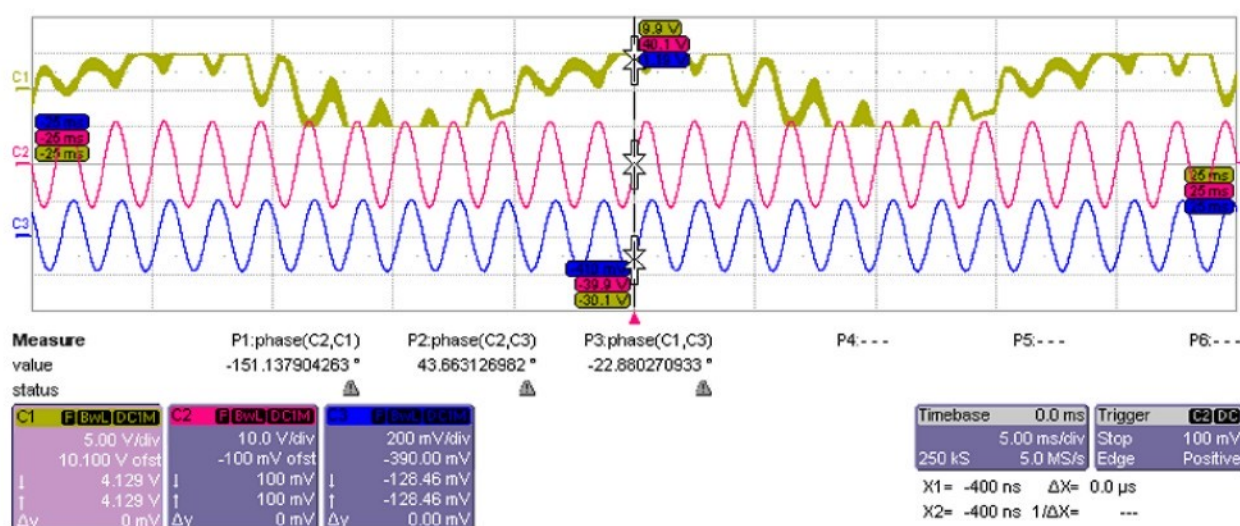


Obr. 8.7: Reálné zapojení čidla na průtokoměrné lince.

Těmito měřeními byla prokázána následující fakta:

Vliv 50 Hz je značný a je závislý na přítomnosti vody (vzdáleně připojené k PE a nulovému potenciálu elektroniky) v měřeném profilu. Při simulaci dle obr. 8.6 nebo při neuzemněné kapalině má hned za vstupním napěťovým sledovačem amplitudu přibližně 400mVpp, takže při maximálním průtoku přibližně 200krát vyšší amplitudu než užitečný signál. Je proto nanejvýš nutné tento signál potlačit z důvodu možného uvedení následujících zesilovačů do stavu saturace.

Na obr. 8.8 je patrný vliv 50 Hz i budicího signálu na výsledný signál, simulace užitečného signálu není implementována, přesto výstupní zesilovač je již saturován.

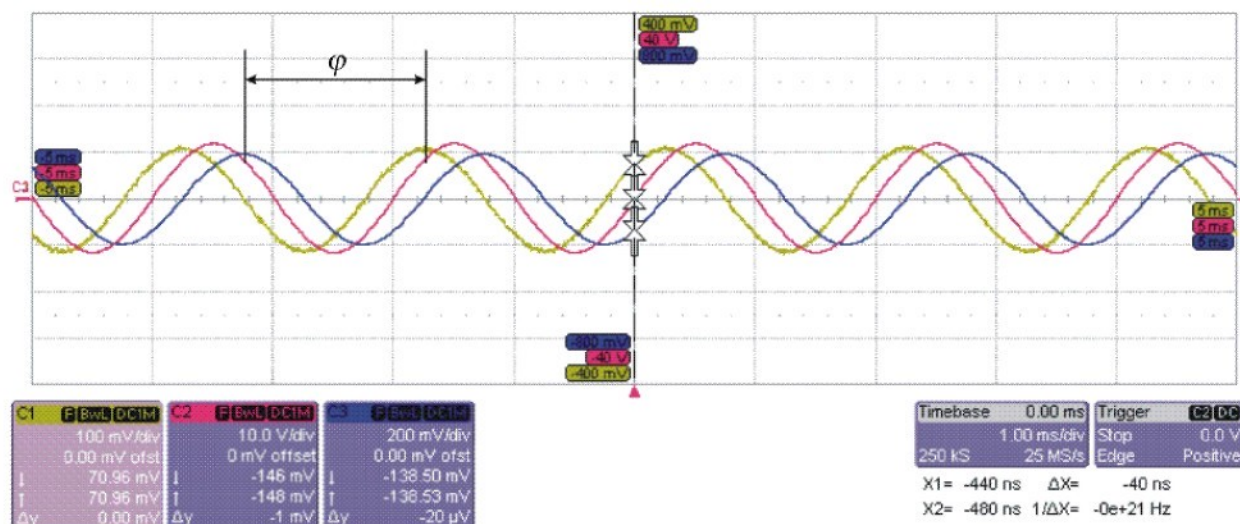


Obr. 8.8: Vliv budicího signálu a 50 Hz na výsledný signál.

C1 - zesílený signál před posledním zesilovacím stupněm, C2 - napětí na budicích cívkách, C3 - proud budicími cívkami snímaný na rezistoru 1Ω.

Vliv parazitní kapacitně-transformační složky je rovněž značný - bylo zjištěno, že ve stávajícím provedení má tato složka amplitudu přibližně 200 mV za 2. zesilovacím stupněm, tedy asi 7krát vyšší amplitudu než má předpokládaný maximální užitečný signál, navíc s posunutou fází o 90° oproti budicímu proudu (viz

obr. 8.9).



Obr. 8.9: Fázový posuv mezi průběhy napětí (C2) a proudu na cívkách (C3) a parazitní transformační složkou, snímanou za 2. zesilovacím stupněm (C1).

Vliv 50 Hz byl únosně omezen jednak zařazení frekvenčního filtru, jednak vedením vodičů v těsné blízkosti magneticky vodivého pásu, použitého jako svorníky cívek, takže na konci zesilovacího řetězce se projevoval jako krátké záněbové zákmitý o frekvenci 100 Hz a amplitudě 10 mV, a tedy měl nepatrný vliv na výsledný signál o amplitudě 2 V_{pp}.

Vliv parazitní kapacitně-transformační složky byl výrazně omezen použitím rozdílového zesilovacího stupně (viz kap. 8.1.2.4), kdy tento signál byl účinně potlačen. Při simulaci sinusovým signálem pomocí elektrod umístěných uvnitř průtokoměrného profilu a při buzení cívek proudem 200 mA byl tento signál 750krát zesílen a detekován pomocí lock-in zesilovače.

Při měření na zaplněném potrubí s tekoucí vodou o vodivosti 200 μS/cm však tento FM neprokával reakci na průtok i při výrazném omezení parazitních vlivů. Z následného teoretického rozboru (viz. např. kap. 4.2.2) je patrné, že cívky byly poměrně malých rozměrů vzhledem k průměru trubice (a tedy vytvářené magnetické pole nebylo dostatečně homogenní), elektrody byly příliš rozměrné a zasahovaly pod budící cívky, takže jednak se zvýšila pravděpodobnost parazitního přenosu z cívek do elektrod, jednak vzdálenost krajů elektrod byla velmi malá (viz. obr. 8.1a), a tedy i napětí vzniklé integrací intenzity ($\int E dl$) je nízké a snižuje tak získávané napětí. Navíc elektrody i v podélném směru (s osou trubice) měly přesah přes podélný rozměr cívek, tedy docházelo k dalšímu zeslabení signálu na elektrodách.

8.1.4 Vyhodnocení výsledků měření

I přesto, že tento model neprokázal funkčnost principu, je ho možno pokládat za užitečný, neboť vyplynuly následující požadavky na další kroky ve vývoji čidla:

- oddálit magnetické buzení pomocí feritových profilů jednak pro dosažení homogennějšího pole, jednak pro oddálení budicího obvodu od měřeného profilu,
- zařadit frekvenční zádrž typu notch filtr 50/100Hz hned za první stupeň nebo naopak ostrou frekvenční propust (ovšem to s sebou nese významný posun fáze),
- dobře odstínit vstupní obvod elektroniky,
- snížit výšku elektrod, aby plocha elektrod byla pokud možno kolmá k magnetickému buzení.

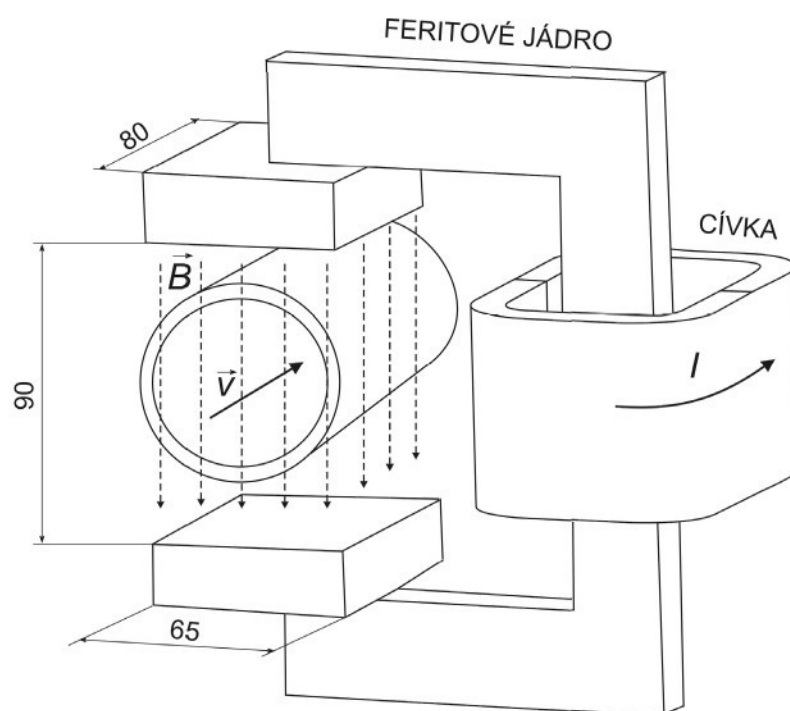
8.2 Druhý funkční model

Podmínky pro další vývoj vyplynuly z 1. funkčního modelu (viz. kap. 8.1). Bylo tedy navrženo čidlo, kdy magnetické pole bylo vytvořeno pomocí feritového obvodu, byla snížena plocha elektrod a i provedení elektroniky doznalo změny zařazením poměrně ostré frekvenční propusti.

8.2.1 Mechanické provedení čidla

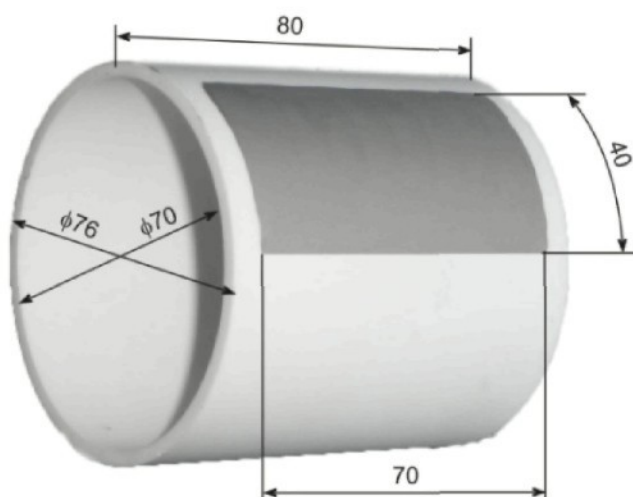
Vzhledem k mechanickým problémům s uchycením velkých cívek byl pro vytvoření homogenního pole zvolen magnetický obvod, ve kterém je využito feritového jádra tvaru C. Toto jádro bylo slepeno z feritových kvádrů o rozměrech 20×32×80 mm, materiál Pramet H21 (CF196), ostatní parametry již byly uvedeny v kap. 6.1.2.3.

Vnitřní průměr trubice je 70mm, tloušťka stěny trubice 3 mm, ostatní důležité rozměry jsou patrné z obr. 8.10 (rozměry uvedeny v mm). Cívka byla rozdělena na 4 sekce o následujících počtech závitů: 50/100/200/250. Důvodem pro rozdělení byla možnost sestavení cívky o počtu závitů 50 až 600 pro rozšíření možností při vytváření budicího pole.

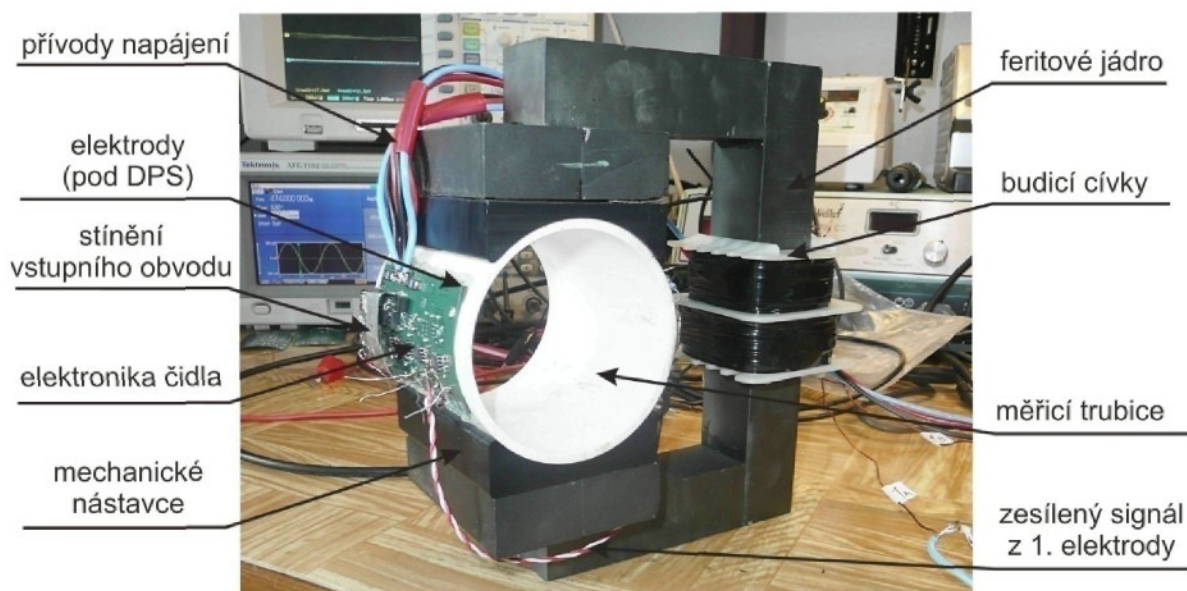


Obr. 8.10 Provedení magnetického obvodu průtokoměru.

Elektrody byly vytvořeny jako tenká 30 μm vrstva na povrchu keramické trubice, materiálem tohoto funkčního modelu byl molybden (20 μm) s ochrannou niklovou vrstvou (10 μm).



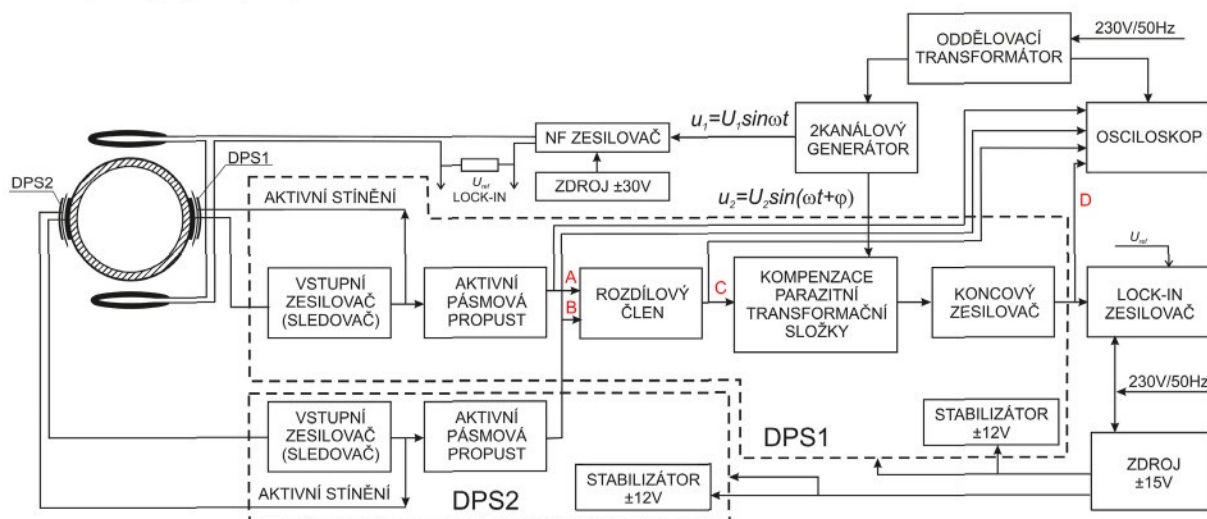
Obr. 8.11: Provedení povrchové elektrody.



Obr. 8.12: Praktická realizace čidla s jednou cívku a feritovým obvodem.

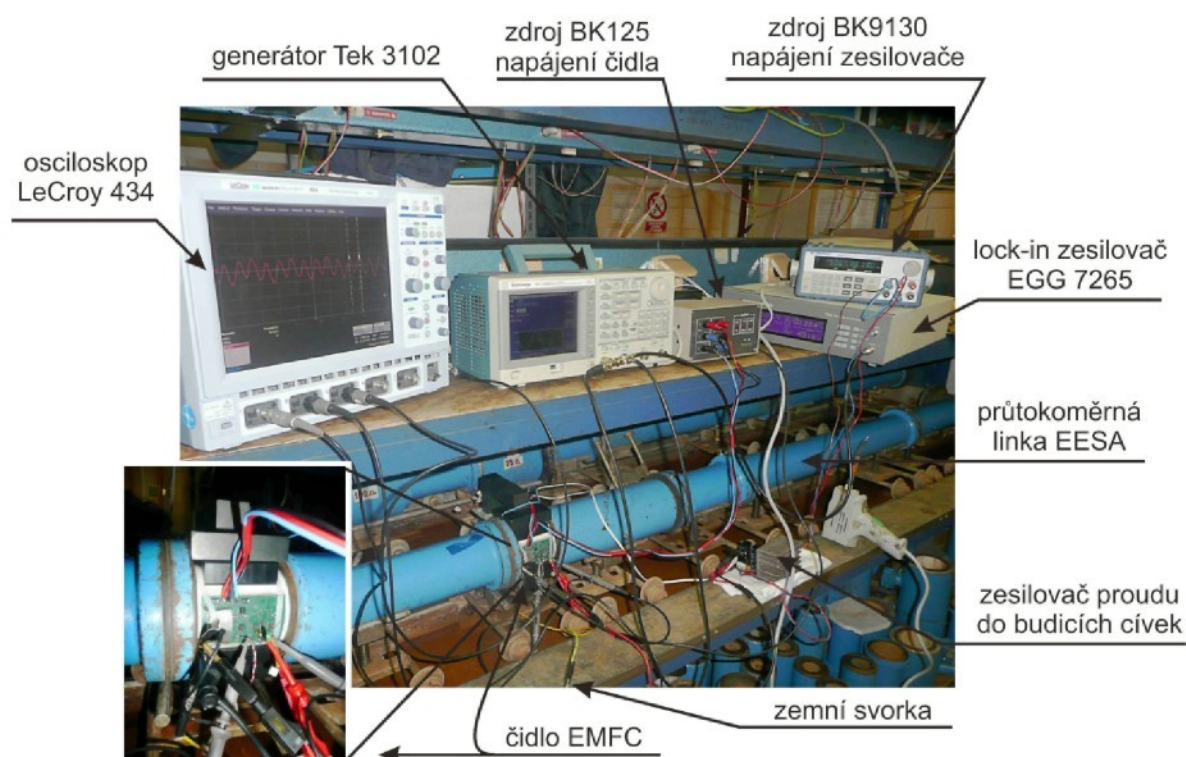
8.2.2 Elektronika čidla

Obdobně jako u 1. funkčního modelu je jako první stupeň zařazen napěťový sledovač, který vstupní vysokoohmový obvod impedančně oddělí a umožní tak připojit aktivní stínění. Na základě výsledků měření předchozího modelu však následuje poměrně ostrá aktivní frekvenční propust, naladěná na frekvenci 470 MHz. V následujícím rozdílovém zesilovači je vyhodnocen rozdílový signál mezi oběma elektrodami a pak je v dalším diferenciálním stupni kompenzována parazitní synchronní složka. V závěrečném zesilovači je již zesílen jen užitečný signál. Pro měření byly použity shodné přístroje jako při měření na prvním funkčním modelu a jsou popsány v příloze 4.



Obr. 8.13: Blokové schéma elektroniky 2. FM včetně měřicího pracoviště.

Celkové zapojení elektroniky včetně kusovníků a osazovacích schémat je v příloze 3. V dalších kapitolách popíšeme řešení jednotlivých bloků elektroniky čidla. Měřicí pracoviště na průtokoměrné lince EESA je zobrazeno na obr. 8.14.



Obr. 8.14: Měření na průtokoměrné lince - měřicí pracoviště.

8.2.2.1 Budicí obvod

Budicí obvod cívek je proveden stejně jako u prvního funkčního modelu, tedy nízkofrekvenční zesilovač s použitím obvodu TDA 7294. I v tomto měření byl použit sinusový signál o frekvenci 470 Hz.

Důležité bylo vybrat pro vytvoření co nejsilnějšího pole správnou sekci budících cívek. Na společné kostře byly navinuty 4 sekce cívek o následujících parametrech:

- 50 závitů - 1,38 mH
- 100 závitů - 6 mH
- 200 závitů - 23,1 mH
- 250 závitů - 35,5 mH

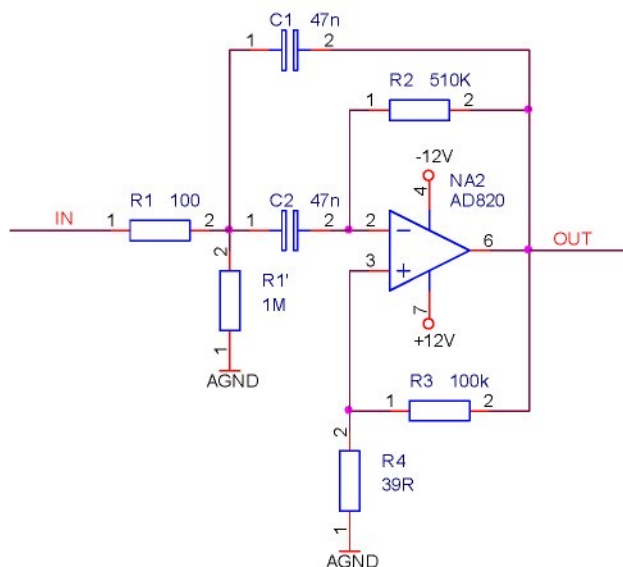
Pro vyvinutí magnetického pole o co nejvyšší magnetické indukci by bylo jistě výhodné všechna vinutí spojit, ale jak je uvedeno v analýze v kap. 6.4.2, indukčnost budících cívek by neměla přesáhnout 10 mH. Byla proto zvolena sekce se 100 závity a indukčností 6 mH.

8.2.2.2 Vstupní zesilovač

Vstupní zesilovač je proveden stejně jako u prvního funkčního modelu aktivního stínění. Vstupní odpor byl snížen na 220 M Ω z důvodu nižšího zarušení zejména signálem 50 Hz.

8.2.2.3 Frekvenční filtr

V tomto funkčním modelu byla použita aktivní pásmová propust 2. řádu navržená dle [19]. Z důvodů minimalizace parazitních vlivů byla zvolena verze s jedním operačním zesilovačem a minimálním počtem pasivních součástek (viz obr. 8.15).



Obr. 8.15: Zapojení aktivní pásmové propusti (pro nejvyšší činitel jakosti).

Pro tuto propust platí následující vztahy. Pro zjednodušení byly zavedeny koeficienty α , β a γ , které vyjadřují poměry použitých pasivních prvků.

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1}, \quad \beta = \frac{C_2}{C_1}, \quad \gamma = \frac{R_4}{R_3}, \quad (8.1)$$

Potom střední kmitočet propusti a činitel jakosti lze vyjádřit vztahy:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}}, \quad Q = \frac{\sqrt{\alpha\beta}}{\beta(1-\alpha\gamma)+1} \quad (8.2)$$

A přenos je po zjednodušení v prostředí MATLAB:

$$K(p) = \frac{U_2}{U_1} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \frac{(R_1C_1)^3(R_2C_2)^2 p}{R_1R_2C_1C_2p^2 + \left[R_1(C_1+C_2) - R_2C_2 \frac{R_4}{R_3}\right]p + 1}, \quad (8.3)$$

Toto zapojení je vhodné pro shodné kondenzátory, tudíž $\beta = 1$. Nejvyšší činitel jakosti pak vychází při dodržení nerovnosti $\alpha \gg 1$. Vhodným poměrem α (případně použitím děliče R_3/R_4) je dosaženo vysokého činitele jakosti, ovšem na úkor vysoké citlivosti fázového posuvu mezi vstupním a výstupním signálem. V případě použití této pásmové propusti pro zesilovač signálu z elektrod je velmi důležitá shoda fázového posuvu v zesilovačích obou elektrod,

neboť oba signály jsou vedeny na rozdílový zesilovač, který zesiluje napěťový rozdíl zesílené odezvy na jedné konkrétní budicí frekvenci. V případě posuvu fáze jednoho zesilovače oproti druhému dojde k podstatnému útlumu signálu. Proto byl původní zisk na střední frekvenci propusti ($K(p) = 1000$) snížen na 200 a bylo pak možné s dobrou shodou nastavit střední frekvenci filtru na obou zesilovačích. Při zachování stejné střední frekvence pro shodné kondenzátory bylo nutné zachovat součin $R_1 R_2$ konstantní, přičemž koeficient α byl snížen z původního 5100 na 90. Výsledné hodnoty jednotlivých prvků jsou pak následující:

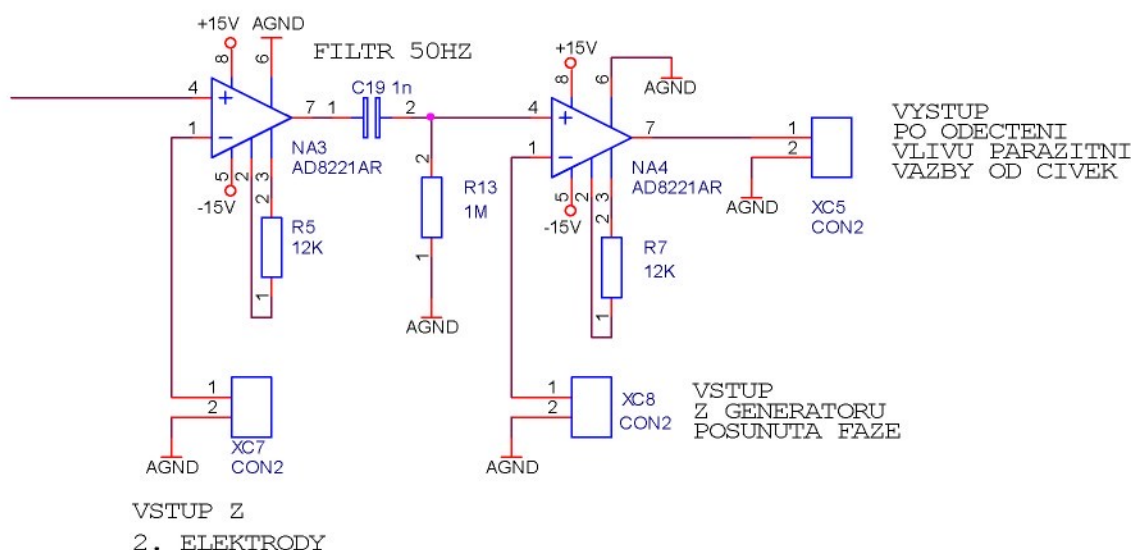
$$\begin{aligned} R_1 &= 68k\Omega \\ R_2 &= 750\Omega \\ R_3 &= 0\Omega \\ R'_1, R_4 \dots &\text{nejsou zapojeny} \\ C_1 &= C_1 = 47nF \end{aligned} \tag{8.4}$$

I při takto sníženém činiteli jakosti pásmové propusti však v praktickém zapojení vykazovaly propusti na obou elektronikách určité rozdíly a bylo obtížné naladit je na stejnou frekvenci a v případě teplotního působení na průtokoměrné lince nebyl posuv fáze u obou elektronik stejný, což způsobovalo potíže při vyhodnocování signálu.

8.2.2.4 Rozdílový zesilovač a koncový zesilovač

Zesílené výstupy z obou elektronik jsou vedeny do rozdílového zesilovače, který v praktickém zapojení má zesílení 1. Pro tento zesilovač je velmi vhodné použít přístrojový zesilovač, přičemž výsledný signál je vztažen k nulovému potenciálu.

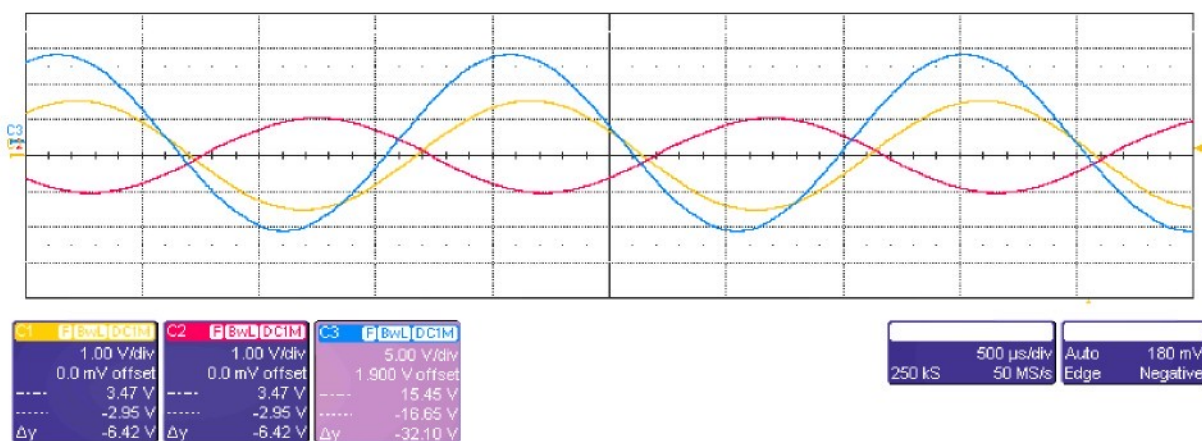
I přesto, že je použita poměrně strmá pásmová propust, stejně se při praktickém měření dostal do signálového řetězce rušivý signál 50 Hz. Proto i za tímto stupněm je zařazena horní propust 1. řádu. Dále je signál veden do koncového zesilovače, který tvoří opět přístrojový zesilovač. Do jednoho vstupu je přiveden signál z elektrod, ovšem tento signál je součtem užitečného signálu a parazitních složek. Signál 50 Hz je již dostatečně potlačen, ale vliv transformační složky včetně vlivu vířivých proudů je velmi vysoký. V praktickém měření byl několikanásobně vyšší než signál odpovídající průtoku. Poměrně příjemnou vlastností parazitního signálu je jeho sinusový průběh. Fáze je ovšem odlišná od užitečného signálu. Proto v okamžiku nulového průtoku je možno z externího generátoru přivést signál o stejné frekvenci jako je frekvence budicího signálu do cívek do druhého vstupu přístrojového zesilovače a pomocí regulace amplitudy a fáze minimalizovat amplitudu výstupního signálu tohoto zesilovače.



Obr. 8.16: Zapojení koncového zesilovače.

8.2.3 Naměřené výsledky

Pro první pokusy čidlo nebylo nainstalováno na potrubí, přičemž sinusový signál o amplitudě 4 mV_{pp} a frekvenci 470 Hz byl simulován přímo do vstupních elektrod v protifázi. Na obr. 8.17 jsou zobrazeny signály z elektrod za pásmovou propustí (průběhy $C1$ a $C2$) a výsledný rozdílový signál 5krát zesílený. Je patrné, že hlavním problémem celého zapojení je posun fáze pásmovou propustí. I když jsou elektroniky obou elektrod totožné, stejně dochází k posuvu fáze vlivem tolerančního rozptylu použitých součástek, jak ukázal toleranční rozbor, zejména rozptyl odporů R_1 a R_2 ze schématu na obr. 8.15.



Obr. 8.17: výsledné průběhy při simulaci průtoku.

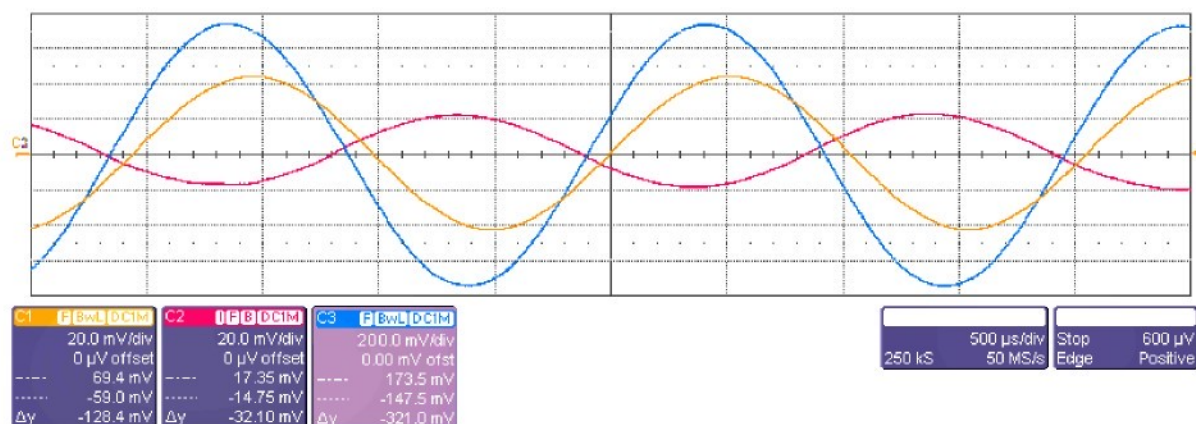
C1 (žlutý), C2 (červený) - průběhy jednotlivých elektrod za pásmovou propustí,
C3 (modrý) - signál za součtovým zesilovačem.

Následně byl obdobně jako u prvního funkčního modelu signál injektován do dvou kovových elektrod z pocínovaného plechu umístěných na vnitřní stěně průtokoměrného profi-

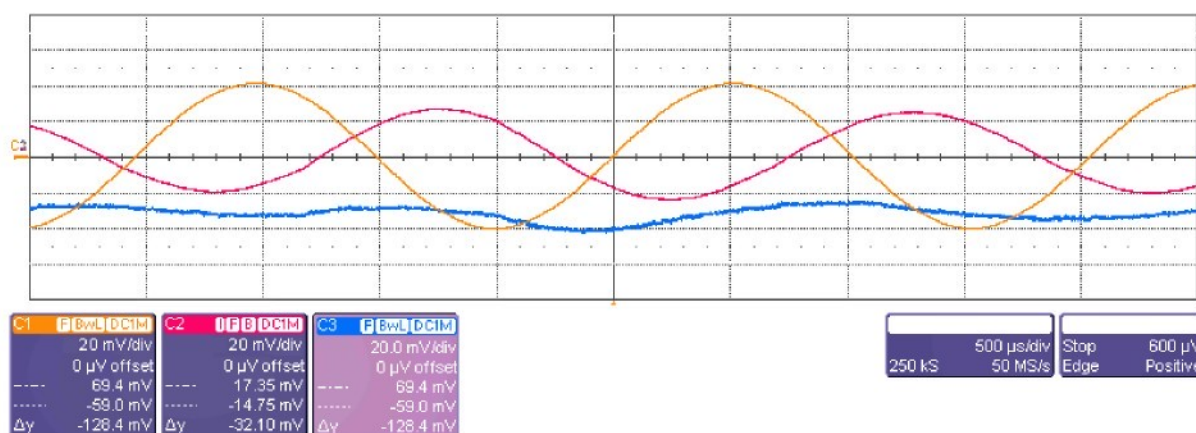
lu. Měření prokázalo, že signál projde měřicím řetězcem stejně jako při přímé injektáži do elektrod, ovšem zarušení signálem 50 Hz bylo značné a prošlo i pásmovou propustí. Bylo proto nutné zařadit do zesilovacího řetězce ještě filtr 50 Hz, jak je patrné z obr. 8.16.

Při zapojení čidla EMFC do kalibrační linky (viz obr. 8.14) je zásadní připojení nulového bodu elektroniky s kostrou linky. V případě nedokonalého spojení je již první stupeň (napěťový sledovač) v saturaci.

Při nulovém průtoku byly sejmuty signály z obou elektrod za pásmovou propustí (viz průběhy C1 a C2). Signály o napětí cca 40 mV_{pp} jsou vedeny do rozdílového členu NA3 (viz obr. 8.16), na jehož výstupu je signál 5krát zesílen, tedy je o amplitudě cca 400 mV_{pp}. Signál je veden do rozdílového zesilovače NA4 (opět se zesílením 5), do jehož druhého vstupu je veden z externího generátoru kompenzační signál o stejné amplitudě i fázi. Na výstupu je pak možno dosáhnout poměrně vysokého potlačení parazitního signálu (viz změna amplitudy z cca 1,5 V_{pp} na řádově milivoltový signál průběhu C3 na obr. 8.18a a obr. 8.18b).



a) signál před kompenzací za rozdílovým členem NA4



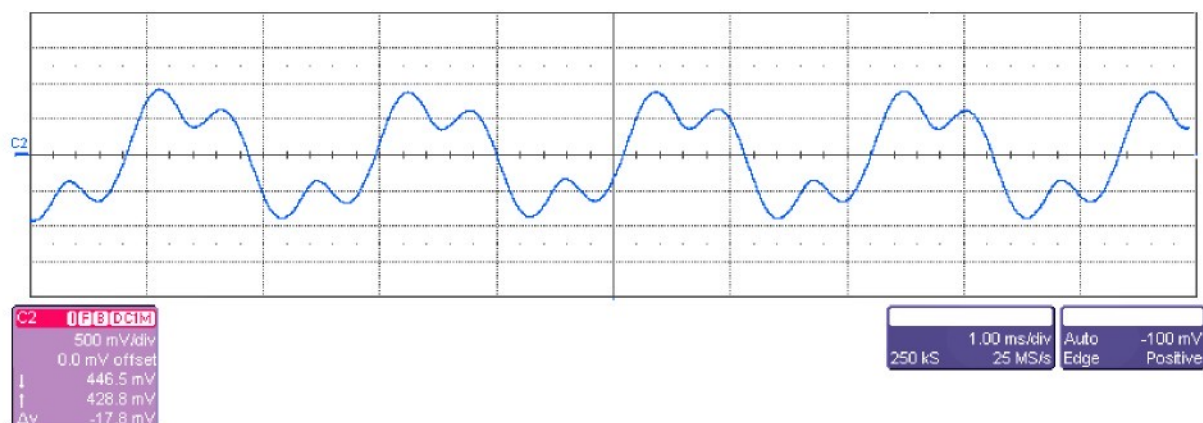
b) signál po kompenzaci za rozdílovým členem NA4

Obr. 8.18: Průběhy před a po kompenzaci parazitních napětí: C1 - průběh z 1. elektrody snímáný za pásmovou propustí, C2 - průběh z 2. elektrody snímáný za pásmovou propustí, C3 - průběh signálu za rozdílovým kompenzačním členem.

Problémem však zůstává dlouhodobá a teplotní stabilita. Cívky se vlivem procházení proudu a vlivem působení okolí ohřívají a tedy dochází ke zvýšení jejich ohmického odporu

($\alpha_{T(Cu)} \cong 0,4\%/1^\circ\text{C}$). Při ohřevu až o 100°C může tedy dojít ke zvýšení odporu až o 40%, což vede ke značné změně konstanty L/R a s tím souvisejícímu posuvu fáze mezi napětím a proudem. Potěšující je, že z provedených měření vyplývá stabilní posun parazitních napětí za proudem v budících cívkách, takže je možné snímat proud (což je stejně nutné v celé koncepci zpracování měření - viz kap. 10.2) a u kompenzačního signálu udržovat stálý fázový rozdíl, zjištěný při měření na nulovém průtoku.

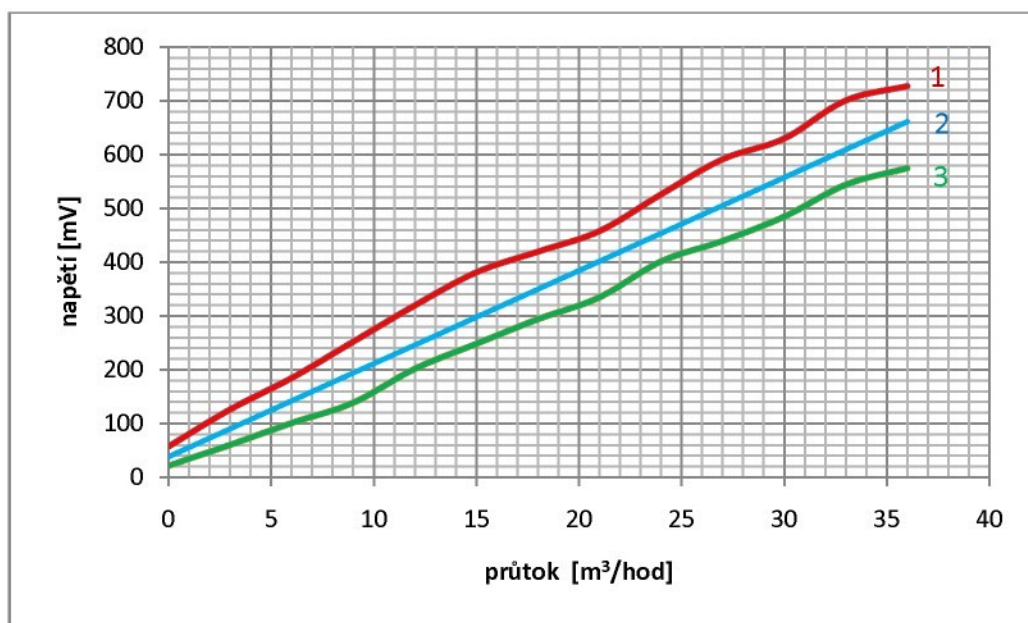
Čidlem pak bylo podrobena průtokoměrné zkoušce od nulového průtoku do průtoku $36 \text{ m}^3/\text{hod}$, což je přibližně jedna čtvrtina maximální hodnoty průtoku pro dané DN. I přes účinnou kompenzaci se parazitní signál infiltroval do užitečného a výsledný signál na konci zesilovacího řetězce pro maximální průtok je zobrazen na obr. 8.19.



Obr. 8.19: Výsledný průběh za koncovým zesilovačem při maximálním měřeném průtoku.

Na první pohled není zcela zřejmá amplituda užitečného signálu, ale měření na paralelně zapojeném lock-in zesilovači (referenčním signálem byl proud do cívek snímaný na odporu $2,7 \Omega$) prokázala závislost napětí na měřeném průtoku. Bohužel reprodukovatelnost měření nebyla příliš dobrá, při mnohanásobném měření se rozptýl, který odpovídal 15-20procentní nepřesnosti a při maximálním průtoku $36 \text{ m}^3/\text{hod}$ se pohyboval mezi 0,51 a 0,67 V, což je velmi nepřesný výsledek. Nemá tedy smysl v této fázi výzkumu vyjadřovat nejistotu měření, neboť opakovatelnost není dobrá a dosažení vyšší přesnosti si vyžádá ještě další výzkum.

Na obr. 8.20 je znázorněn graf závislosti výstupního napětí s rozptylem, který byl získán z týdenního sledování měřiče průtoku, přičemž napětí při nulovém průtoku bylo vždy znovu individuálně kompenzováno kompenzačním členem NA4.



Obr. 8.20: Závislost výstupního napětí zesilovače na měřeném průtoku (červený (1) a zelený (3) průběh zobrazují mezní hodnoty naměřené při daném průtoku, modrý průběh (2) střední hodnotu závislosti).

Bylo zjištěno, že nestabilním prvkem, který zanáší tyto nepřesnosti je poměrně ostrá fázová propust (viz diskuze v kap.8.2.2.3), která i při malých změnách jednotlivých komponent, způsobených zejména vlivem změny teploty, mění značně fázi a tedy i amplitudu zpracovávaného signálu.

Na základě těchto zjištění je tedy nutné změnit elektroniku čidla a zejména se zaměřit na symetrické zpracování z obou elektrod. Nemělo by docházet k rozdílným zesílením a posuvu fáze při okolních vlivech, zejména při změně teploty. Další měření s touto elektronikou už tedy nebylo prováděno, princip metody byl potvrzen, bohužel dosažení vyšší přesnosti v tomto zapojení již není možné. Nemá tedy smysl např. vyhodnocovat nejistotu měření v tomto zapojení. V kap. 10.2 bude diskutována možnost úpravy elektroniky pro dosažení vyšší přesnosti získávaného signálu.

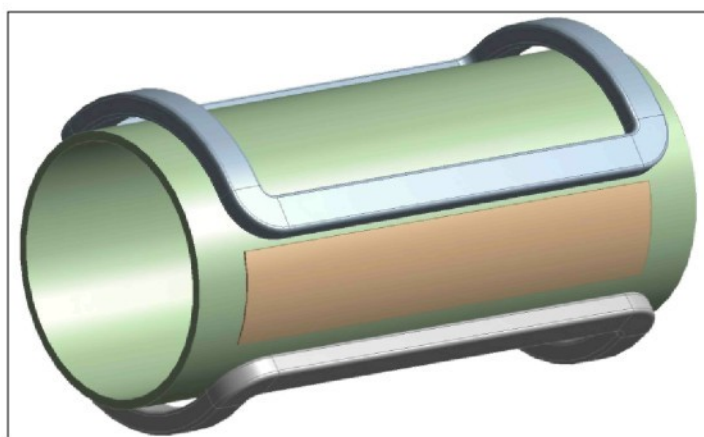
9 Optimalizace provedení čidla EMFC

9.1 Velikost elektrod a jejich kapacita

Jak bylo uvedeno v kap. 6.3.1, minimální kapacita elektrod by neměla klesnout pod 5 pF, avšak tato kapacita je již srovnatelná s parazitní kapacitou vstupního zesilovače a zejména s její možnou teplotní závislostí, která není v katalogových listech uvedena. Proto je nanejvýše vhodné kapacitu elektrod pokud možno zvýšit na co nejvyšší hodnotu. Vyšší kapacity však lze dosáhnout pouze u vyšších průměrů trubice. U nejnižších DN by bylo vhodné, aby kapacita neklesla pod 10 pF, což je při standardní délce čidla možné až do minimální světlosti DN10 (viz tabulka 6.1).

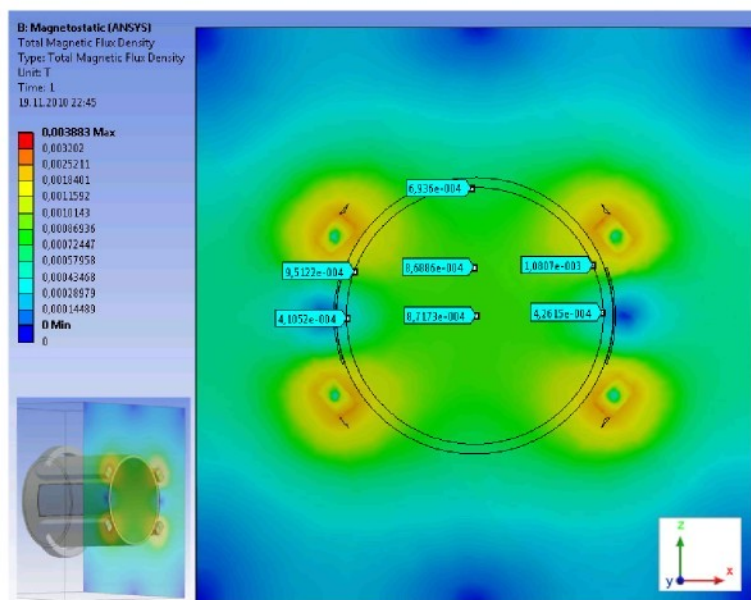
Ze studie modelu 1. funkčního modelu vyplývá, že pro zaručení nejvyššího zisku je třeba zajistit kolmost mezi siločarami budicího pole, elektrodou a směrem toku měřeného média. Je tedy výhodné zajistit co nejvyšší homogenitu pole v celém objemu, který obepínají plošné elektrody. Zásadním omezením pro rozměr elektrod je indukční a kapacitní parazitní přenos z budicích cívek do obvodu elektrod a vstupního zesilovače umístěného přímo na elektrodách. Je tedy třeba snížit výškový rozměr elektrod tak, aby obepínaly homogenní pole, nezasahovaly pod budicí cívky a přitom měly dostatečnou kapacitu pro přenos střídavého signálu 400-500 Hz.

Navrháme tedy tzv. zkušební model čidla, jehož cívky budou mít příčný rozměr větší než u 1. FM a podélný rozměr bude co možná nejdelší, abychom mohli zjistit podélný rozměr elektrod, kde již postranní nehomogenity (na příčných krajích cívek) nebudou mít vliv na získávání signálu. Z analýzy tohoto čidla pak je možno určit minimální podélný rozměr čidla i maximální výšku plošných elektrod. Celý model byl simulován v programovém prostředí ANSYS WORKBENCH na trubici o rozměrech druhého funkčního modelu, tedy DN70, podélný rozměr cívek je 130 mm.



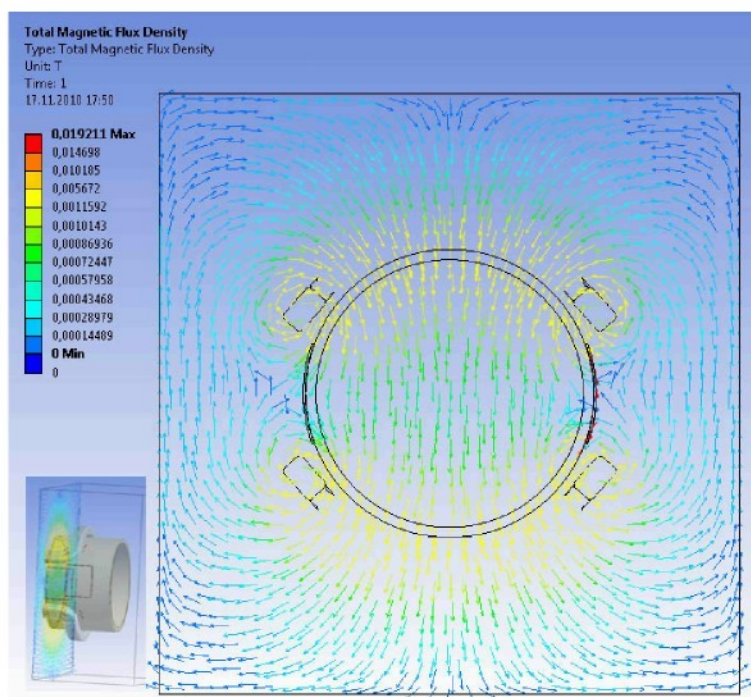
Obr. 9.1: Zkušební model čidla průtokoměru s rozměrnými cívkami.

Na obr. 9.2 je zobrazeno pole v příčném řezu uprostřed cívek, tedy 65 mm od kraje cívek. Na první pohled je patrný nárůst homogenity, hodnoty magnetické indukce se pohybují v rozmezí 0,4 až 1,1 mT, zatímco u 1. FM to bylo od 0,15 až 1,6 mT uvnitř měřeného profilu.



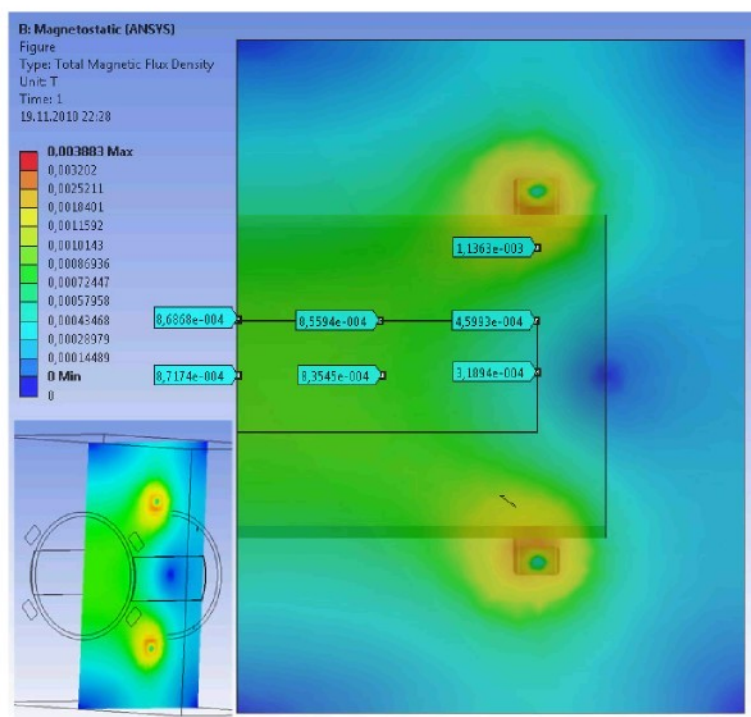
Obr. 9.2: Rozložení magnetického pole (B) zkušebnímu modelu v průřezu trubice v ose cívek

Homogenitu pole potvrzuje i zobrazení siločar na tomtéž řezu (viz obr. 9.3).



Obr. 9.3: Rozložení siločar na zkušebním modelu

Věnujme se nejdříve velikosti získávaného napětí v závislosti na rozměrech a umístění elektrod. Na zkušebním modelu je zřejmé, že od určité vzdálenosti od středového řezu směrem ke kraji trubice ubývá homogenity (viz obr. 9.4), to je nakonec patrné i na rozložení siločar na obr. 9.6.



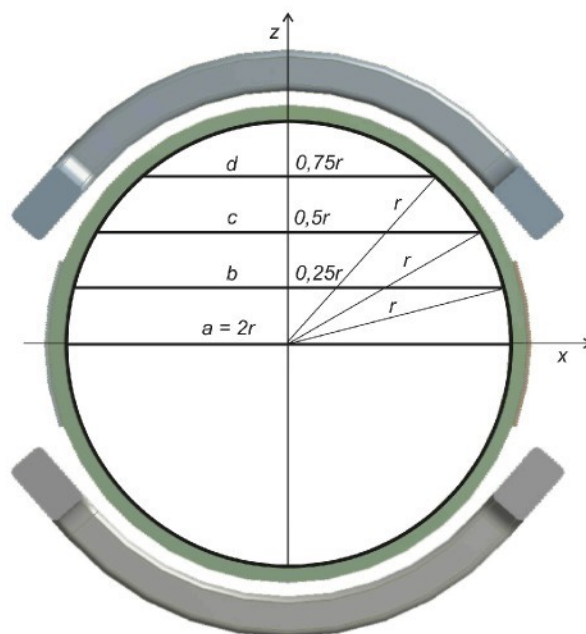
Obr. 9.4: Rozložení pole v podélném řezu uprostřed trubice zkušebního modelu

Ideálním řešením by bylo vytvořit v prostředí ANSYS kromě již předloženého rozboru magnetického pole i elektrostatickou analýzu. Použitý prvek SOLID 236 tuto analýzu umožňuje, problém však nastává v získání zdrojové informace pro elektrostatickou analýzu. Dle vzorce (3.7) můžeme z předpokládaného profilu rychlosti (paraboloid při laminárním proudění - viz např. [44]) a magnetického pole v každém elementu modelu získat vektorovým součinem intenzitu elektrického pole E . Elektrostatická analýza v prostředí ANSYS však vyžaduje jako zdrojovou informaci prostorový náboj ρ a nikoliv intenzitu elektrického pole. Jak je známo z 3. Maxwellovy rovnice (3.50), je potřeba provést divergenci nad každým prvkem prostorové sítě. Tento úkon však vyžaduje již poměrně složitou a časově náročnou studii, přistupme tedy k řešení problému s prostředky, které jsou k dispozici. Pro zjednodušení úvahy předpokládejme, že proudění kapaliny je laminární a v celém profilu homogenní, tedy o konstantní hodnotě. Hodnota složky E_x získané intenzity elektrického pole E je pak přímo úměrná hodnotě složky B_z magnetické indukce B , kterou máme vyhodnocenou v prostředí ANSYS. Vztah (3.7) se pak redukuje na

$$U_x = k \int_{l_x} B_z dl, \quad (9.1)$$

kde k je koeficient úměrný rychlosti kapaliny,
 B_z je složka B_z magnetické indukce B ,
 l_x je vzdálenost elektrod v místě vyhodnocení B_z .

Tento vztah platí v každé spojnici mezi elektrodami. Jelikož však elektrody jsou ekvipotenciály, výsledné napětí zřejmě bude váhovým průměrem všech příspěvků napětí ze vztahu (9.1). Zkoumejme tedy trubici ve 4 rovinných řezech v rovině průměru, ve výšce 25 %, 50 % a 75 % poloměru trubice v ose z (viz obr. 9.5 a obr. 9.6). V místě osy z , kde se osa protíná s průměrem kružnice je napětí nulové, protože i délka l_x je nulová.



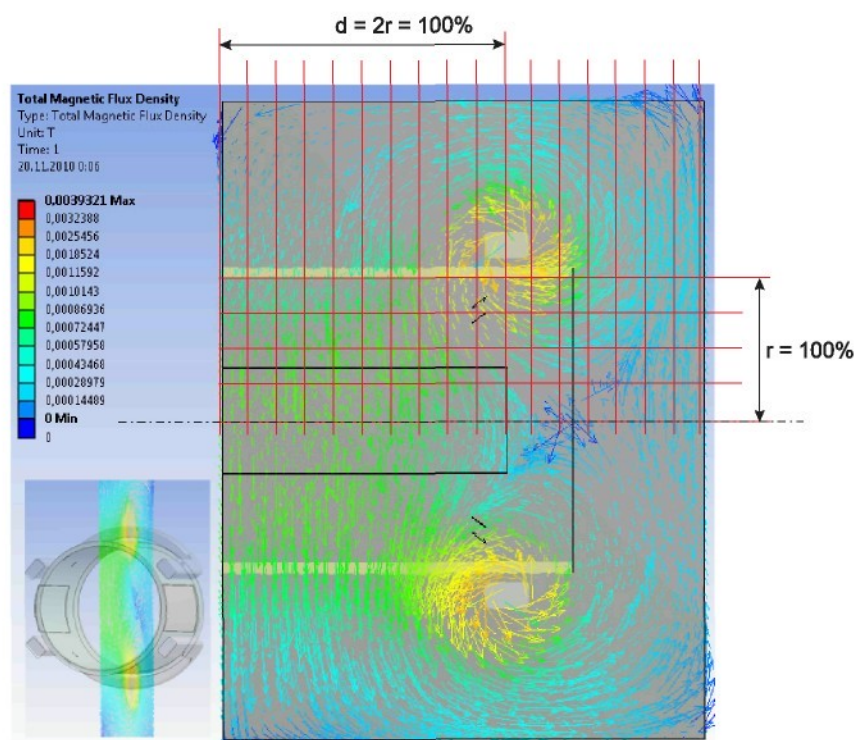
Obr. 9.5: Dělení trubice na podélné řezy.

Zkoumané dráhy v těchto řezech pro složku E_x vypočteme dle Pythagorovy věty:

$$a = 2r, \quad b = 1,93r, \quad c = 1,73r, \quad d = 1,32r, \quad (9.2)$$

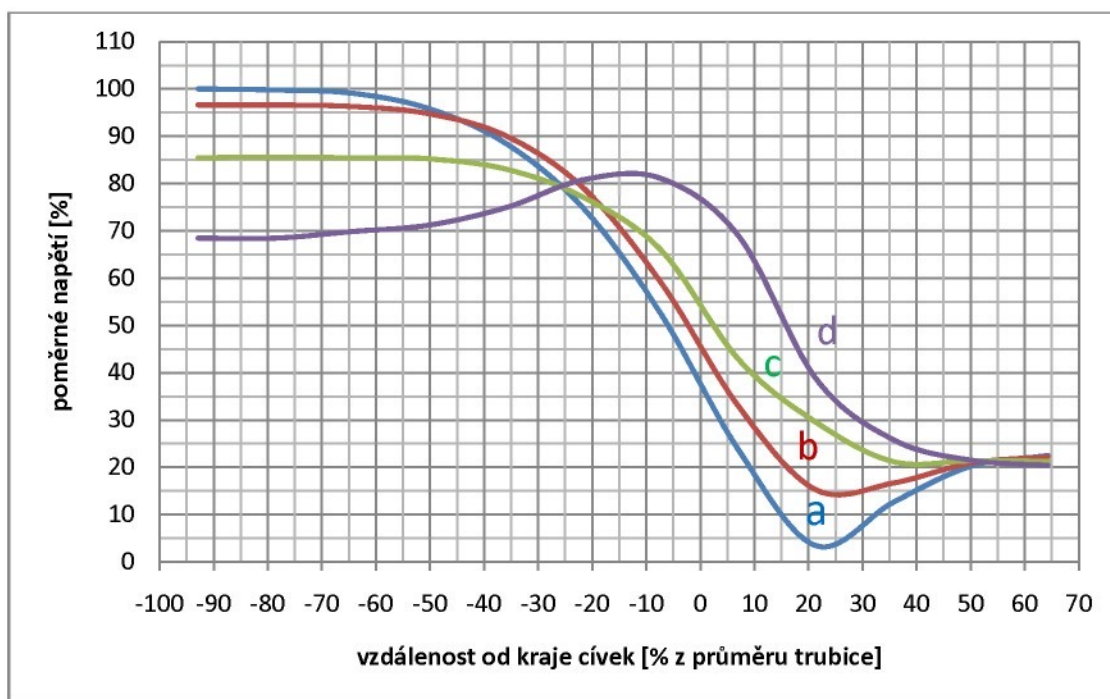
kde r je poloměr trubice a a, b, c, d jsou integrační dráhy v daných řezech.

Pro vyhodnocení optimálních rozměrů čidla nepotřebujeme počítat s absolutními hodnotami, zavedme tedy pojem "poměrné napětí" udávané v procentech, kde 100procentnímu napětí odpovídá úroveň napětí v úsečce procházející bodem symetrie čidla, tedy na podélné ose (y) uprostřed čidla. Integrací po úsečce mezi elektrodami, procházející tímto bodem, bychom totiž dostali napětí pro elektromagnetické čidlo s kontaktními elektrodami.



Obr. 9.6: Rozložení siločar v podélném řezu uprostřed trubice zkušebního modelu a dělení prostoru na příčné a podélné řezy pro výpočet napětí na elektrodách (100 % podélného rozměru = průměr trubice, 100 % výškového rozměru = poloměr trubice)

Výsledné průběhy na grafu z obr. 9.7 vyjadřují napětí vzorce (9.1), integrovaná v prostředí ANSYS po drahách a , b , c a d z obr. 9.5. Na obr. 9.7 jsou tato napětí zobrazena v grafu, kde na ose x je vzdálenost udávána v procentech průměru trubice a vztažným bodem je kraj cívek v ose y .



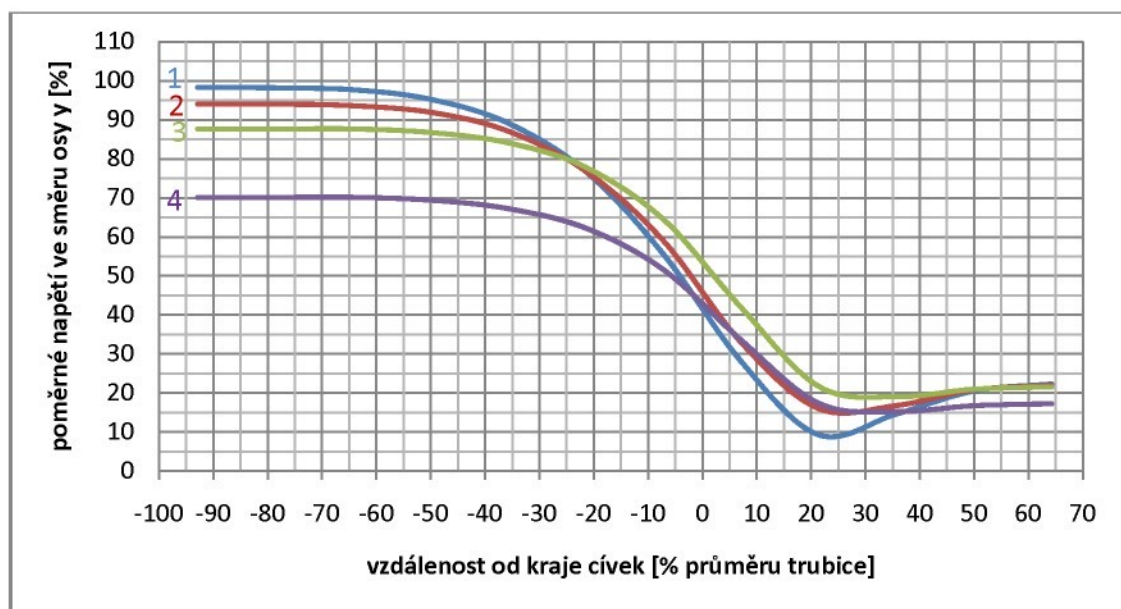
Obr. 9.7: Poměrné napětí získané po drahách a,b,c,d v rovině XZ (100 % = napětí ve středu čidla)

Je zřejmé, že napětí integrované po dráze a je nejvyšší v místech, kde je pole homogenní, tedy uprostřed cívek. Avšak přibližně ve vzdálenosti 25 % od konce cívek v podélné ose směrem ke středu čidla již pole silně klesá a napětí získaná výše od středu trubice jsou již v těchto místech vyšší. Naopak napětí integrované ve 3/4 výšky trubice je poměrně nízké v ustáleném homogenním poli uprostřed trubice, ale s přibližováním k cívce je pole silnější a toto napětí pak přispívá k celkovému napětí nejvíce.

Na obr. 9.8 je pak patrné relativní napětí ve svislých řezech v rovině XY, které bylo určeno jako průměr napětí, které se účastní tvorby náboje pro danou elektrodu (určeno z grafu na obr. 9.7). Výsledné vzorce pro výpočet napětí na elektrodách pro danou výšku elektrody tedy jsou:

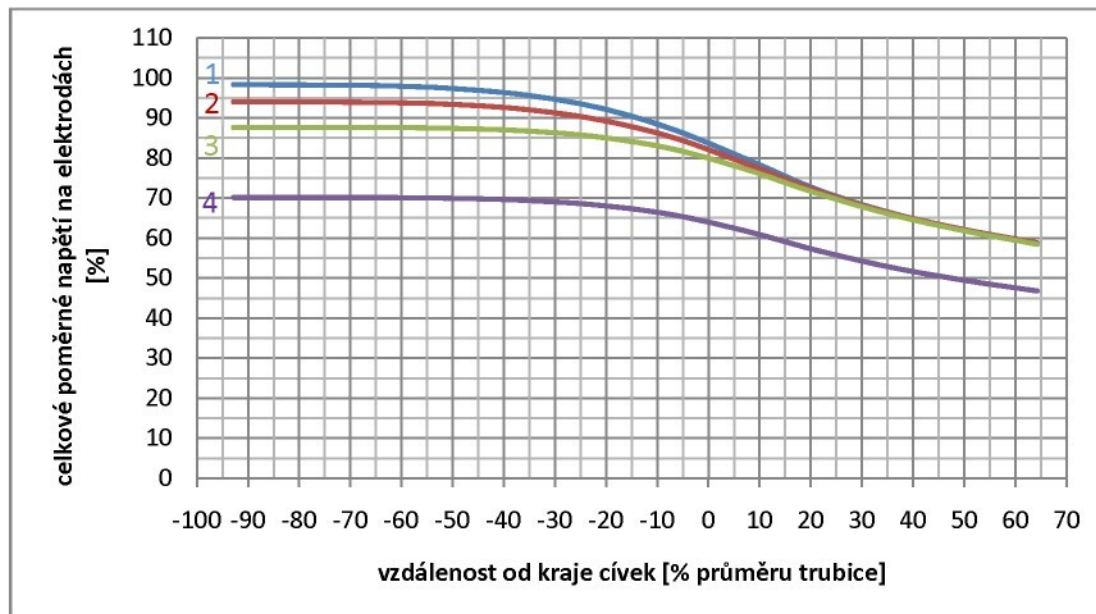
$$\begin{aligned}
 U_1 &= \frac{U_{pa} + U_{pb}}{2}, & U_1 &= \frac{U_{pa} + U_{pb} + U_{pc}}{3}, \\
 U_3 &= \frac{U_{pa} + U_{pb} + U_{pc} + U_{pd}}{4}, & U_4 &= \frac{U_{pa} + U_{pb} + U_{pc} + U_{pd}}{5}.
 \end{aligned}
 \tag{9.3}$$

Průběh 1 tedy znamená napětí získané ve svislém směru na elektrodě, jejíž průmět do roviny YZ je vysoký 2×25 % z poloměru trubice. Průběh 2 je pro 50 % elektrodu, průběh 3 je pro 75 % elektrodu a průběh 4 je pro elektrodu, která obepíná celou půlkružnici profilu trubice. Z grafu je zřejmé, že nejvyšší napětí dostaneme na příčných elektrodách umístěných od 0,65 násobku průměru trubice a dále od kraje cívek směrem ke středu čidla.



Obr. 9.8: Rozložení poměrného napětí ve svislých řezech v rovině XY. Průběh 1 pro elektrodu vysokou 2×25% poloměru, průběh 2 pro elektrodu 2×50% poloměru, průběh 3 pro elektrodu 2×75% poloměru, průběh 4 pro elektrodu obepínající celou polovinu povrchu trubice).

A konečně se dostáváme k výslednému napětí, které vznikne jako průměr hodnot z grafu na obr. 9.8 (hodnoty odečítány po 10 %), dostáváme tedy napětí na elektrodách v závislosti na délce i výšce elektrody.



Obr. 9.9: Výsledné napětí na elektrodách v závislosti na jejich délce v ose y.

Průběh 1 pro elektrodu s průmětem 2×25% poloměru do roviny YZ, průběh 2 pro elektrodu 2×50% poloměru, průběh 3 pro elektrodu 2×75% poloměru, průběh 4 pro elektrodu obepínající celou polovinu povrchu trubice

Z grafu na obr. 9.9 vyplývá, že na elektrodě, která má průmět výšky 0 - 75 % průměru do roviny YZ, si získávané napětí uchová poměrně vysokou hodnotu (nad 80 % z maximální hodnoty) u elektrody, jejíž podélný rozměr s osou trubice nepřesahuje krajní část cívek.

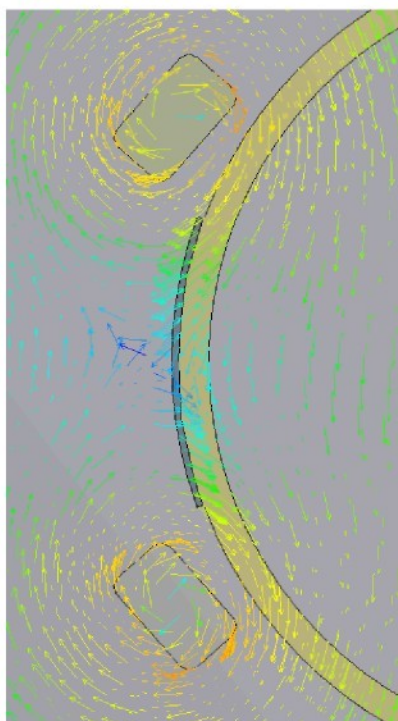
Je překvapivé, že i v případě, že elektrody přesahují cívky až o 60 % průměru trubice ve směru osy trubice, neklesne napětí na elektrodách pod 60 % maximálně možné hodnoty, získané na elektrodách v rovině XZ (symetrie mezi cívkami).

Samozřejmě maximální signál bude dosažen při co nejužší elektrodě, ale překvapivě ani při elektrodě, která pokrývá 27 % povrchu trubice (při průmětu 75 % do roviny YZ) neklesne získávaný signál pod 80 % při délce elektrody korespondující s délkou cívek. Tato skutečnost je tedy příznivá pro konstrukci elektrod z hlediska dosažení co nejvyšší kapacity a tím možnosti použití nižší frekvence pro získání vyšší úrovně pole při použití cívek o vyšší indukčnosti.

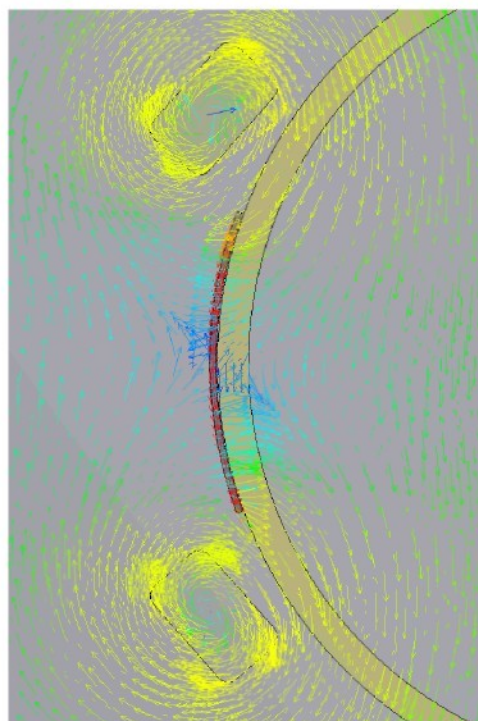
Pro komplexní pohled na všechny vlivy by neměl být opomenut ani vliv změny relativní permitivity materiálu měřicí trubice, která ovlivňuje velikost vazební kapacity. Dle tabulek v literatuře [24] je však zřejmé, že hodnota permitivity se v předpokládaném rozsahu teplot 0 - 100°C nemění, takže tento vliv lze evidentně zanedbat.

9.2 Materiál elektrod

Na průběh siločar magnetického pole uvnitř průtokoměrného čidla může mít vliv i materiál použitý na elektrody. Je zřejmé, že neferomagnetické materiály pole neovlivní, nebo případně jen nepatrně. Oproti tomu feromagnetické materiály i ve slabě napařené vrstvě mohou způsobit značnou nehomogenitu pole poblíž elektrod a ovlivnit tak úroveň výsledného signálu. Na obr. 9.10 je patrné ovlivnění siločar vlivem materiálu s vysokou permeabilitou. Na obr. 9.10b je patrné, jak je pole strháváno k magneticky vodivé elektrodě a tím je snížena homogenita uvnitř měřeného profilu.



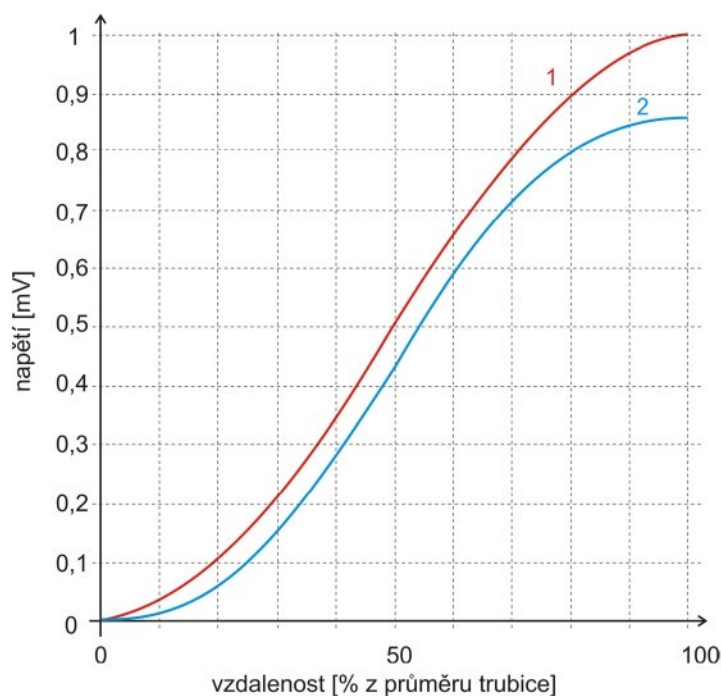
a) stříbrné elektrody



b) elektrody molybden - nikl

Obr. 9.10: Rozložení siločar pole poblíž elektrod

Proud budicími cívkami byl v modelu FEM nastaven tak, aby napětí mezi elektrodami v ose elektrod při konstantní rychlosti měřené kapaliny mělo úroveň 1 mV pro stříbrné elektrody. Integrujeme-li elektrickou intenzitu podél osy elektrod v případě elektrod z molybdenu s ochrannou vrstvou niklu, pak výsledné napětí mezi elektrodami klesne o 14 %, jak je patrné na grafu z obr. 9.11.



Obr. 9.11: Průběh napětí vzniklého integrací elektrické intenzity v ose elektrod (1 - stříbrné elektrody, 2 - elektrody molybden - nikl).

Další studií v prostředí ANSYS bylo ověřeno, že v jistém rozmezí téměř nezáleží na tloušťce elektrody s vysokou permeabilitou. Na modelu byly vytvořeny elektrody od 10 μm do 0,5 mm a výsledný rozdíl napětí byl pouze 0,5 %.

Z numerického modelu také vyplývá, že pole v ose x u feromagnetických elektrod na vnitřní straně trubice je velmi oslabeno oproti neferomagnetickým elektrodám (z modelu je možno odečíst zeslabení pole 2,2krát), avšak i z obr. 9.10 je zřejmý fakt, že siločáry jsou vlivem feromagnetických elektrod na jejich krajích zahuštěnější a pole je zde tedy silnější (z modelu je možno odečíst zesílení pole u feromagnetických elektrod 1,4krát). Výsledný pokles napětí (14 %) mezi oběma elektrodami určený z grafu na obr. 9.11 můžeme tedy považovat za maximální.

9.3 Provedení budicích cívek

Jak bylo řešeno v kap. 4.1.2, ideálním řešením by byly cívky tzv. Helmholtzovy cívky. Tyto cívky jsou sice plošné, takže dobře vyrobitelné, ale jejich rozměry jsou velké, takže pro praktické použití se nehodí. Pro 1. FM byly proto použity sedlové cívky s obdobným tvarem s cívkami, které se používají pro čidla s kontaktními elektrodami. Tyto cívky sice nevytvářejí

tak dobře homogenní pole, ale mají únosné rozměry a homogenita je uspokojivá. Pro EMFC by bylo jistě vhodné měnit příčný rozměr cívek tak, aby bylo dosaženo dobré homogenity v celém prostoru mezi elektrodami, ale na modelu v programovém prostředí ANSYS se jeví závislost na příčném tvaru cívek v určitém rozsahu jako nepříliš významná. Přesné provedení budících cívek by vyžadovalo podrobný průzkum, což by jistě přesáhlo plánovaný rozsah této práce. Pro výzkum na čidle EMFC postačil tvar cívek používaných u kontaktních čidel.

10 Stávající stav a perspektiva dalšího výzkumu

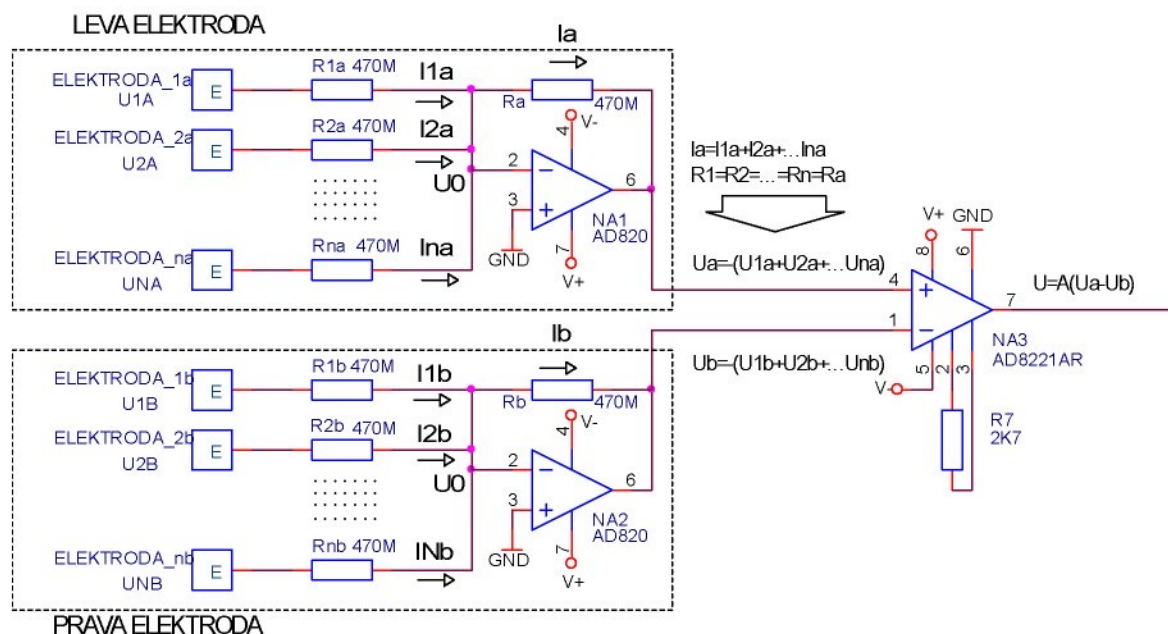
Stávající vývoj dospěl do fáze, kdy jeden funkční model prokázal princip, ale zároveň stále nedosahuje požadované přesnosti. Bylo zjištěno, že zásadní vliv na přesnost a stabilitu měření má jednak dobré stínění plošných elektrod, jednak provedení vstupního zesilovače. Pro další postup by tedy bylo vhodné změnit provedení čidla, a to zvýšením jeho citlivosti, upravit vstupní zesilovač dle získaných poznatků a zkonstruovat vyhodnocující elektroniku, která zpracuje signály z elektrod s patřičnou přesností.

10.1 Provedení čidla dalšího funkčního modelu

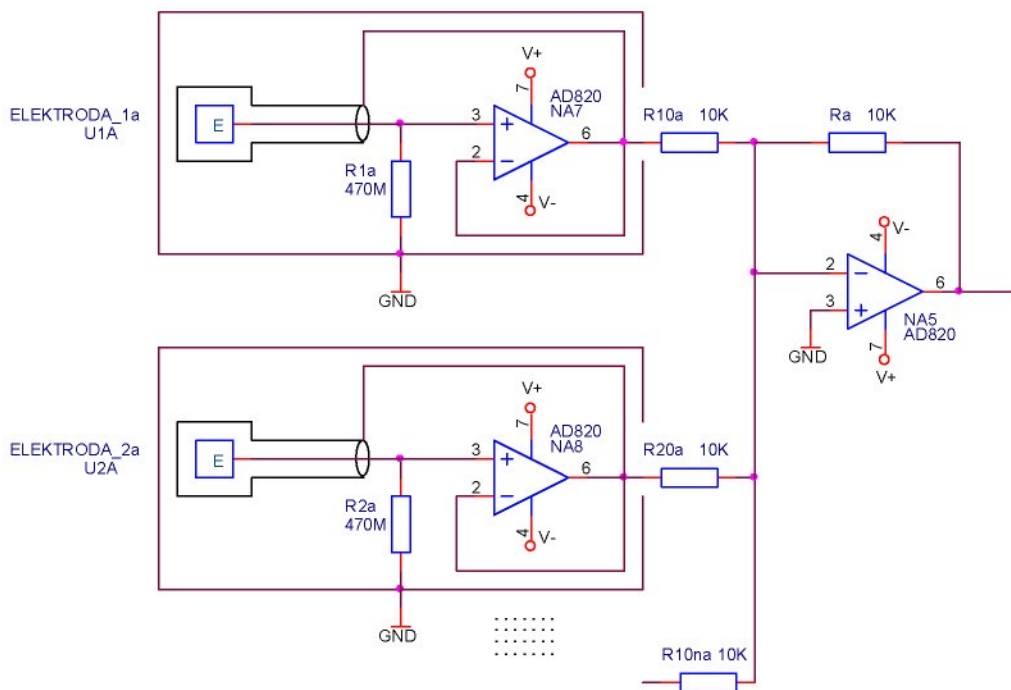
Jak bylo konstatováno v úvodu kap. 10, při konstrukci dalšího funkčního modelu by bylo vhodné zvýšit citlivost samotného čidla. Za tímto účelem se jeví jako vhodné plošné elektrody rozdělit, případně změnit tvar měřicí trubice.

10.1.1 Provedení průtokoměru s dělenými elektrodami

Pro další vývoj by mohlo být přínosem i rozdělení elektrod na několik (n) dílů. Toto rozdělení může být buď podélné (viz obr. 10.3a) nebo svislé (viz obr. 10.3b). Obě elektrody tedy budou rozděleny na n dílů (pásků), na všech elektrodách je napětí odpovídající napětí ze vztahu (3.23). Toto napětí se přivádí do součtového zesilovače. Záleží tedy jen na "tvrdosti" zdroje, aby dokázal dodávat proud i do n -krát nižšího odporu, v našem případě $470\text{M}\Omega/n$. Je však třeba konstatovat, že je zde jistý rozdíl mezi zpracováním signálu z dělených elektrod, anebo z jedné n -násobně velké elektrody. Jak prokázalo měření vnitřního odporu v kap. 6.2.2, v kapalině neplatí jednoduchá úvaha zakládající se na Ohmově zákoně a je předpoklad, že rozdělení elektrod přispěje i k rozdělení paralelních cest při určování vnitřního odporu, a tedy může dojít k výraznému zvýšení úrovně získávaného signálu. Jeho úroveň zřejmě nebude n -krát vyšší, ale ke jejímu zvýšení by dojít mělo. Tento předpoklad však může prokázat jen další funkční model. Výsledný signál ze součtového zesilovače pak jde do rozdílového zesilovače a může být filtrován a dále zpracován. Na obr. 10.1 je principiální schéma (výsledná napětí jsou zobrazena přímo ve schématu), ve skutečnosti bude nutné, aby každá elektroda měla svůj napěťový sledovač s aktivním stíněním - viz obr. 10.2.



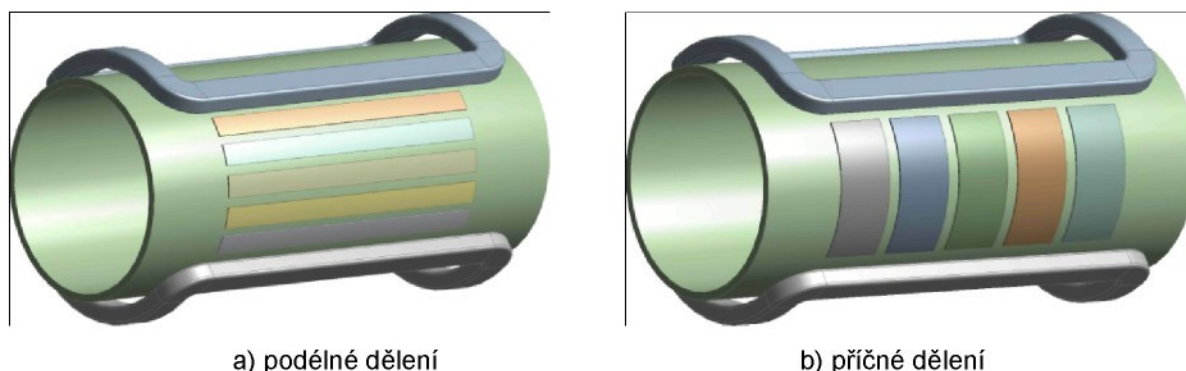
Obr. 10.1: Zapojení sběru signálu z elektrod + součtový a přístrojový zesilovač.



Obr. 10.2: Zapojení sběru signálu z elektrod se zapojením aktivního i pasivního stínění.

Na obr. 10.3 jsou možné způsoby zapojení dělených elektrod. Na obr. 10.3a jsou znázorněny elektrody dělené podélně a na obr. 10.3b příčně. Dle předchozího výzkumu je zřejmé, že každá z metod má své výhody. V případě podélného dělení je pro každý pásek elektrody výhodné, že pásek je úzký (pro standardně dlouhé čidlo 100 mm a podélný rozměr cívek dle závěrů kap. 9.1 vychází délka pásu 70 mm a pro kapacitu každého pásu 10 pF výška 7 mm), a tedy napětí se pro každý pásek integruje po jiné dráze ($E \cdot l$) a bude pro každý pá-

sek jiné (maximální pro pásek, který je uprostřed symetrie cívek, kde integrační délka l je rovna průměru trubice d). Příspěvky napětí od elektrod vzdálenějších od středu symetrie pak budou nižší.



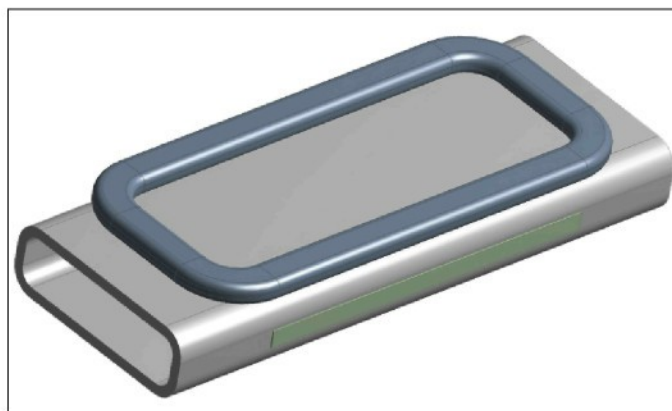
Obr. 10.3: Dělené elektrody čidla EMFC.

V případě příčného dělení dle obr. 10.3b se bude na každé elektrodě vytvářet napětí, které bude váženým průměrem napětí získaného z každého bodu plochy elektrody (jak je uvedeno v kap. 4.2.2, obr. 9.8, případně v kap. 9.1), tedy bude nižší než maximální možné napětí pro integrační dráhu rovnou průměru trubice.

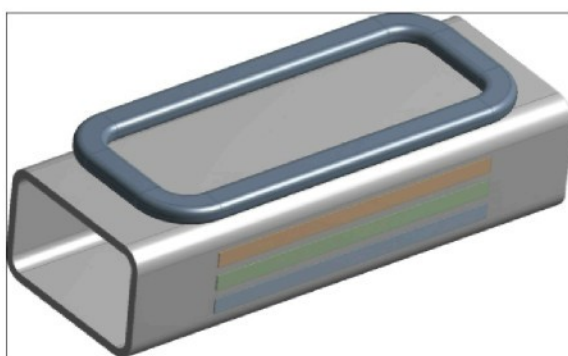
U metody a) přicházíme o část signálu z důvodů použitých mezer mezi elektrodami, u metody b) pak z důvodu průměrování napětí na elektrodách. Obě metody tedy mají svá omezení a jen další prototyp ukáže, která z obou metod je příznivější pro vyšší zisk a zároveň bude odolnější k parazitním vlivům. Jak je patrné z obr. 10.2, každá elektroda musí mít své vlastní aktivní stínění, které může být tvořeno rozlévanou mědí na spodní straně plošného spoje. Výhodou samozřejmě je možnost použití jednoho plošného spoje pro všechny pásy dělené elektrody, přičemž každý pásek bude mít svůj vlastní napěťový sledovač. Na vrchní straně plošného spoje pak může být, stejně jak tomu bylo i u prvních dvou funkčních modelů, rozlévaná měď, spojená s nulovým potenciálem elektroniky jako pasivní stínění.

10.1.2 Tvar čidla

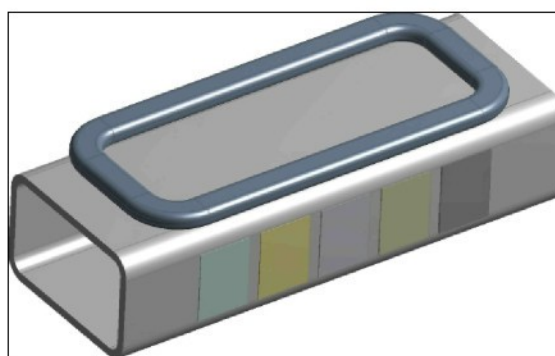
Z výsledků analytického rozboru i z analýz pomocí metody FEM je zřejmé, že nejsilnější magnetické pole získáme při silné vzájemné vazbě budících cívek. Při kruhovém profilu měřicí trubice však i při těsném umístění budících cívek přímo na povrchu trubice nelze dosáhnout tak dobré vazby a homogenity pole jako při obdélníkovém tvaru průřezu trubice. Výsledný tvar trubice, zobrazený na obr. 10.4a (pro nedělené elektrody) a na obr. 10.4b,c (pro dělené elektrody), by měl přispět k dosažení nejvyšší citlivosti a přesnosti měření.



a) použití jedné plošné elektrody na každé straně trubice



b) použití podélně dělených elektrod



c) použití příčně dělených elektrod

Obr. 10.4: Optimalizovaný tvar měřicí trubice

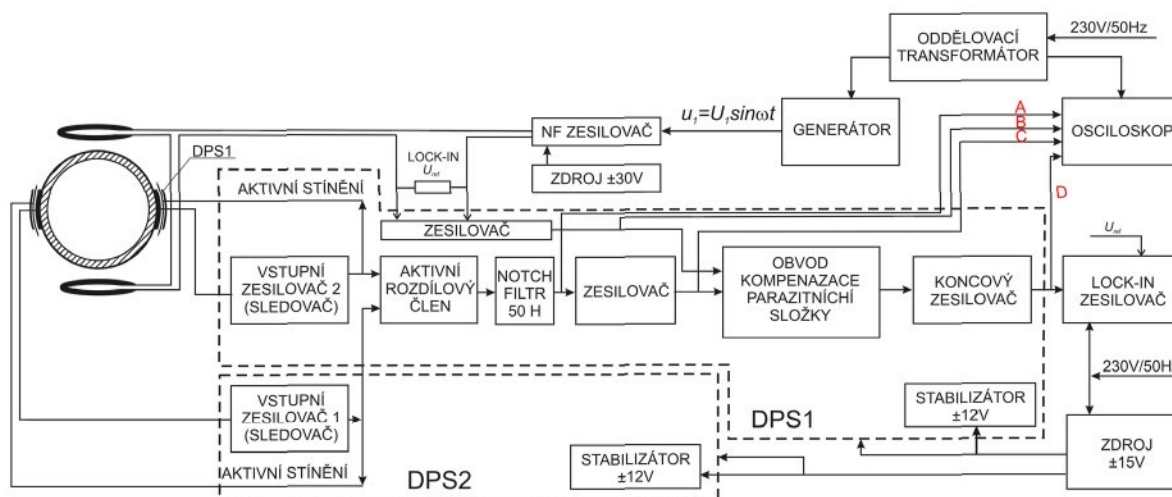
Čidlo však bude nepoměrně dražší a i přes své hodnotnější vlastnosti by se snížila jeho prodejnost. Ovšem v případě dosažení uspokojivých výsledků v dalším vývoji a aplikaci EM-FC přímo v průmyslovém prostředí je možné uvažovat i o této možnosti, určené pro speciální případy použití s vysokými nároky na citlivost čidla.

10.2 Elektronika vstupního zesilovače

Ze závěrů kap. 8.2.2.2 vyplývají následující skutečnosti:

- aktivní stínění má své opodstatnění,
- je nutné spojení nulového potenciálu přímo s měřenou kapalinou,
- je nutné zachovat stejný posun fáze signálů získaných z obou elektrod,
- je nutné kompenzovat parazitní složky získané transformačním a kapacitním přenosem z budicího signálu pomocí kompenzačního signálu, který je fázově závislý na proudu do budicích cívek,
- je nutné měření provést diferenciálně, tedy měřit rozdíl signálů z obou elektrod, přičemž užitečný signál se zesílí dvojnásobně a parazitní se potlačí,
- rozsah vstupního odporu může být mezi $220\text{ M}\Omega$ a $470\text{ M}\Omega$.

Na základě těchto poznatků bylo vytvořeno blokové schéma elektroniky dalšího funkčního modelu - viz obr. 10.5.



Obr. 10.5: Elektronika 3. FM.

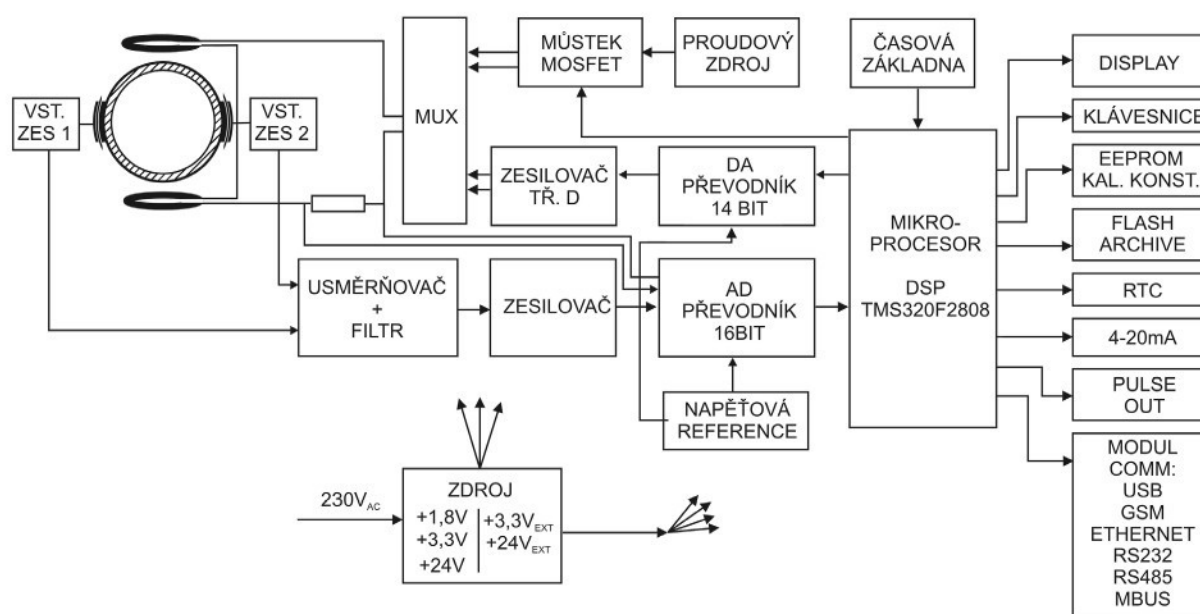
Zdá se, že by signály z jednotlivých elektrod mohly být vedeny do rozdílového zesilovače přímo z napěťových sledovačů. Tím nedojde k rozdílnému zesílení a posuvu fáze v elektronických obvodech jednotlivých elektrod vlivem nesouhlasného chování obou elektronik, jak tomu bylo v případě 2. FM, kde úzká pásmová propust způsobovala zejména fázový nesouběh jednotlivých elektronik. Za aktivním zesilovacím rozdílovým členem bude vložena úzká pásmová zádrž pro frekvenci 50 Hz, nejlépe pak tzv. notch filtr s velmi výrazným omezením této frekvence. Výhodou použití tohoto filtru je i minimální vliv na posuv fáze při použité frekvenci 470 Hz, takže fáze mezi signálem zesilovacího řetězce a proudem do budících cívek by měla být stabilní, což příznivě přispěje k selekci užitečného signálu koherentní detekcí. Po dalším zesílení je nutné co nejvíce omezit synchronní parazitní složky vznikající jednak přenosem z budícího obvodu, jednak vířivými proudy. Za tímto účelem následuje obvod kompenzace těchto parazitních složek, tvořený fázovým závěsem, jehož referenčním signálem je napětí odpovídající budicímu proudu. Kompenzace bude spočívat v nastavení fáze a amplitudy při nulovém průtoku a tento signál se pak bude během standardního měření odečítat od měřeného signálu v rozdílovém zesilovači. Koncový zesilovač již jen bude upravovat úroveň pro zpracování v nadřazené řídicí elektronice.

Samozřejmě v zesilovacím řetězci je mnoho prvků ovlivňujících přesnost a hlavně dlouhodobou stabilitu měření, což má negativní vliv na výslednou nejistotu měření. Z tohoto důvodu bude třeba ve finálním provedení zařadit hned za aktivní rozdílový člen, tvořený přístrojovým zesilovačem s interně nastaveným zesílením (tedy přesně laserově trimovaným a teplotně kompenzovaným) multiplexer, do jehož jednoho vstupu bude injektován referenční signál a druhého vstupu signál měřený. Celý další řetězec pak bude kalibrován pomocí tohoto referenčního signálu. Nejistota se omezí jen na nejistotu vstupního rozdílového zesilovače, stabilitu referenčního signálu a stabilitu budícího proudu. To jsou ale již ověřené prvky z vývoje elektromagnetických průtokoměrů s kontaktními elektrodami, a tedy existuje reálný předpoklad obdobné nejistoty měření, tedy do 1 % z měřené hodnoty.

10.3 Vyhodnocující elektronika

V současné době je připravena nová elektronika pro zpracování signálu z čidel, je vyhotoveno schéma a osazen plošný spoj. Zbývá vytvořit software pro mikroprocesorovou jednotku.

Jak je patrné z blokového schématu na obr. 10.6, jako řídicí jednotka je použit signálový procesor TMS320F2808, který řídí tvorbu budicího signálu do elektrod, následně řídí zpracování získávaného signálu z elektrod v řetězci usměrňovač - filtr - zesilovač a Σ - Δ 16bitový AD převodník. Na desce plošných spojů jsou připraveny i periferie, jako obsluha displeje, paměti a komunikačních modulů.



Obr. 10.6: Blokové schéma vyhodnocující elektroniky.

Jednou z nejdůležitějších částí je generování proudového buzení. Pro alternující buzení je připraven H můstek s tranzistory MOSFET, který přepíná polaritu stabilizovaného proudu ($I_{max} = 0,5A$). Pro sinusové napětí nebo pro jiný průběh (např. lichoběžníkového tvaru, trojúhelníkového tvaru nebo obecně libovolného optimalizovaného tvaru) je deska osazena 14bitovým DA převodníkem, který generuje signál pro zesilovač třídy D. Proud je pak snímán z pomocného stabilního rezistoru a zpětnovazebně stabilizován.

Závěr

V závěrečném hodnocení je třeba konstatovat, že metoda měření průtoku pomocí elektromagnetického principu s kapacitními elektrodami byla teoreticky popsána a vlivy působící při měření touto metodou podrobně zhodnoceny.

Na základě teoretických předpokladů byly sestrojeny dva funkční modely průtokoměrného čidla, na nichž bylo provedeno množství praktických měření, jednak v laboratorních podmínkách, jednak na měřicí průtokoměrné lince, kde byl princip ověřen.

Největším úskalím při řešení elektroniky čidla se, dle předpokladů, ukázala práce na vysokých impedancích a s tím spojené vysoké nároky na zabránění vlivu rušivých elektromagnetických polí, dále dlouhodobá stabilita měření a zpracování signálu, který se nachází hluboko pod úrovní rušivých napětí.

Během výzkumu bylo vytvořeno náhradní schéma průtokoměru z hlediska teorie obvodů. Jednotlivé prvky tohoto schématu byly teoreticky rozebrány a většina z nich ověřena experimenty. Kromě obvyklých předpokládaných parametrů byla diskutována tzv. vnitřní kapacita, tedy kapacita měřené kapaliny v prostoru mezi plošnými elektrodami. Pro další experimenty, potvrzující tuto kapacitu, je nutno zvážit složité chování rozhraní elektrolyt - elektroda, tj. existenci impedance, aproximované nově zaváděným obvodovým prvkem s konstantní fází - CPE (Constant Phase Element).

Dále byl v práci proveden rozbor magnetického pole uvnitř průtokoměrného profilu, kdy byly experimentálně potvrzeny předpoklady rozložení pole jednak analytickým popisem, jednak pomocí modelu vytvořeného metodou konečných prvků. Na základě tohoto rozboru jsou naznačeny možnosti optimalizace provedení čidla, včetně vlivu rozměrů a materiálu plošných elektrod na úroveň získávaného signálu.

Budoucí výzkumná práce by mohla pokračovat v řešení čidla s dělenými elektrodami, které by mělo výrazně zvýšit citlivost měření a tedy zlepšit faktor signál/šum, což je pro přesné měření stěžejní.

Za jeden z vedlejších efektů výzkumu lze považovat i fakt, že popis magnetického pole metodou FEM v programovém prostředí ANSYS je srovnatelný s analytickým popisem a odpovídá experimentu s dobrou shodou. Pro budoucí výzkum v této oblasti je tedy možné místo složitého analytického popisu tuto metodu použít.

V závěrečných kapitolách byla navržena doporučení pro další postup při výzkumu a vývoji dalšího funkčního modelu. Po jejich aplikaci by mělo dojít ke zvýšení citlivosti čidla, vyšší opakovatelnosti a přesnosti měření a většina parazitních vlivů již by měla být eliminována nebo alespoň významně potlačena. Zároveň je v současné době již vyvinuta i deska řídicí elektroniky, která umožní generovat budící proud libovolného průběhu a zpracovat signál z elektrod pomocí 16bitového převodníku.

Literatura

- [1] ANALOG DEVICES: Op Amp Applications. Norwood, MA, 2002
- [2] ANSYS Low-Frequency Electromagnetic Analysis Guide. ANSYS Release 9.0, ANSYS inc. 2000
- [3] Baker R.C.: Flow Measurement Handbook: Industrial Designs, Operating Principles. Performance, and Applications, Cambridge University Press, 2005
- [4] Beavis L. C.: The negative capacity amplifier, Technical report No. 33, University of Michigan 1954
- [5] Bevir M.K.: The theory of induced voltage electromagnetic flowmeters, J. Fluid. Mech. (1970), vol. 43, part 3, pp. 577-590
- [6] Boll R., Overshott K. J.: Magnetic Field Sensors: Induction coil (search coil) sensors. Sensors: Magnetic Sensors, Volume 5, pp. 205-253, Gunther Dehmel 2008
- [7] Brockhaus H.: Magnetisch-inductive Durchfluss-messer mit kapazitiven Elektroden. Technisches Messen 64, 1997, 5, BRD
- [8] Clarke D.W., Hemp J.: Eddy-current effects in an electromagnetic flowmeter. Flow measurement and Instrumentation 20 (2009), pp. 22-37
- [9] Ďaďo S. Kreidl M.: Senzory a měřicí obvody. Vydavatelství ČVUT Praha 1999
- [10] Ďaďo S., Bejček L., Platil A.: Měření průtoku a výšky hladiny. BEN - technická literatura, Praha 2005, 1.vydání, ISBN80-7300-156-X
- [11] Ďaďo S., Vedral J.: Číslicové měření. ČVUT Praha, 2006, ISBN 80-01-02492-X
- [12] Ďaďo S.: Měřicí obvody indukčních průtokoměrů. Automa 11,12/2005
- [13] Dědek L., Dědková J.: Elektromagnetismus. VUTUM Brno, 2000, ISBN 80-214-1548-7
- [14] EESA s.r.o.: katalogové listy průtokoměru MP400C
- [15] Erben J.: Návrh a konstrukce synchronního detektoru pro ERP spektrometr. Diplomová práce, Masarykova Univerzita, Brno, 2007.
- [16] Faktor Z.: Transformátory a cívky. BEN, Praha 2002, ISBN 80-86056-49-X
- [17] Faktor Z.: Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje. BEN, Praha 2002, ISBN 80-86056-91-0
- [18] Fiala P., Šádek V., Dohnal P., Bachorec T.: Basic experiments with model of inductive flowmeter; Basic Experiments with Model of Inductive Flowmeter. In PIERS 2008 Hangzhou. Progress In Electromagnetics. Cambridge: The Electromagnetic academy, 2008. s. 996-1000. ISBN: 978-1-934142-0.
- [19] Hájek K., Sedláček J.: Kmitočtové filtry. Praha, BEN 2002, ISBN 80-7300-023-7
- [20] Haňka Z.: Teorie elektromagnetického pole. ČVUT, Praha, 1985

- [21] Harberts D.W.: Dissipation and Ringing of CRT Deflection Coils. Technische Universiteit Eindhoven, 2001, ISBN 90-386-1810-7
- [22] Hemp J., Sanderson, M.L.: Electromagnetic flowmeters - a state of the art review. International Conference - Advances in flow measurement techniques, Cranfield Institute of Technology, 1981
- [23] Hemp J.: Theory of eddy currents in electromagnetic flowmeters, J. Phys. D: Appl. Phys. 24 (1991), pp. 244-251. UK.
- [24] Hippel A.R.: Dielectric materials and applications. The M.I.T. press, Cambridge, Massachusetts, 1961
- [25] Hofmann F.: Electrical conductivity of water. KMT Duisburg, 2005
- [26] Horáček J.: Vliv hydromechanických poruch na provoz indukčních průtokoměrů. Diplomová práce, FM TUL, 2001
- [27] Janeček J., Kupka P.: MATLAB, SIMULINK – řešené příklady. TUL, Liberec 2005
- [28] Jenčík J., Volf J.: Technická měření. Vydavatelství ČVUT Praha, 2003
- [29] Jung W.G.: OP AMP applications. Analog Devices, 2002, ISBN 0-916550-26-5
- [30] Kačor P.: Metoda konečných prvků v elektrotechnické praxi. URL: <www.elektrorevue.cz/clanky/030224>, 2003
- [31] KEITHLEY: Low Level Measurement Handbook. Sixth edition, URL: <www.keithley.com>, 2004
- [32] Kester W.: System Applications Guide. Analog Devices, 1993. ISBN 0-916550-13-3
- [33] Kolář V., Němec I., Kanický V.: FEM Principy a praxe metody konečných prvků. Praha, Computer Press, 1997
- [34] Koptěv V.S., Prochorov A.V., Syčev G.I.: Obzor sostojanija i perspektivy razvitija elektromagnitnyh razchodomerov i teplosčotčikov; URL: <<http://www.teplopunkt.ru>>
- [35] Košek M., Slavík L.: Optimized Design of Magnetic Field in Hall Effect Flow Meter. CPEE 2010, Kynžvart, ISBN 978-80-7043-899-0
- [36] Kotoul M.: Vybrané matematické metody v mechanice. Podpůrné texty pro studenty oboru Aplikovaná mechanika. VUT Brno, 2009
- [37] Kováč, D., Kováčová, I., Kaňuch, J.: EMC z hlediska teorie a aplikace. BEN, Praha 2006
- [38] Kraft R., Hemp J.: Investigation into the use of the electromagnetic flowmeter for two-phase flow measurements. The institution of Electrical Engineers. Savoy Place, London WC2R 0BL. UK, 1996
- [39] Kreidl M. a kol.: Diagnostické systémy. Vydavatelství ČVUT, Praha 2001. ISBN 80-01-02349-4
- [40] Krejčířík A., Rozehnal Z., Vobecký J., Záhlava, V.: Elektronika – příklady, ČVUT Praha 1993

- [41] KROHNE: Electromagnetic Flowmeters, Product overview 2004
- [42] KROHNE: Magneticko-indukční průtokoměr CAPAFLUX FM5080 K-CAP, katalogový list 2007
- [43] Křišťan L., Vachala V.: Příručka pro navrhování elektronických obvodů, SNTL Praha 1982
- [44] Kubeš P.: Magnetohydrodynamika. Učební texty FEL ČVUT, 2009
- [45] Lánský M.: O vlivu tenké rovinné desky na elektromagnetické pole kruhového vodiče, *Applications of Mathematics*, Vol. 8 (1963), No. 2, 81--101
- [46] Lario-García J., Pallas-Areny R.: Constant-phase element identification in conductivity sensors using a single square wave. *Sensors and actuators A132*, 2006, pp 122-128
- [47] Lepil O., Šedivý P.: *Elektrina a magnetismus*. Prometheus, Praha 2000
- [48] Maalouf A.I.: The Derivation and Validation of the Practical Operating Equation For Electromagnetic Flowmeters: Case of Having an Electrolytic Conductor Flowing Through. *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, no. 1, february 2006
- [49] Macháček J., Novotný K., Škvor Z., Vokurka J.: *Numerické metody v elektromagnetickém poli*, ČVUT, Praha 2007, ISBN 978-80-01-03753-9
- [50] Massarini, A., Kazimierczuk, M.K., Grandi, G.: Lumped parameter models for single- and multiple-layer inductors. *Proc. IEEE Power Electronics, Specialist Conf. (PESC)*, Bavena, pp. 295—301, June 1996.
- [51] Mayer D., Polák J.: *Metody řešení elektrických a magnetických polí*, SNTL ALFA, Praha 1983
- [52] Mayer D., Ulrych B.: *Základy numerického řešení elektrických a magnetických polí*, SNTL Praha 1988
- [53] Michalski A.: Optimal Design of the Coils of an Electromagnetic Flow Meter; *IEEE Transactions on magnetics*, vol. 34, no. 5, september 1998
- [54] Míka S., Píkrýl, P.: *Numerické metody řešení parciálních diferenciálních rovnic – okrajové úlohy*. Skripta ZČU, Plzeň 1994
- [55] Mikolanda T.: *Studium silového působení mezi permanentními magnety*. Disertační práce, TUL, Liberec 2009
- [56] Nagy J.: *Elementární metody řešení obyčejných diferenciálních rovnic*. SNTL, Praha, 1978
- [57] Novotný K.: *Teorie elektromagnetického pole I*, ČVUT Praha, 2002
- [58] OMEGA: *Flow, Level and Environmental Handbook*, 2006
- [59] Pallas-Areny R., Webster J. G.: *Sensors And Signal Conditioning*. John Wiley And Sons Ltd, 2000, ISBN-13: 9780471332329
- [60] Perovic S., Higham E. H.: Electromagnetic flowmeters as a source of diagnostic information. *Flow Measurement and Instrumentation* 13 (2002) pp. 87–93

- [61] Peterka V.: Elektromagnetický průtokoměr s kapacitními elektrodami, diplomová práce, TUL, Liberec, 1999
- [62] Petržílka V., Šafrata S.: Elektřina a magnetismus. Přírodověd. vydavatelství, 2. vydání 1956, nakladatelství ČSAV, Praha, 1953
- [63] Polák J.: Variační principy a metody teorie elektromagnetického pole. Academia, Praha, 1988
- [64] Polo J., Pallas-Areny R., Martin-Vide J.P.: Analog Signal Processing in an AC Electromagnetic Flowmeter; IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Budapest, Hungary, May 21-23, 2001.
- [65] Popovič R. S.: Hall Effect Devices. Institute of Physics Publishing, Bristol 2004, ISBN 0-7503-0855-9
- [66] Richter A.: Indukční měření průtoku kapalin - vazba teorie na praktickou realizaci. Habilitační práce, TUL, Liberec 1999
- [67] Richter A.: Vliv hydromechanických poruch na činnost indukčních průtokoměrů, Automa č.2, 2002, str. 8-10
- [68] Rosales C., Sanderson M.L.: Streaming current noise generation in electromagnetic flowmeters measuring conducting fluids. Flow Measurement and Instrumentation 14 (2003) pp. 97–108
- [69] Sedlák B., Štoll I.: Elektřina a magnetismus. vydavatelství ACADEMIA 2002
- [70] Shercliff J.A.: The theory of electromagnetic flow-measurement. Cambridge Science Classics - Cambridge University Press, 2009 (first edition 1962), ISBN 978-0-521-33554-6
- [71] Schmidtmayer J.: Maticový počet a jeho použití v technice. SNTL 1974, Praha
- [72] Slavík L.: Inductive-capacitive measuring of flow of liquid. 7 th International Carpathian Control Conference, Rožnov pod Radhoštěm, 2006, ISBN 80-248-1066-2
- [73] Spitzer D. W.: The consumer guide to magnetic flowmeters. 2nd edition, Copperhill and Pointer Inc, 2003, ISBN: 1932095047
- [74] Szantó L.: Maxwellovy rovnice a jejich názorné odvození, nakladatelství BEN 2003
- [75] Škopek M.: Metody matematického a počítačového modelování vybraných sdružených úloh. Rigorózní práce, ZČU, 2000
- [76] Šmajstrla V.: Měření průtoku kapalin indukčními průtokoměry, Elektronický obzor 1989, str. 168-170
- [77] Tollefsen J., Hammer E.A.: Capacitance sensor design for reducing errors in phase concentration measurements. Flow Measurement and Instrumentation 9 (1998), pp. 25–32
- [78] Wang J.Z., Tian G.Y., Lucas G.P.: Relationship between velocity profile and distribution of induced potential for an electromagnetic flow meter; Flow Measurement and Instrumentation 18 (2007), pp. 99–105

- [79] YOKOGAWA: Models CA100SG/SN- Capacitance Magnetic Flowmeter, katalogový list 1999
- [80] Záhlava V.: Metodika návrhu plošných spojů. ČVUT, Praha 2006

Přílohy

Seznam:

Příloha č. 1: Měření magnetické indukce 1. a 2. FM

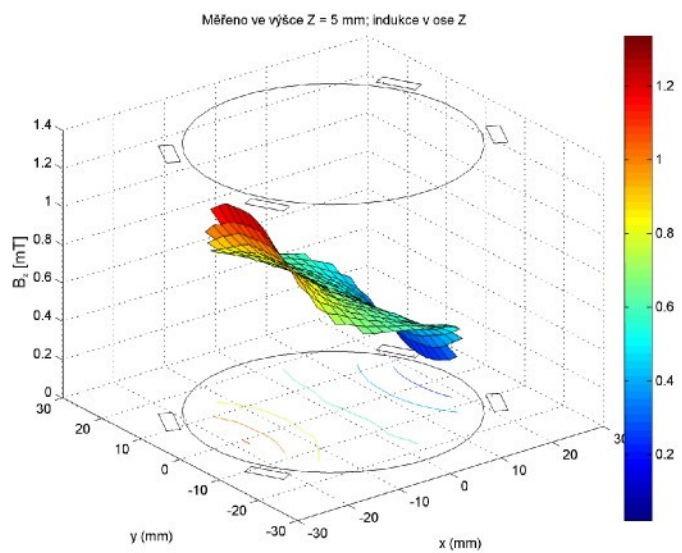
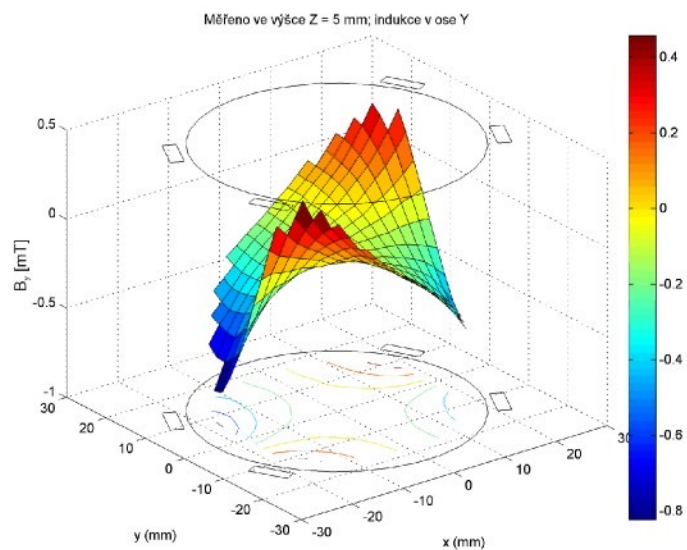
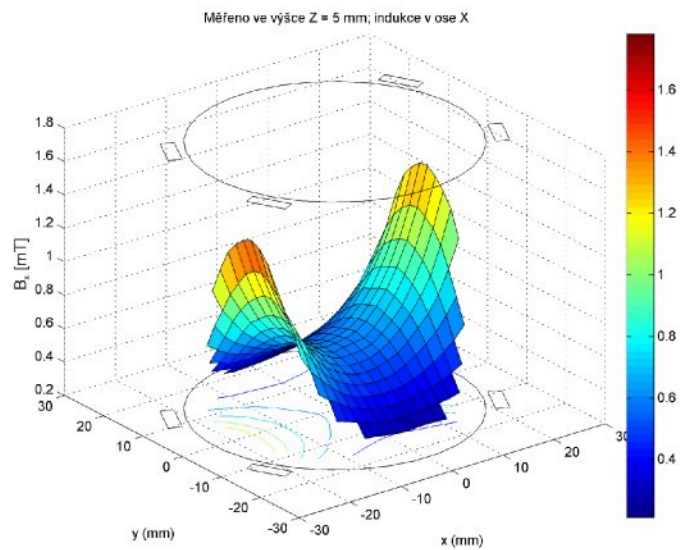
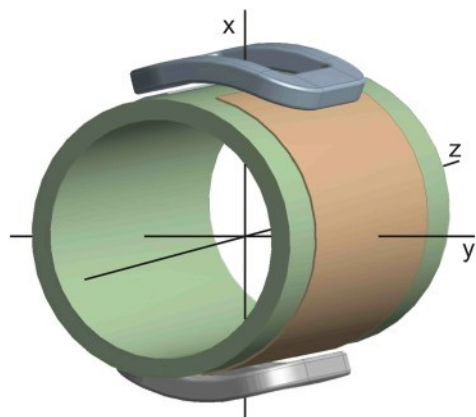
Příloha č. 2: Dokumentace elektroniky 1. FM

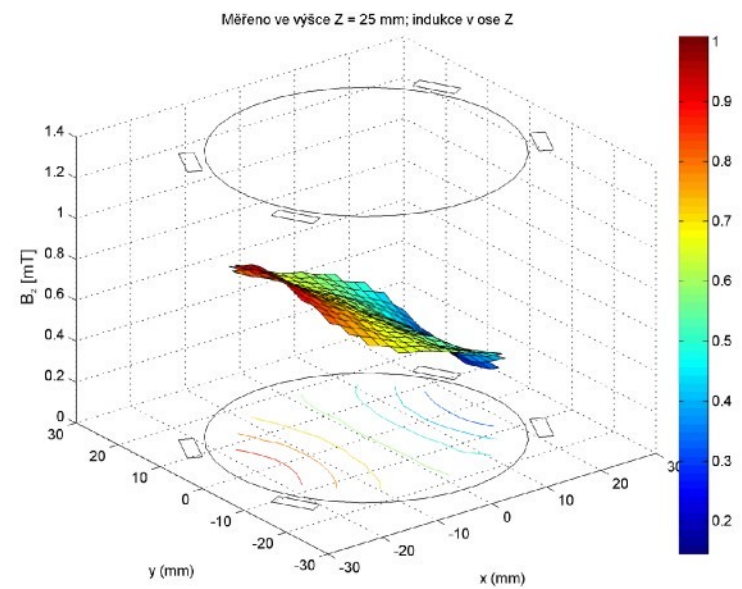
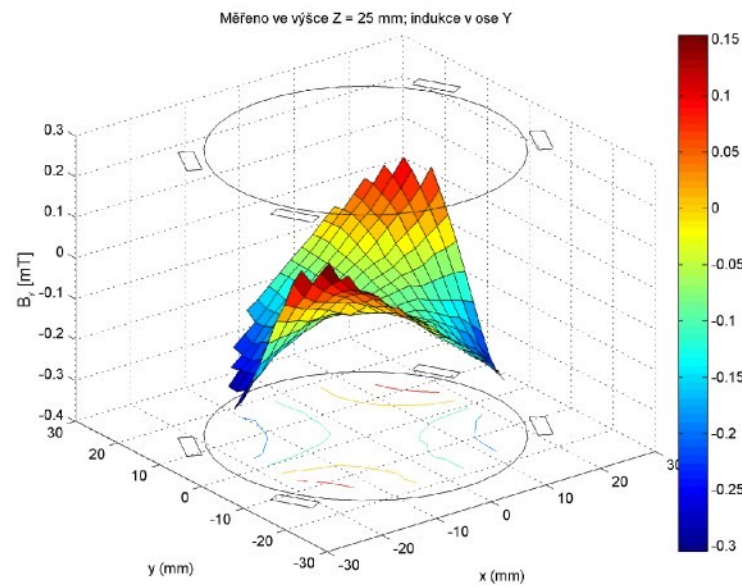
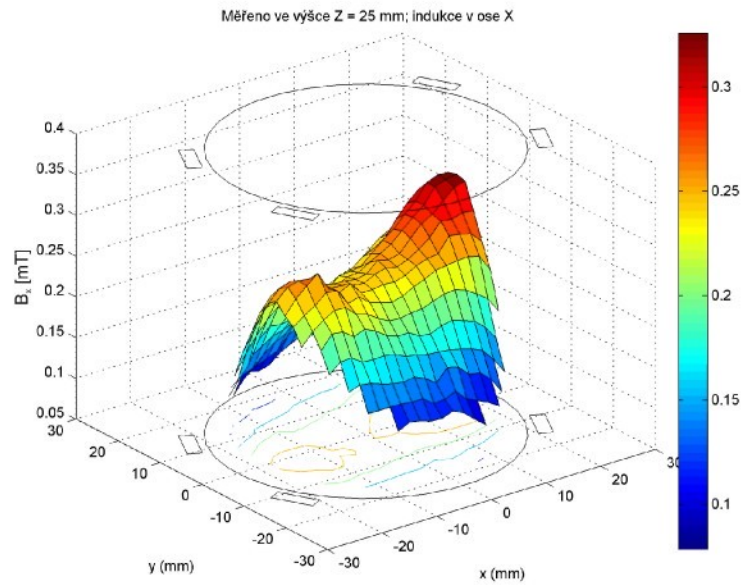
Příloha č. 3: Dokumentace elektroniky 2. FM

Příloha č. 4: Přístroje použité pro měření

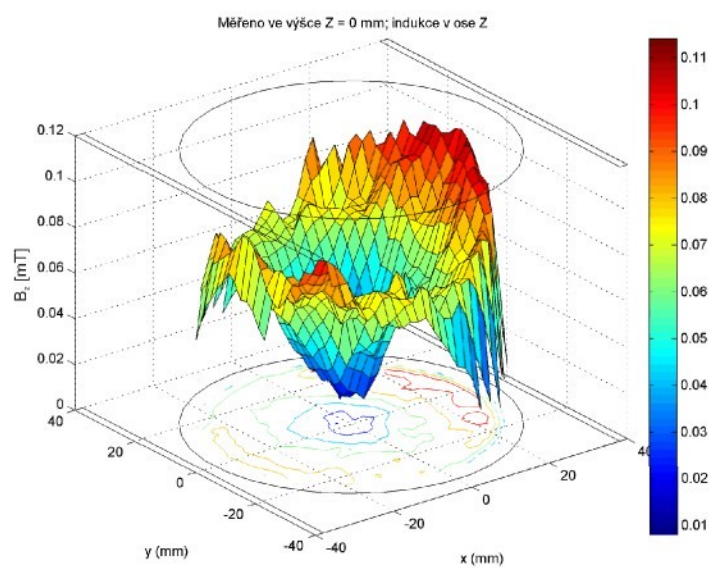
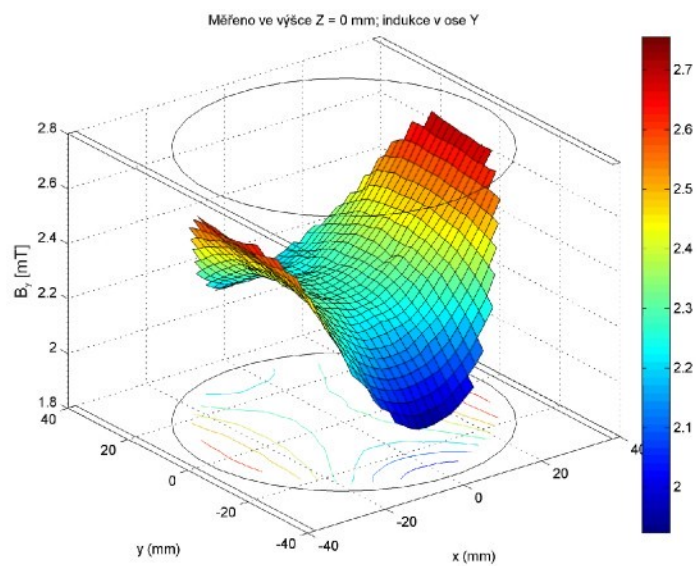
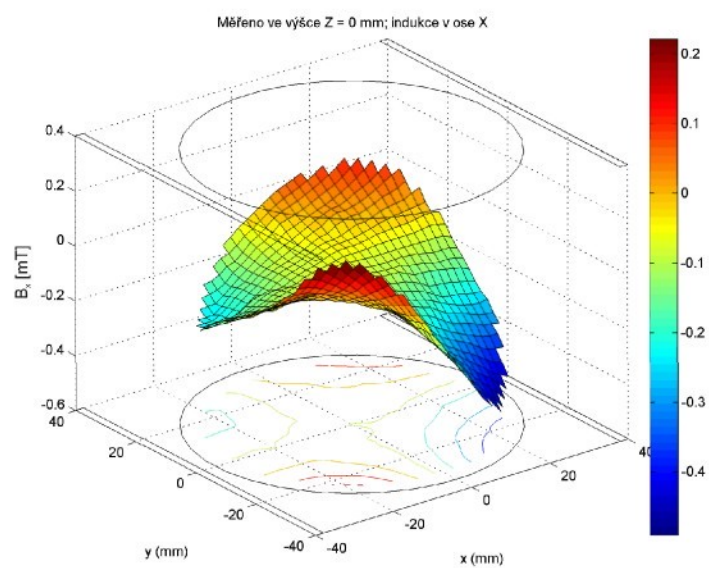
Příloha č. 2: Rozložení magnetické indukce - 1. FM

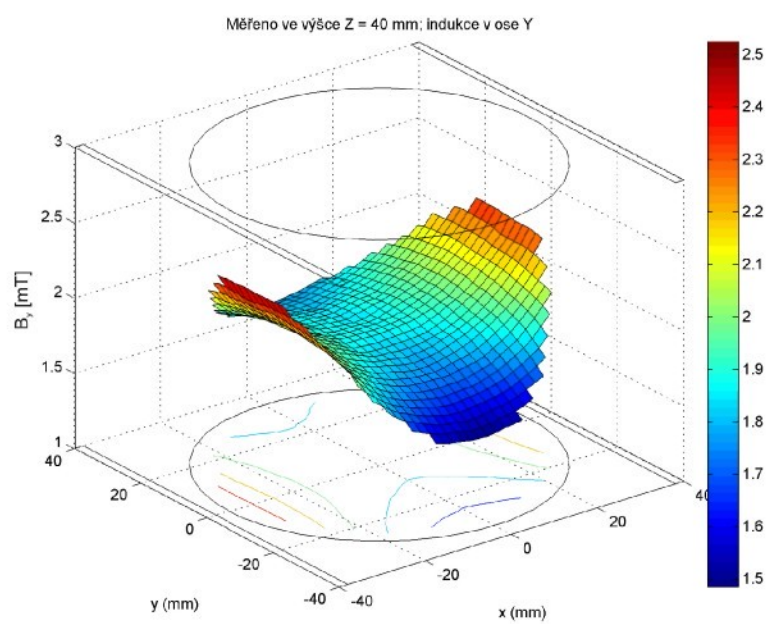
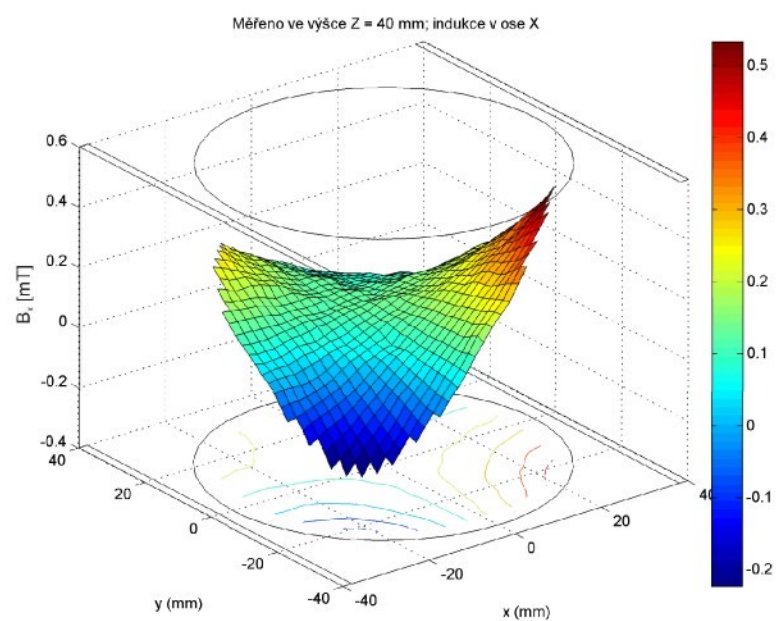
Osový systém při měření





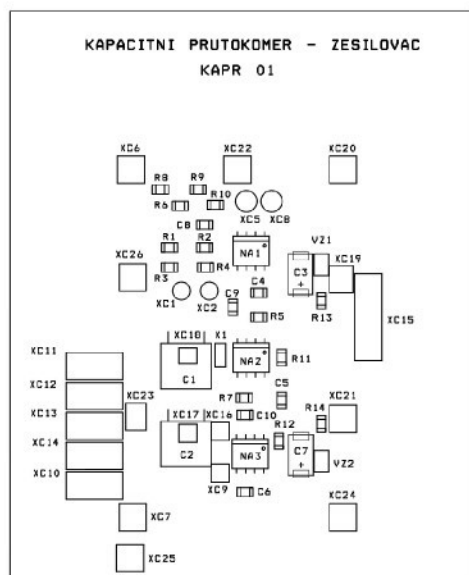
Příloha č. 2: Rozložení magnetické indukce - 2. FM



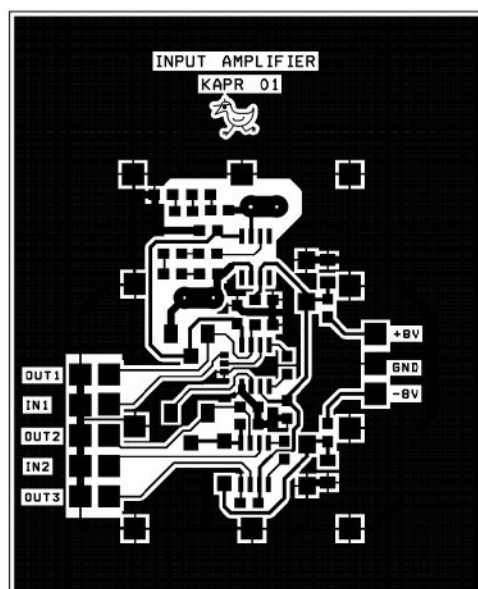


Příloha č. 2: Dokumentace 1. funkčního modelu

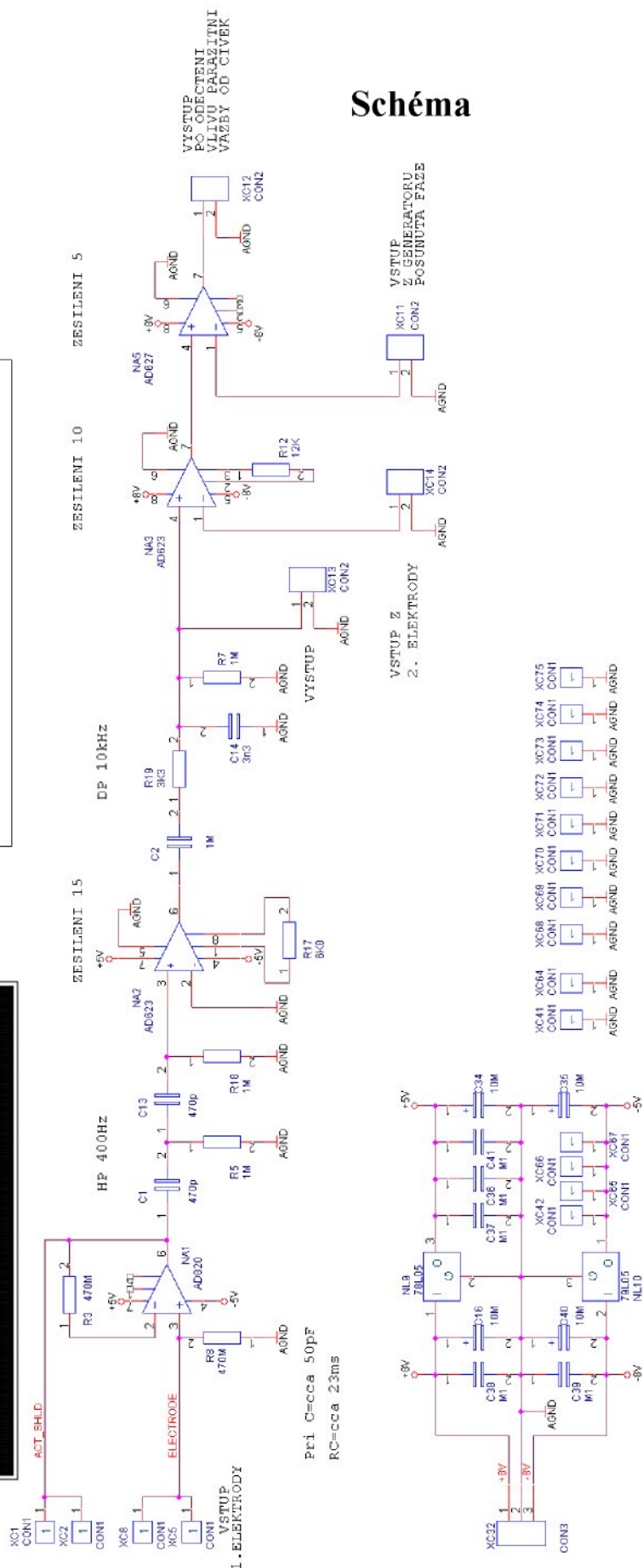
Osazovací schéma



Plošný spoj

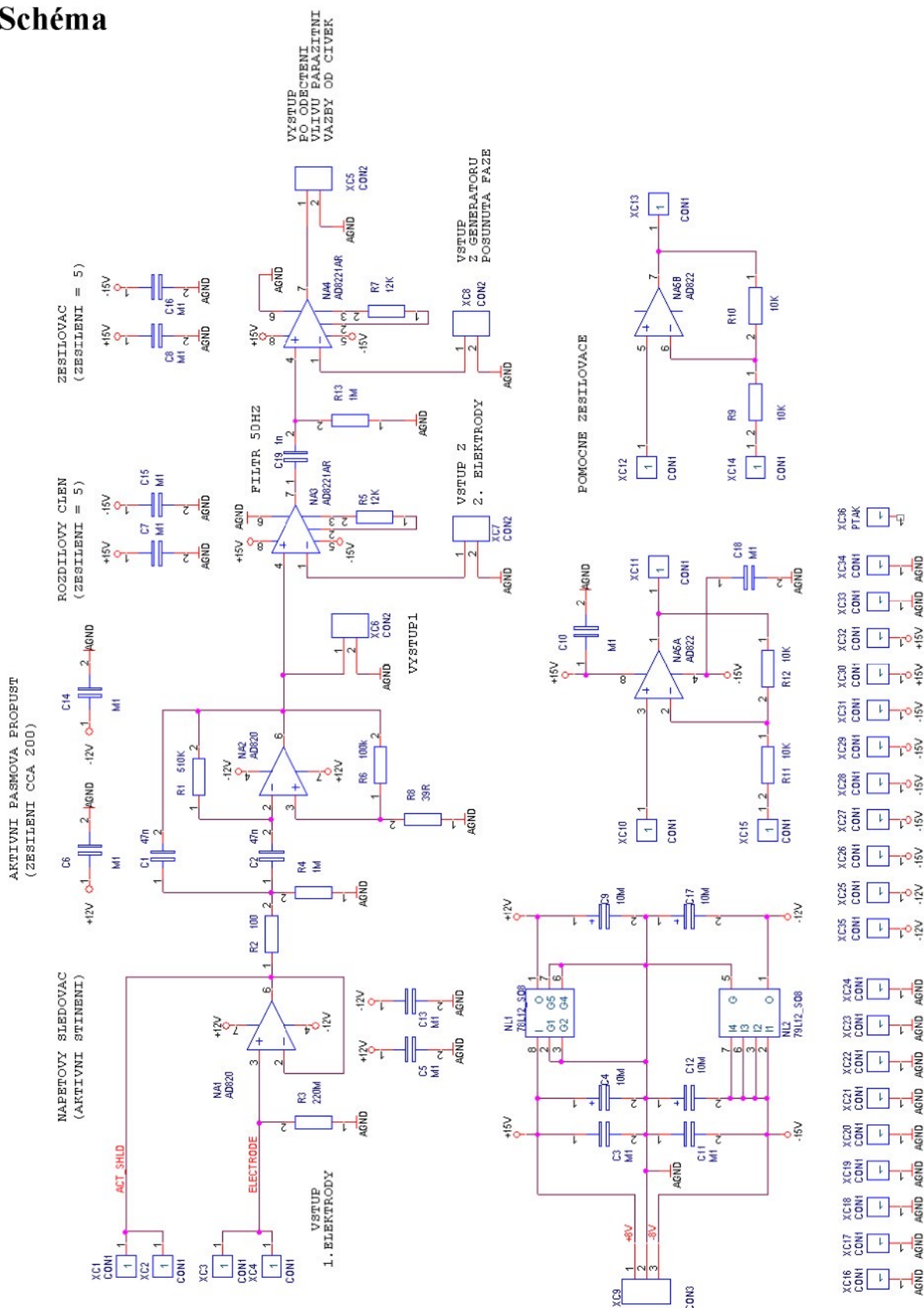


Schéma



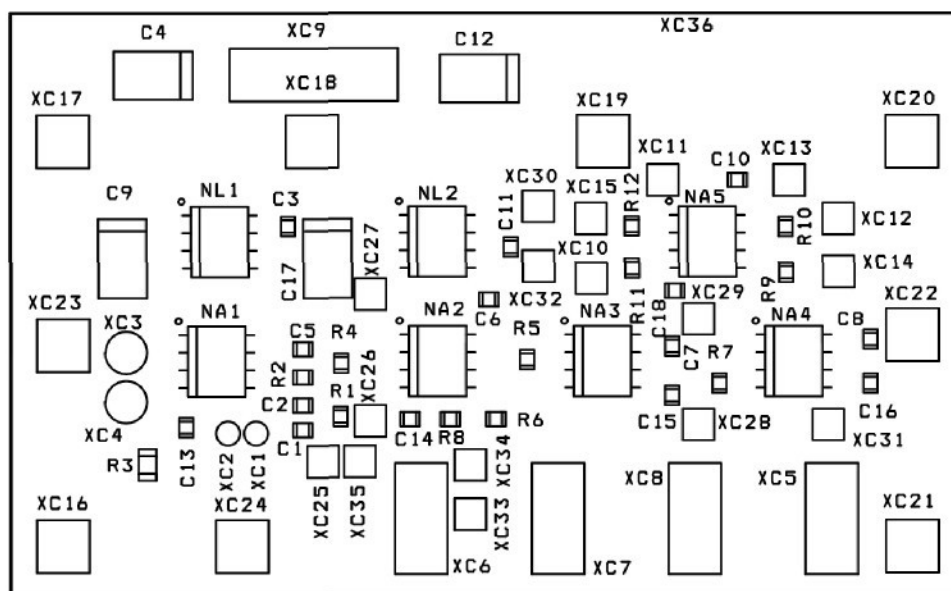
Příloha č. 3: Dokumentace 2. funkčního modelu

Schéma

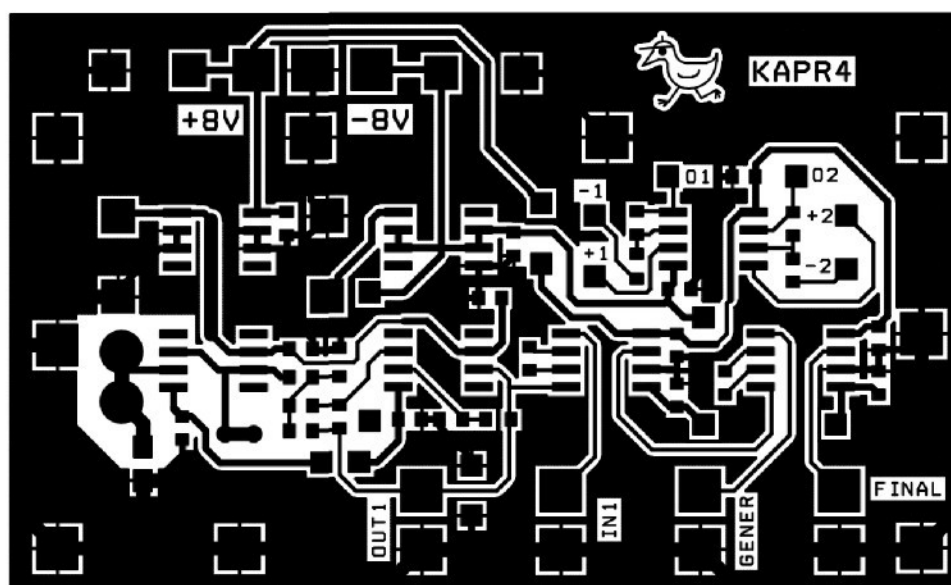


Příloha č. 3: Dokumentace 2. funkčního modelu - pokračování

Osazovací schéma



Plošný spoj



Příloha č. 3: Dokumentace 2. funkčního modelu - pokračování

Kusovník

Počet	Označení	Typ	Pouzdro
2	C1,C2	47n	0603
12	C3,C5,C6,C7,C8,C10,C11, C13,C14,C15,C16,C18	M1	0603
4	C4,C9,C12,C17	10M	TANTAL_C
2	NA1,NA2	AD820	SO8
2	NA3,NA4	AD8221AR	SO8
1	NA5	AD822	SO8
1	NL1	78L05_SO8	SO8
1	NL2	79L05_SO8	SO8
1	R1	510K	0603
3	R2,R5,R7	100	0603
1	R3	470M	0603_0805
1	R4	1M	0603
1	R6	100k	0603
1	R8	39R	0603
4	R9,R10,R11,R12	10K	0603
2	XC1,XC2	CON1	MB
2	XC3,XC4	CON1	MB1
4	XC5,XC6,XC7,XC8	CON2	CON2_SMD_3MM
1	XC9	CON3	CON3_SMD_3MM
17	XC10,XC11,XC12,XC13,XC14, XC15,XC25,XC26,XC27,XC28, XC29,XC30,XC31,XC32,XC33, XC34,XC35	CON1	PLOSKA2X2
9	XC16,XC17,XC18,XC19,XC20, XC21,XC22,XC23,XC24	CON1	CON1_SMD_3MM

Příloha č. 4: Přístroje použité pro měření

Osciloskop LeCroy WAVESURFER 434

- mezní frekvence 350 MHz
- 4 kanály
- paměť 1MB/kanál
- touch screen
- implementovány WinXP
- zobrazení SVGA 800x600

Gaussmeter HIRST GM08

- rozsahy 3 mT - 3 T, rozlišení 1 μ T
- DC - 15 kHz
- přesnost 1 % z měřené hodnoty
- komunikace USB/RS232

DSP Lock-in amplifier EG&G INSTRUMENTS model 7265

- používá metodu synchronní fázové detekce
- vstupní signál násobí s vlastním generovaným signálem, který je synchronizován s referenčním signálem
- 2 výstupy - složka ve fázi (reálná složka fázoru napětí), kvadraturní složka (imaginární složka napětí)

LCR Meter HEWLETT PACKARD model 4263B

- měřicí frekvence 100 Hz - 100 kHz
- základní přesnost 0,1 % z měřené hodnoty
- testovací AC napětí 20 mV - 1 V
- GPIB

Generátor Tektronix AFG3102

- 100 MHz
- dva kanály
- rozlišení/vzorkování - 14 bit /1 GHz
- LAN, USB, GPIB

Zdroj BK Precision BK9130

- $2 \times 30 \text{ V} / 3 \text{ A}$
- $1 \times 6 \text{ V} / 3 \text{ A}$
- USB



Technická univerzita v Liberci

Studentská 2, 46117 Liberec 1

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

**Indukčně-kapacitní měření průtoku kapalin,
studium vlivů a metoda měření**

**Inductive-capacitive liquid flow measuring,
research of influences and measuring method**

Autoreferát disertační práce

2010

Lubomír Slavík

Technická univerzita v Liberci

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

Indukčně-kapacitní měření průtoku kapalin, studium vlivů a metoda měření

Inductive-capacitive liquid flow measuring,
research of influences and measuring method

Ing. Lubomír Slavík

Studijní program: P 2612 Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 2612V045 Technická kybernetika

Pracoviště: Ústav řízení systémů a spolehlivosti

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

Technická univerzita v Liberci

Studentská 2, 461 17 LIBEREC 1

Školitel: Doc. Ing. Miroslav Svoboda

Školitel specialista: Prof. Ing. Stanislav Ďaďo, DrSc.

Abstrakt

Disertační práce se zabývá rozбором metody měření průtoku založené na elektromagnetickém principu s kapacitními elektrodami a studiem vlivů působících při měření touto metodou. Princip měření navazuje na již stávající velmi používaný typ elektromagnetického průtokoměru s kontaktními elektrodami, který se v současném průmyslovém měření průtoku velmi rozšířil, a to zejména pro vynikající přesnost, dlouhodobou stabilitu, rychlost reakce na změnu průtoku a dobrou citlivost. Metoda s kontaktními elektrodami má však svá omezení. Předně vodivé elektrody musí být v kontaktu s měřenou kapalinou, takže musí odolávat abrazi a chemickému složení kapaliny. Dalším omezujícím požadavkem je těsné upevnění elektrod ve stěně měřicí trubice z důvodů vysokých tlaků kapaliny. V neposlední řadě není možné tímto průtokoměrem měřit malé průtoky, neboť při nich už užitečný signál zaniká v parazitních signálech vzniklých vlivem mikrovířů na rozhraní elektroda-stěna trubice. Rovněž není možné měřit kapaliny o nízké vodivosti ($< 5 \mu\text{Scm}^{-1}$) vlivem elektrostatických výbojů při působení proudící kapaliny na rozhraní elektroda-stěna trubice. Metoda s kapacitními elektrodami spočívá v náhradě kontaktních elektrod plošnými elektrodami umístěnými na povrchu trubice. Výhodou je pak měření průtoku kapalin o vyšším tlaku, o mnoho nižší vodivosti a dále není nutné pro kapaliny o různém chemickém složení implementovat různý materiál elektrod. Nevýhodou nového řešení je zpracování signálu na vyšších impedancích, nutnost zvýšení frekvence (z důvodu zařazení kondenzátoru kapalina-elektroda) a s tím související snížení úrovně budicího pole a zvýšení vlivu parazitních signálů, jako je například vliv vířivých proudů.

Tato práce se zabývá jednak teoretickým rozбором celé problematiky, jednak optimalizací jednotlivých komponent účastnících se měření, jako jsou budicí cívky, plošné elektrody, zesilovací řetězec zpracovávající elektroniky a v neposlední řadě i metodou zpracování signálu koherentní detekcí. V teoretické části je věnována pozornost analytickým i numerickým metodám řešení magnetického pole, tvorbě náhradního schématu čidla včetně popisu jednotlivých prvků, přičemž hlavní komponenty schématu byly ověřeny experimentem. V praktické části jsou pak popsány dva funkční modely a výsledky porovnány s teoretickými předpoklady. V závěru práce jsou popsány kroky vedoucí k dalšímu postupu v řešení dané problematiky.

Klíčová slova: elektromagnetický průtokoměr, indukční metoda měření, elektromagnetické pole, průtok, napětí o nízkých úrovních, synchronní detekce, vysoká impedance

Abstract

This thesis deals with detailed discussion of electromagnetic principle of flow measuring with contactless capacitive electrodes. Consequently tries to observe all influences effecting by measuring of flow with this method. This measuring principle is follow-up to known and very popular and useful method of electromagnetic measuring with contact electrodes. Excellent accuracy, long term stability, good dynamics and good sensitivity are the main advantages of this method. Nevertheless method with contact electrodes has its own limitations. First of all iron electrodes has to be in contact with measured liquid, so it should be resistant against abrasion and chemical composition of the liquid. Other limitations grow up from tight fixation of electrodes in the pipe wall because of high liquid pressure. There is also no possibility to measure very low liquid flow because low level signal is forced by high level parasitic noise which is developed by microwhirlpools on the contact electrode - liquid. Also liquids with very low conductance ($< 5 \mu\text{Scm}^{-1}$) can't be measured because of electrostatic sparks on contact electrode - flowing liquid. The main difference between both methods is substitution of contact electrodes by surface electrodes placed directly on the pipe. Measuring of high pressure liquids with low conductance and no care about type material of electrodes with relation to type of liquid are the main advantages of this method. On the other hand using of very high impedances in the measuring electronics is the main disadvantage, because of using capacitor of low capacity which is placed between liquid and surface electrode. Due to this capacitor there is necessity of using higher frequencies and consequently with this fact higher influence of parasitic signals has to be taken in account, like eddy currents in liquid and in surrounding iron parts.

This thesis deals either with theoretical analysis of this problems either with optimization of concrete components participating of measuring process, like driving coils, surface electrodes, electronic amplifying chain and also with method of coherent detection.

There are discussed analytic and numeric methods of solution in theoretical part. Substitution circuit is theoretically described and the main parts are experimentally verified. At the end two function models are described in practical part. Results are discussed in the result section of this work. The final part of this thesis deals with next steps in the research in this theme.

Keywords: Electromagnetic Flow Meter, Inductive Method, Electromagnetic Field, Flow, Low Level Measurement, Coherent Detection, High Impedance

Obsah

Úvod.....	1
1 Princip funkce.....	2
2 Popis dějů v čidle EMFC z hlediska molekulární teorie	5
3 Popis elektromagnetického pole EMFC	8
3.1 Analytické řešení magnetického pole	9
3.2 Numerické řešení	11
4 Vlivy působící při měření	13
4.1 Vliv rušivých elektromagnetických polí	14
4.1.1 Synchronní složky rušení	14
4.1.2 Asynchronní složky rušení	16
4.2 Vliv vodivosti měřené kapaliny	17
4.3 Ostatní vlivy	17
5 Náhradní schéma z pohledu teorie obvodů	17
5.1 Obvod budicích cívek	17
5.2 Obvod tvorby signálu v měřeném profilu	18
5.3 Obvod zpracování signálu	20
5.4 Celkové schéma	21
6 Praktická realizace EMFC	24
6.1 První funkční model	24
6.2 Druhý funkční model	25
7 Experiment.....	26
8 Stávající stav a perspektiva dalšího výzkumu	29
8.1 Velikost elektrod a jejich kapacita	29
8.2 Materiál elektrod	31
8.3 Provedení budicích cívek	31
8.4 Tvar čidla	31
8.5 Elektronika vstupního zesilovače	31
8.6 Vyhodnocující elektronika	32
Závěr	33
Literatura	34
Přehled publikací	35

Úvod

Cílem disertační práce je rozbor elektromagnetického (v literatuře často uváděného jako „indukčního“) principu měření průtoku s použitím kapacitních elektrod a dále pak analýza vlivů působících při měření průtoku touto metodou.

Současná doba je poznamenána bouřlivým vývojem v oblasti techniky, a to zejména aplikací mikroprocesorové techniky, dokonalejších analogových obvodů a analogově-digitálních převodníků s vysokým rozlišením. Z tohoto důvodu se na trhu stále více vyskytují přístroje využívající principy, které nebylo možno dříve v praxi uplatnit s dostatečnou přesností. Ani v oblasti měření průtoku tomu není jinak. Ve vývoji těchto přístrojů se prosazují metody, při kterých nedochází ke změně tlaku v potrubí ani zasahování mechanických překážek v průtokoměrném profilu. Jednou z nejrozšířenějších metod je měření na elektromagnetickém principu, kde lze při současných možnostech techniky, dosáhnout vynikající přesnosti (až desetin % z měřené hodnoty) při poměrně velmi nízkých finančních nákladech.

Elektromagnetické měření průtoku lze realizovat jednoduchým mechanickým konstrukčním uspořádáním. Trubice přístroje bývá vyrobena z magneticky nevodivého materiálu a je nejčastěji kruhového průřezu, měřicí profil není osazen žádným mechanickým dílem, takže nedochází k žádným tlakovým ztrátám.

Přestože princip je znám a značně komerčně využíván, je nutno říci, že většina firem se snaží z důvodů ochrany před konkurencí své teoretické znalosti i praktické zkušenosti utajit a není tedy jednoduché získat podrobné technické informace.

V průmyslu jsou na průtokoměry kladeny vysoké požadavky, neboť chemické složení, obsah pevných částic (a tudíž značná abrazivost) měřených kapalin jsou velmi různorodé a mohou vyvolat nežádoucí účinky na měřicí mechanismus. Může pak dojít ke snížení přesnosti, anebo až k poškození průtokoměru. Pro měření těchto kapalin již nevyhoví ani klasický elektromagnetický průtokoměr s kontaktními elektrodami, neboť může dojít k silné korozi nebo dokonce ke zničení elektrod a následnému zaplavení čidla. Tato omezení způsobují snížení použitelnosti tohoto typu elektromagnetického průtokoměru. Proto vznikla myšlenka oddělit snímací elektrody od měřeného média, zvětšit jejich plochu a umístit je vně průtokoměrné trubice. Tímto způsobem by se odstranila nejen výše uvedená omezení, ale i problémy spojené s elektrochemickými reakcemi na kontaktních senzorech. Úkolem této práce je proto ověřit tento princip, prozkoumat množství vlivů působících při měření touto metodou, pokusit se omezit nežádoucí vlivy a pokud možno dotáhnout vývoj do fáze prototypu, kdy už by bylo možné tento výrobek nabídnout některé z českých firem ke konečnému uvedení do výroby.

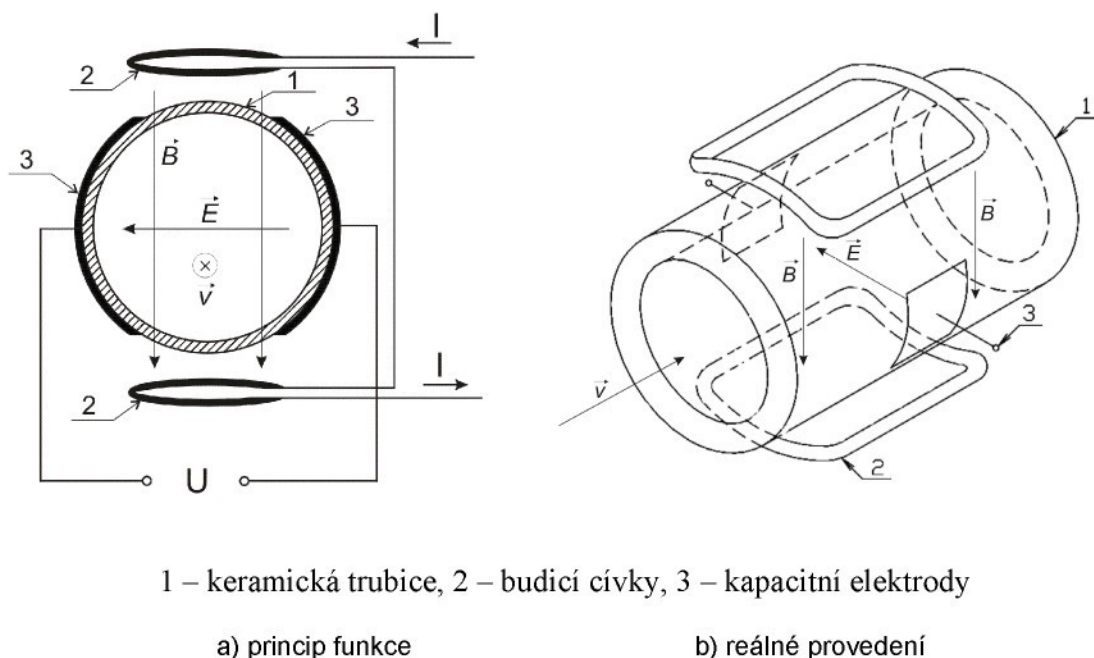
Základním problémem je zpracování signálů o velmi nízké úrovni získávaného z obvodu o extrémně vysoké impedanci. Největším úskalím se jeví dosažení dobrého odstupu užitečného signálu od šumu, omezení vlivu frekvence 50Hz a transformačních parazitních signálů od budících obvodů.

1 Princip funkce

Důležitým teoretickým předpokladem pro popis funkce elektromagnetického průtokoměru s kapacitními elektrodami (Electro-Magnetic Flowmeter with Capacitive electrodes) - dále jen EMFC, je znalost průtokoměru s kontaktními elektrodami (EMF). Fyzikální princip je shodný. Rozdílný je způsob vyhodnocování měřené veličiny.

Elektromagnetické průtokoměry využívají vlastností elektromagnetického pole, které působí na pohybující se kapalinu. V obecném případě je možné uvažovat pole, které může mít složku elektrickou a současně i magnetickou. Směr siločar magnetické indukce, vytvořené průchodem proudu budícími cívkami, je v ose cívek kolmé k ose snímacích elektrod a zároveň kolmé ke směru toku měřené kapaliny.

Princip funkce EMFC je zobrazen na obr. 1.1. Na rozdíl od průtokoměru s kontaktními elektrodami jsou elektrody (3) umístěny vně průtokoměrné trubice a v sérii s měřeným signálem je tedy vložen kondenzátor, jehož jednou elektrodou je vnitřní strana měřené trubice a druhou je plošná vnější elektroda. Tato kapacita je však velmi nízká a při použití obdobných frekvencí budícího signálu jako u průtokoměrů s kontaktními elektrodami je jeho impedance příliš vysoká. To vyvolává nutnost zvýšit pracovní frekvenci, optimalizovat provedení plošných elektrod pro získání co nejvyšší kapacity a dále významně zvýšit vstupní impedanci vyhodnocovací elektroniky. S vysokou vstupní impedancí jsou pak spojeny značné problémy s přenosem signálu z elektrod do vstupní elektroniky a s vysokým vlivem rušících signálů.



Obr. 1.1 Elektromagnetický průtokoměr s kapacitními elektrodami – princip funkce.

Magnetické pole průtokoměru je možno popsat pomocí Maxwellových rovnic. Přesný popis magnetického pole s uvažováním okrajových podmínek, podmínek na materiálových rozhraních s respektováním počátečních podmínek by byl příliš náročný. V rámci popisu principu použijme zjednodušeného pohledu, kdy uvažujeme pole v měřeném prostoru za homogenní a bez vlivu okolního prostředí na zkoumaný prostor uvnitř měřeného profilu.

Základním zákonem, ze kterého vychází princip měření elektromagnetického průtokoměru je druhá Maxwellova rovnice, tedy Faradayův zákon [17]. Ten v principu říká – pohybuje-li se vodič v magnetickém poli, pak kolmo k budícímu poli se vytvoří pole elektrické o intenzitě úměrné rychlosti pohybu vodiče. V našem případě vodičem bude měřená kapalina. Fyzikální podstatě je blízké vysvětlení vzniku napětí na elektrodách jako důsledek působení Lorentzových sil v obvodu, tedy obdobě Hallova jevu s tím rozdílem, že pohyb volného náboje není způsoben elektrostatickým polem, ale mechanickým pohybem měřeného média.

Pro jednoznačné řešení elektromagnetického pole v dané oblasti je dále nutno definovat hraniční podmínky. Hraničními podmínkami lze souhrnně označit okrajové podmínky, podmínky přechodu (tj. podmínky na přechodu dvou prostředí) a počáteční podmínky. Mezi hraniční podmínky řadíme podmínky okrajové (Dirichletova, Neumannova či případně Newtonova), podmínky přechodu mezi rozhraními a počáteční časovou podmínku. Ve všech těchto podmínkách řešíme vztahy mezi veličinami B , H , E , D , případně proudové hustoty J .

V případě obecnějšího vyjádření lze dle [21] děje v průtokoměrném profilu popsat Poissonovou rovnicí ve tvaru

$$\Delta \bar{\varphi} = \operatorname{div} (\bar{v} \times \bar{B} + \bar{v}' \times \bar{B}'), \quad (1.1)$$

kde φ je elektrický potenciál [V], B je vektor magnetické indukce [T], v je vektor rychlosti měřené kapaliny [ms^{-1}]. Hodnoty s pruhem znamenají průměrné ustálené hodnoty a hodnoty s čárkou odpovídají vlivu turbulentního proudění. Druhý člen je však dle [21] zanedbatelný dokonce i pro měření průtoku kovů, takže výslednou rovnici lze zapsat ve tvaru

$$\Delta \varphi = \operatorname{div} (v \times B). \quad (1.2)$$

Pomocí vektorové identity lze tento vztah přepsat na

$$\Delta \varphi = B \cdot \operatorname{rot} v - v \cdot \operatorname{rot} B. \quad (1.3)$$

Ve většině případů druhý člen můžeme zanedbat (jak bude diskutováno v kap. 4.1.1.1 o vířivých proudech), neboť tento člen vyjadřuje vliv indukce vyvolané indukovaným proudem v měřené kapalině (a tedy $\operatorname{rot} B = 0$) a proto za relevantní vztah pro potenciál vzniklý indukovaným polem a rychlostí kapaliny můžeme považovat vztah

$$\Delta \varphi = B \cdot \operatorname{rot} v. \quad (1.4)$$

Pro určení konkrétního napětí na elektrodách můžeme postupovat i jiným způsobem. Při zjednodušující podmínce homogenního pole můžeme vyjít z druhé Maxwellovy rovnice a vzniklé elektrické pole popsat diferenciální rovnicí

$$\operatorname{rot} E = -\frac{\partial B}{\partial t} + \operatorname{rot}(v \times B) \quad (1.5)$$

a odtud můžeme vyjádřit celkové elektrické pole:

$$E = -\frac{\partial A}{\partial t} + (v \times \operatorname{rot} A), \quad (1.6)$$

kde E je vektor elektrické intenzity [Vm^{-1}], A je vektor magnetického potenciálu [Tm] a t je čas [s]. První složka na pravé straně představuje klidovou indukovanou složku, někdy nazývanou transformační složku, druhý člen představuje námi zkoumanou užitečnou pohybovou indukovanou složku.

Výraz (1.6) můžeme vyjádřit i v integrální formě a dostaneme celkové indukované napětí:

$$U = -\frac{d\Phi}{dt} + \oint_C (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{r}, \quad (1.7)$$

V případě stacionárního pole je první člen nulový a výsledná intenzita je dána jen působením magnetické složky Lorentzových sil:

$$\mathbf{E} = \mathbf{v} \times \mathbf{B}. \quad (1.8)$$

Proudí-li kapalina (tedy o určité minimální koncentraci iontů) trubicí, pak na elektrodách, které zasahují do měřicího profilu a jsou tedy v kontaktu s měřenou kapalinou, se vytvoří napětí U přímo úměrné rychlosti kapaliny:

$$U = \mathbf{v} \cdot \mathbf{B} \cdot D. \quad (1.9)$$

Ze znalosti průřezu trubice D pak můžeme určit objemový průtok kapaliny.

Rovnice (1.9) platí za předpokladu, že osa elektrod je kolmá k rovině, ve které leží kolmé vektory $\mathbf{B}$ a $\mathbf{v}$, nezohledňuje tedy zakřivení siločar pole vyvolané budicími cívkami, rychlostní profil měřeného média a jiné parazitní vlivy. Proto se zavádí tzv. citlivostní koeficient, který určuje poměr mezi reálným napětím na elektrodách a jeho teoretickým odhadem:

$$S = \frac{U_{xy}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{B} \cdot D}, \quad (1.10)$$

kde U_{xy} je reálné napětí na elektrodách. V praxi je v podstatě nemožné dosáhnout $S=1$ a dosahuje se maximálně hodnot $S=0,2$ [19].

Přesnost měření je určena velikostí budicího magnetického pole a při nízkých vodivostech i vodivosti měřeného média. Je nutné použít vyhodnocovací elektroniky s velmi vysokým vstupním odporem.

Pro činnost průtokoměru má zásadní důležitost způsob buzení. Zásady pro časový průběh magnetického pole vytvářeného budicím obvodem EMFC jsou v podstatě shodné s podmínkami pro EMF s tím rozdílem, že není možné uplatnit stejnosměrné buzení a střídavé buzení je o vyšší frekvenci. Důvodem zvýšení frekvence je vysoká impedance vloženého kondenzátoru kapalina-elektroda při nízkých frekvencích.

Harmonické střídavé buzení

Hlavní výhodou je potlačení vlivu stejnosměrných napětí (zejména elektrochemického potenciálu) oddělením užitečného signálu derivační kapacitní vazbou. Nevýhodou střídavého buzení je vliv parazitní transformační složky, která vzniká časovou změnou budicího magnetického toku a dále pak vliv vířivých proudů, vznikajících při časové změně působícího magnetického pole. Celkové napětí na elektrodách $u_r(t)$ při buzení střídavým harmonickým magnetickým polem je tedy dáno součtem napětí odpovídajícímu průtoků $u_v(t)$ a parazitních složek [3]:

$$u_r(t) = u_v(t) + u_a(t) + u_s(t) + U_{ss}, \quad (1.11)$$

kde $u_a(t)$ je souhrn střídavých parazitních napětí asynchronních s frekvencí buzení,

$u_s(t)$ je souhrn střídavých parazitních napětí synchronních s frekvencí buzení,

U_{ss} je stejnosměrná rušivá složka (zejména potenciál vzniklý chemickými procesy mezi kapalinou a elektrodou).

Hlavní nevýhodou střídavého harmonického buzení je náročné elektronické zpracování a tím vyšší cena a také nutnost stálého buzení a tudíž značná výkonová ztráta.

Střídavé impulsní buzení obdélníkového průběhu

Impulsní buzení má nesporné výhody:

- parazitní transformační složka a vliv vířivých proudů se uplatní pouze při změně polarit budícího proudu,
- není třeba stálého buzení, a proto je možné budit cívky vyšším proudem po kratší dobu tak, abychom nepřesáhli povolenou výkonovou ztrátu na cívkách,
- odečítáním hodnot při kladné a záporné půlvlně je možno zdvojnásobit citlivost měřeného signálu a zároveň významně potlačit vliv parazitních signálů.

V okamžiku změny polarit magnetického pole však dochází k tlumeným zákmitům napětí na cívkách, jejichž frekvence je dána indukčností a přídavnou parazitní kapacitou cívek. Tyto zákmity se i přes pečlivé provedení dostanou do měřené odezvy a projeví se rovněž zákmity na hranách. Proto je třeba signál z elektrod vzorkovat až po ustálení magnetického pole. Dalším velmi významným parazitním vlivem je opět 50Hz signál indukovaný z napájecí sítě. Proto je nutné vstupní obvod elektrod účinně stínit. Dále je třeba, pokud možno digitálně, odečíst rušivé signály při nulovém průtoku a tento signál pak odečítat od užitečného signálu.

Amplitudu proudu do budících cívek je nutné volit podle velikosti čidla (DN je několik mm až 3m) od cca 100mA do jednotek ampér. Výkonová ztráta by neměla překročit desítky W, neboť provoz průtokoměru by pak byl nehospodárný.

Na problematiku popisu elektromagnetického pole lze mít dva pohledy: mikroskopický (molekulární hledisko) a makroskopický. Mikroskopický pohled nám naznačí působení elektromagnetických sil uvnitř průtokoměrného profilu pomocí molekulární teorie, zatímco makroskopický pohled umožní popis sledovaného jevu pomocí popisu elektromagnetického pole.

2 Popis dějů v čidle EMFC z hlediska molekulární teorie

Základní popis principu a vlastností průtokoměru lze nejlépe provést pomocí molekulární (mikroskopické) teorie, poněvadž je založen na pohybu nabitých částic. V této kapitole popíšeme základní vlastnosti molekul, jejich nahodilý pohyb, usměrněný pohyb pod vlivem magnetického pole a odvodíme základní parametry jednoduchého modelu průtokoměru. Z elektrického hlediska získáme základní náhradní obvody. Ve výpočtech se omezíme na destilovanou vodu, kterou lze považovat za dielektrickou kapalinu.

Uvažujeme průtokoměr tvořený dvěma rovnoběžnými deskovými elektrodami ponořenými do kapaliny, souběžně s jejím proudem. Délka elektrody ve směru toku nechť je a , výška b vzdálenost mezi nimi je d . Mezi elektrodami předpokládáme homogenní magnetické pole. Uvažujeme, že v kapalině jsou kladné ionty. Souřadnou soustavu volíme tak, že osa X je kolmá k ploše elektrod, osa Y udává směr toku a osa Z je ve směru magnetického pole.

Pohybuje-li se kladný iont kolmo k magnetické indukci B , která má směr osy Z , rychlostí v_y ve směru osy Y , pak na něho ve směru osy X působí magnetická síla

$$F_{xm} = qv_y B, \quad (2.1)$$

kde $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ je náboj elektronu v absolutní hodnotě.

Ionty pohybující se ve směru osy X dopadnou na elektrodu, kterou nabijí kladně. Od opačné elektrody kladné ionty odcházejí, tato oblast se nabíjí záporně.

Vzniká elektrické pole o intenzitě E_o mířící od kladných nábojů k záporným, která na ionty působí opačnou silou

$$F_{xe} = -qE_o. \quad (2.2)$$

Z rovnovážného stavu lze pak odvodit vztah

$$U_o = dE_o = dv_y B. \quad (2.3)$$

Napětí je úměrné rychlosti proudění a na tom je založen princip průtokoměru.

Pro představu uvažujeme typické magnetické pole o indukci $B = 2 \text{ mT}$, rychlost iontů $v_y = 12 \text{ m/s}$ (obvyklá maximální rychlost v měřicí trubici) a vzdálenost mezi elektrodami $d = 70 \text{ mm}^1$. Pak je intenzita elektrického pole podle $E_o = 12 \text{ mV/m}$ a výsledné napětí podle vztahu (2.3) činí $U_o = 1,68 \text{ mV}$. Pro další úvahy můžeme počítat s typickým maximálním napětím 2 mV .

Z hlediska dynamiky je důležité určit průměrnou rychlost v_x , kterou se ionty pohybují směrem k elektrodě. Jako jednoduché řešení je aplikace první věty impulsové, která říká, že změna hybnosti je rovna impulsu síly

$$mv_k - mv_p = \int_0^{t_F} F_m(t) dt, \quad (2.4)$$

kde m je hmotnost, v_p je počáteční a v_k konečná rychlost, $F_m(t)$ je časově proměnná síla, která působí v časovém intervalu $< 0, t_F >$.

Po úpravách vztahu (2.4) dostaneme výsledný vztah pro průměrnou rychlost iontů působením magnetického pole

$$v_x = \frac{q v_y B}{m} t_F = \frac{q v_y B}{m} \cdot \frac{l_s}{v_n}, \quad (2.5)$$

kde l_s je střední volná dráha molekuly a v_n je střední rychlost jejího nahodilého pohybu. Po dosazení typických hodnot dostaneme výsledek $v_x = 7 \cdot 10^{-9} \text{ m/s}$. Pohyb iontů je tedy velmi pomalý.

Uvažujeme-li v prvním přiblížení náhradní obvod se zdrojem napětí U_o a sériovým odporem R_i a zatěžovacím odporem R_z , pak napětí na zátěži je

$$U_z = U_o \frac{R_z}{R_i + R_z}, \quad (2.6)$$

přičemž do zátěže se dostává maximální výkon, pokud je zatěžovací odpor roven vnitřnímu, $R_z = R_i$. Napětí na zátěži je polovinou napětí zdroje, případně proud tekoucí zátěží je poloviční v porovnání s proudem zdroje. Výkon dodávaný do zátěže je dán vztahem

$$P_{\max z} = \frac{U_o^2}{4R_i} = \frac{I_o^2}{4}, \quad (2.7)$$

¹ Geometrické hodnoty odpovídají realizaci

Pro námi uvažovanou destilovanou vodu a geometrii elektrod je možno základní vlastnosti náhradního zdroje vyjádřit následujícími hodnotami: napětí zdroje a napětí naprázdno činí 100 μV , proud zdroje proudu a proud nakrátko je 60 pA, vnitřní odpor má hodnotu 1,7 M Ω , vnitřní vodivost je 600 nS a maximální výkon na zátěži 1,7 M Ω činí $1,5 \cdot 10^{-15} \text{ W} = 1,5 \text{ fW}$. Jedná se o velmi měkký zdroj.

V případě alternujícího budicího pole je třeba uvažovat ještě tzv. vnitřní kapacitu C_i a počítat s ustálením náboje na elektrodách po změně polarity.

Pro napětí a proud v obvodu pak platí vztah

$$idt = C_i du. \quad (2.8)$$

Nyní můžeme postupovat dvěma způsoby, buď vyjádříme okamžité napětí pomocí okamžitého proudu, nebo naopak. Podle stacionárního náhradního obvodu je mezi elektrodami napětí $U_0 - u$, kde U_0 je napětí zdroje. Po úpravách získáme diferenciální rovnici

$$\frac{du}{dt} + \frac{u}{\tau} = \frac{U_0}{\tau}, \quad (2.9)$$

kde $\tau = R_i C_i$ je časová konstanta.

V reálném průtokoměru není homogenní ani magnetické pole, ani rychlost proudění. Nehomogenita magnetického pole je též v tom, že existují všechny tři složky, nikoliv jen hlavní složka magnetické indukce B_z kolmá k ose trubky². Zatím uvažujeme jen nehomogenitu hlavní složky zodpovědné za vznik elektrického pole.

V základním vztahu (2.3) vystupuje lineárně³ jak rychlost proudění částic, tak magnetická indukce. Proto stačí uvažovat jen nehomogenitu jedné z nich. K tomu účelu použijeme magnetickou indukci.

Úplně řešení není možné provést analyticky, je nutno přejít na nějakou formu numerických metod (např. metodu konečných prvků). Zde proto nastíníme jen kvalitativní důsledky. Nehomogenita hlavní složky magnetické indukce má za následek nehomogenitu elektrického pole. Náboj na vnitřní stěně budí všechny složky intenzity, složka $E_x(x,y,z) = E_x(x)$ kolmá ke směru pohybu (a magnetické indukci) však převládá. Podle 3. Maxwellovy rovnice

$$\text{div} \mathbf{E} = \frac{\rho}{\varepsilon}, \quad \frac{dE_x}{dx} \cong \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (\text{aproximace}), \quad (2.10)$$

kde ρ je prostorová hustota volného náboje a ε je permitivita kapaliny. V důsledku nehomogenity hlavní složky magnetické indukce vzniká v kapalině prostorový náboj.

Kvalitativně lze mechanismus vzniku tohoto náboje vysvětlit tím, že v souladu s praxí uvažujeme magnetickou indukci klesající směrem ke stěnám trubky. Na náboje těsně u stěny působí malá magnetická síla, takže stačí malé elektrické pole, aby ji vykompenzovalo. Na náboje z větší vzdálenosti od stěny však působí větší síla, takže se ještě pohybují ke stěně a tím ji dále nabíjejí. Vznikne silnější elektrické pole, které náboje těsně u stěny odtlačuje ke středu trubky. Dochází tak k hromadění náboje v kapalině, které v ustáleném stavu zajistí, že všechny náboje se pohybují ve směru osy trubice.

Při výpočtech tedy musíme uvažovat průměrné elektrické pole, které se ovšem počítá velmi obtížně, mj. vyžaduje řešení Poissonovy rovnice

² Volba souřadné soustavy a orientace složek vektorů: magnetické pole má směr osy Z_I , osa Y je ve směru proudění a elektrické pole má směr osy X .

³ Pokud je druhá veličina konstantní

$$\Delta\varphi = -\frac{\rho}{\varepsilon}, \quad \frac{d^2\varphi}{dx^2} \cong -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (\text{aproximace}), \quad (2.11)$$

kde φ je elektrický skalární potenciál, který souvisí s intenzitou elektrického pole E definičním vztahem

$$E = -\text{grad}\varphi, \quad E_x = -\frac{d\varphi}{dx}. \quad (2.12)$$

Průběh hustoty volného náboje se však určuje obtížně.

Další problém je s určením napětí uvnitř průtokoměru. Pokud není vnitřní elektroda, neplatí na vnitřní straně trubky podmínka stejného potenciálu. V tomto případě je teoreticky vhodnější vypočítat náboj na vnitřní stěně a napětí určit z něho a vnitřní kapacity. Zatímco pro vnitřní kapacitu je jednoduchý analytický výraz, povrchový náboj se zjišťuje velmi obtížně, poněvadž neumíme ani určit přesně intenzitu elektrického pole těsně u trubky.

Z hlediska fyzikálního principu se jeví určitá podobnost s Hallovým jevem. Napětí mezi bočními stěnami vodiče při Hallově jevu vzniká rovněž působením magnetické síly na pohybující se elektrické náboje. Z hlediska mechanismu vzniku napětí zde tedy není rozdíl. Rozdíl je však minimálně v těchto skutečnostech:

- Při Hallově jevu teče elektrický proud a ten vyvolává pohyb částic. Příčina pohybu je tedy elektrická. V průtokoměru jsou nabitě částice unášeny proudící kapalinou. Příčina jejich pohybu je neelektrická.
- Při Hallově jevu proudí nabitě částice opačného znaménka opačnými směry. Magnetické pole je tedy směřuje k téže elektrodě. Náboje se tudíž odečítají a Hallovo napětí je nízké. V diskutovaném případě destilované vody by bylo asi neměřitelné, poněvadž koncentrace opačných nábojů a jejich rychlosti jsou téměř stejné. V kapalině proudí nabitě částice stejným směrem a jsou odváděny k opačným elektrodám. Jejich účinky se tedy počítají.

3 Popis elektromagnetického pole EMFC

Pro buzení cívek je možno použít několik typů časového průběhu budicího signálu. V případě *harmonického buzení* je rozhodujícím parametrem určujícím dostatečnou citlivost měření malý úbytek na kondenzátoru tvořeným měřeným médiem (první elektroda), tloušťkou trubice (dielektrikem) a sběrnými elektrodami (druhá elektroda).

Výstup z čidla a vstupní odpor zesilovače tvoří impedanční dělič. Pro dostatečnou citlivost měření pak musí platit nerovnost:

$$\frac{1}{2\pi f C_V} \ll R_{in}, \quad (3.1)$$

V případě *obdélníkového nebo lichoběžníkového buzení* je nutné, aby vstupní časová konstanta, jež je dána kapacitou elektrod C_V a vstupním odporem měřicího zesilovače R_{in} byla co největší a je žádoucí, aby nerovnost (3.1) platila alespoň ve dvou řádech.

Je-li prostředí nehomogenní, je velmi obtížné popsat magnetické pole analyticky. Je proto nutné zvolit jiný přístup k řešení. S využitím popisu pole jako sumy tzv. bazových funkcí uvnitř sledované oblasti [15] je možno metody řešení rozdělit následujícím způsobem:

- analytické metody – bazové funkce přesně popisují jak oblast Ω , tak její hranici, Výsledná diferenciální rovnice je však velmi složitá a je jí možno definovat jen pro jednoduché tvary (příklad – metoda MMT – sešívání vidů)
- semianalytické metody – bazové funkce popisují přesně oblast Ω , hranici jen přibližně (metoda MMP – Multiple MultiPoles)
- seminumerické metody – bazové funkce popisují přesně hraniční oblast, oblast Ω jen přibližně (metoda BEM – metoda hraničních prvků)
- numerické metody – bazové funkce nepopisují přesně ani oblast Ω ani oblast $\partial\Omega$ (příkladem je např. metoda konečných prvků – FEM nebo metoda konečných diferencí FDTD)

V následujících podkapitolách rozeberme tedy možnosti analytického a numerického řešení.

3.1 Analytické řešení magnetického pole

Analytické řešení magnetického pole průtokoměru vychází z Biot-Savartova zákona.

Uvažujeme vodič popsaný křivkou K , kterým teče proud I . Pak magnetická indukce buzeného pole $\mathbf{B}(\mathbf{r})$ v bodě o polohovém vektoru $\mathbf{r}$ je dána Biot-Savartovým zákonem

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \int_{(K)} \frac{\mathbf{t}_0 \times (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|^3} dl = \frac{\mu_0}{4\pi} I \int_{(K)} \frac{\mathbf{t}_0 \times \Delta \mathbf{r}}{(\Delta r)^3} dl, \quad (3.2)$$

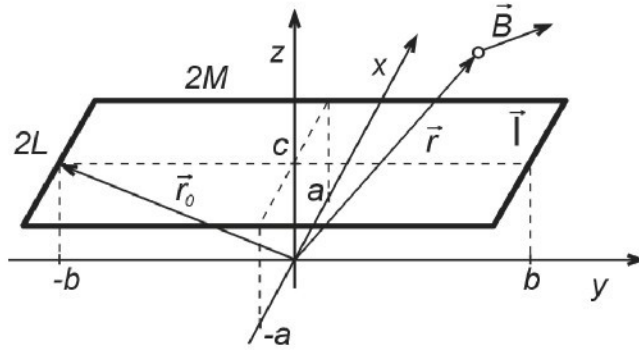
kde $\mathbf{t}_0 = \mathbf{t}_0(\mathbf{r}_0)$ je jednotkový tečný vektor k délkovému elementu dl křivky k v místě o polohovém materiálovém vektoru $\mathbf{r}_0$. Smysl jednotkového tečného vektoru $\mathbf{t}_0$ je dán směrem proudu I .

Složky vektorového součinu ve vztahu (3.2) určují jednotlivé složky magnetické indukce. Příspěvky od elementů vodiče jsou dány vztahy

$$\begin{aligned} dB_x(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{t_{0y}(x_0, y_0, z_0) \cdot (z - z_0) - t_{0z}(x_0, y_0, z_0) \cdot (y - y_0)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2\right)^{3/2}} dl \\ dB_y(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{t_{0z}(x_0, y_0, z_0) \cdot (x - x_0) - t_{0x}(x_0, y_0, z_0) \cdot (z - z_0)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2\right)^{3/2}} dl \\ dB_z(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{t_{0x}(x_0, y_0, z_0) \cdot (y - y_0) - t_{0y}(x_0, y_0, z_0) \cdot (x - x_0)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2\right)^{3/2}} dl \end{aligned} \quad (3.3)$$

Souřadnice, resp. indexy, se cyklicky střídají, takže výraz pro další složku lze odvodit z předchozího cyklickým posuvem. Vztahy (3.3) jsou základem pro numerické výpočty.

V praxi má vodič jednoduché tvary. Uvažujeme pro zjednodušení obdélníkovou cívku, skládající se z přímých úseků dle obr. 3.1.



Obr. 3.1: Magnetické pole obdélníkové cívky

Součtem příspěvků magnetické indukce od všech elementů celé cívky dostaneme výsledný vztah pro velikost magnetické indukce v libovolném bodě od jednoho závitů. Pro vyvolání magnetického pole elektromagnetického průtokoměru se používají dvě cívky, je tedy nutné uvažovat ještě příspěvek druhé cívky.

Výsledný vzorec pro výpočet velikosti magnetické indukce pravoúhlých cívek v každém bodě průtokoměrného profilu elektromagnetického průtokoměru je pak:

$$\begin{aligned}
 B_x(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \sum_{k=0}^1 \sum_{i=0}^1 (-1)^i \frac{z - (-1)^k c}{(x + (-1)^i a)^2 + (z - (-1)^k c)^2} \cdot \\
 &\sum_{j=0}^1 (-1)^j \frac{y - (-1)^j b}{\sqrt{(y - (-1)^j b)^2 + (x + (-1)^i a)^2 + (z - (-1)^k c)^2}} \\
 B_y(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I (-1)^j \sum_{k=0}^1 \sum_{i=0}^1 (-1)^i \frac{z - (-1)^k c}{(y + (-1)^j b)^2 + (z - (-1)^k c)^2} \cdot \\
 &\sum_{j=0}^1 (-1)^j \frac{x - (-1)^j a}{\sqrt{(x - (-1)^j a)^2 + (y + (-1)^j b)^2 + (z - (-1)^k c)^2}} \\
 B_z(x, y, z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} I \sum_{k=0}^1 \sum_{i=0}^1 (-1)^{i+1} \frac{y + (-1)^j b}{(y + (-1)^j b)^2 + (z - (-1)^k c)^2} \cdot \\
 &\sum_{j=0}^1 (-1)^j \frac{x - (-1)^j a}{\sqrt{(x - (-1)^j a)^2 + (y + (-1)^j b)^2 + (z - (-1)^k c)^2}} \\
 &+ \frac{\mu_0}{4\pi} I \sum_{k=0}^1 \sum_{i=0}^1 (-1)^{i+1} \frac{x + (-1)^j a}{(x + (-1)^j a)^2 + (z - (-1)^k c)^2} \cdot \\
 &\sum_{j=0}^1 (-1)^j \frac{y - (-1)^j b}{\sqrt{(y - (-1)^j b)^2 + (x + (-1)^j a)^2 + (z - (-1)^k c)^2}}
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

Z těchto vztahů vyplývá, že pravouhlý závit budí obecně všechny tři složky magnetické indukce. Na buzení radiální složky (x-ové nebo y-ové) se podílí jen k ní kolmé strany. K buzení axiální (z-ové) složky přispívají všechny strany.

Stejným způsobem by bylo možno určit rozložení magnetické indukce pro vyšší počet závitů nebo pro jiné tvary cívek, například pro typicky používanou sedlovou cívku. Ovšem vzorec by opět značně narostl a jak je zřejmé z experimentálních výsledků, zásadní vliv má velikost cívky a pro výpočet s přijatelnou přesností zcela jistě postačí zjednodušení na obdélníkový tvar.

3.2 Numerické řešení

V případě, že se jedná o nehomogenní nestacionární elektromagnetické pole, nelze pomocí analytických metod pole podrobně popsat. S výhodou je pak možno využít numerických metod. Pro řešení magnetických polí se nejvíce rozšířila metoda konečných prvků FEM (Finit Element Method).

FEM vychází z klasických variačních metod – Ritzovy a Galerkinovy. Tyto metody transformují diferenciální problém na problém variační. Oproti diferenčním či integrálním technikám má tato variační metoda mnoho výhod. Podrobný popis je možno nalézt např. v [12] a [13], [18] nebo [15].

Pro analýzu magnetického pole průtokoměru byl použit multifyzikální program ANSYS. Tento program zahrnuje strukturální a termodynamickou analýzu, analýzu proudění kontinua, analýzu elektrostatických a elektromagnetických polí a akustické analýzy. Právě pro tuto komplexnost je program ANSYS pro modelování čidla elektromagnetického průtokoměru velmi vhodný, neboť umožní řešení jednak průběhu magnetického pole uvnitř průtokoměrné trubice, elektrostatickou analýzu signálu na kapacitních elektrodách a navíc zohlední i vlivy proudění měřené kapaliny (typ proudění při různých rychlostech, vliv drsnosti stěny trubice). Finálním řešením všech vlivů pak může být i termodynamická analýza (vliv teploty kapaliny, oteplení vlivem protékajícího proudu budícími cívkami) a v neposlední řadě i transientní analýza.

Při modelování v programu ANSYS je nutné nejdříve vytvořit geometrický model, přiřadit materiálové vlastnosti, provést síťování modelu, v dalším kroku nastavit a spustit řešič úlohy a v konečném kroku tabulkově nebo graficky danou úlohu vyhodnotit.

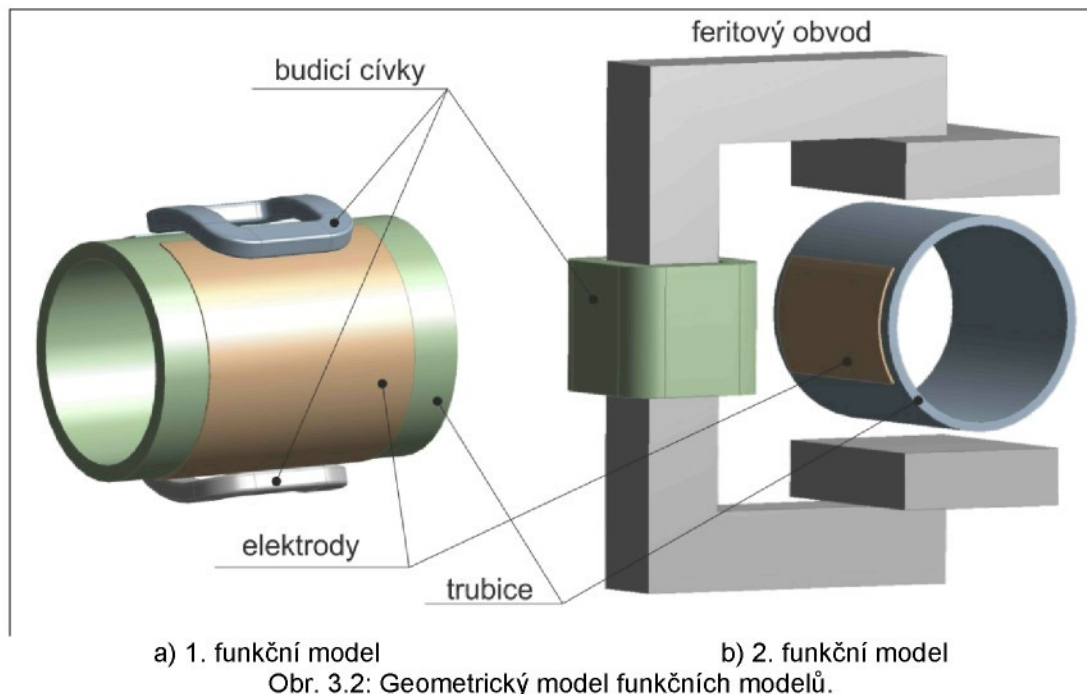
Cílem analýzy je optimalizace tvaru budících cívek pro vytvoření co nejsilnějšího a pokud možno homogenního pole (kolmé k profilu elektrod a směru toku měřeného média) v průtokoměrném profilu po celé délce elektrod a optimalizovat rozměry elektrod pro dosažení co nejsilnějšího signálu. Pro komplexní zhodnocení je nutné vytvořit 3D model a případné lokální vlivy řešit ve 2D pomocí plošných řezů z 3D modelu.

Dle [1] byl vybrán pro modelování elektromagnetických polí prvek SOLID 236 o tvaru čtyřstěnu, neboť tento prvek umožní kromě magnetických i řešení elektrických polí. Při tvorbě modelů čidla elektromagnetického průtokoměru bylo použito 150-200 tisíc prvků, což byla maximální hranice, kdy byla zcela využit výkon PC. Síťování čidla bylo manuálně optimalizováno v citlivých oblastech. Je třeba zdůraznit význam dostatečného okolí čidla - při malém okolí dochází k nepřírozenému zakřivení siločar, při velkém okolí zase neúměrně narůstá počet prvků. Dále je nutné nastavit správně okrajové podmínky, tedy Dirichletovu nebo Neumannovu na okrajích zkoumaného prostoru a rovněž na plochách symetrie.

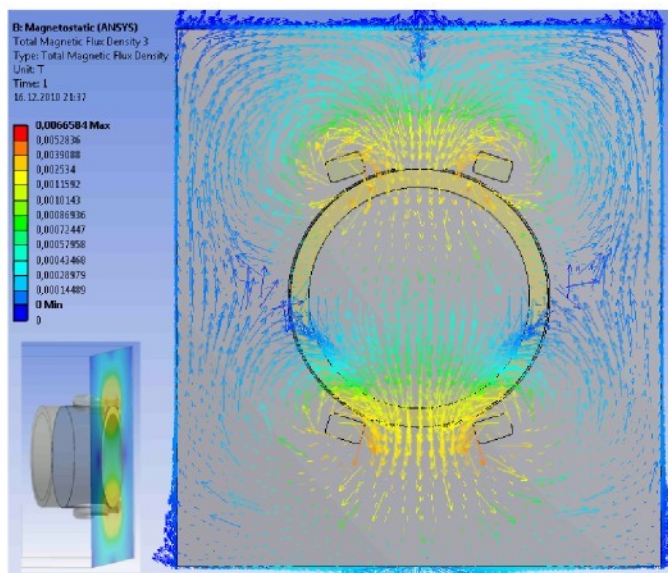
Ve fázi PreProcessing byl vytvořen v prostředí WORKBENCH geometrický model a přiřazeny materiály jednotlivým komponentům: cívky - měď (COOPER ALLOY), trubice -

keramika Al_2O_3 - 99,7% (AL2O3-99.7), elektrody - stříbro (SILVER), médium - voda (WATER), obal - trubice z oceli, okolí - vzduch (AIR).

Z obr. 3.2 jsou patrné tvary jednotlivých komponent čidla dvou funkčních vzorků. U 1. FM příčný rozměr cívky je 60% průměru trubice DN40, elektrody obepínají téměř celou polovinu povrchu trubice a zasahují až pod budicí cívku.



Na obr. 3.3 je vyobrazeno rozložení vektoru magnetické indukce $\mathbf{B}$ 1. FM pro budicí proud 200 mA. Řez byl veden uprostřed cívek kolmo k ose trubice. Na tomto zobrazení je znázorněn průběh celkového vektoru pole. Zcela zjevné je, že směrem od svislé osy směrem k elektrodám významně ubývá na homogenitě, přitom v rovině symetrie je pole nejhomogennější.

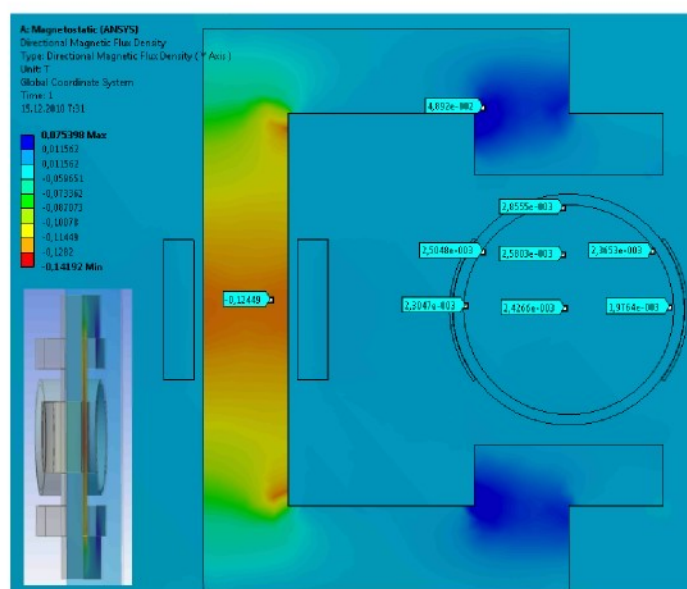


Obr. 3.3: Rozložení siločar magnetické indukce 1. FM v příčném řezu

Magnetické pole B by mělo mít tvar takový, aby bylo kolmé k ose elektrod a křivkový integrál Bdl měl maximální hodnotu, což tento model splňuje jen částečně. Dalším negativním faktorem je malá vzájemná vazba cívek a pole je tedy velmi slabé a výsledná elektrická intenzita nízká.

Pro zvýšení homogenity pole v prostoru trubice byl vytvořen 2. FM s feritovým obvodem (viz obr. 3.2b.). Pro simulaci magnetického obvodu bylo použito feritové jádro (materiál CF196) s parametry trubice stejnými jako u 1. FM.

Na první pohled je z obr. 3.4 zřejmé, že pole má velmi dobrou homogenitu. V oblasti trubice, kterou obepínají elektrody, je rozdíl mezi nejnižší a nejvyšší úrovní magnetické indukce 20 % (dokonce i na kraji elektrod je tento rozdíl poměrně nízký - 38 %).



Obr. 3.4: Rozložení užitečné složky B_y v rovině symetrie čidla 2. FM

Při zkoumání neužitečné složky 2. FM pole B_x a B_z bylo zjištěno, že složka B_x dosahuje v maximu až 0,3 mT. Naopak B_y má nízkou úroveň a prakticky výsledky neovlivní.

Z porovnání modelů pro čidlo s budicími cívkami a pro čidlo s feritovým obvodem vyplývají následující poznatky. Feritový obvod čidla disponuje vyšší homogenitou, což je příznivý faktor pro výzkumné účely. Pro praktické použití však toto čidlo je poměrně objemné, což zvyšuje náklady na realizaci a navíc zhoršuje komfort při manipulaci s čidlem.

4 Vlivy působící při měření

Na přesnost a stabilitu výsledné změřené hodnoty průtoku má vliv nejen mnoho parametrů provedení průtokoměru (provedení budicích cívek, elektrod, obvod zpracování signálu), ale i mnoho dalších rušivých vlivů, a to jednak elektromagnetických (vliv rušivých polí, šum), jednak mechanických (vliv charakteru proudění, výskyt bublin a pevných částí v měřené kapalině). Většina rušivých vlivů elektromagnetických průtokoměrů byla již podrobně analyzována v literatuře, např. v [3], [7], [19] a uplatňují se i v EMFC, proto je v úvodu této kapitoly shrňme jen stručně a zaměříme se podrobněji na vlivy, které jsou specifické jen pro EMFC.

4.1 Vliv rušivých elektromagnetických polí

Vzhledem ke skutečnosti, že získávaný signál je o velmi nízké napěťové úrovni (v rozsahu jednotek μV do jednotek mV) a je zpracováván na vysoké impedanci, pak se tyto vlivy velmi snadno implantují do signálu užitečného.

4.1.1 Synchronní složky rušení

Synchronní složky rušení mají shodnou frekvenci s budícím magnetickým polem a můžeme je rozdělit do následujících vlivů:

- elektromagnetická indukce
 - transformace signálu buzení do užitečného signálu
 - vířivé proudy
- kapacitní přenos z obvodu buzení do užitečné odezvy

4.1.1.1 Indukční parazitní vazby

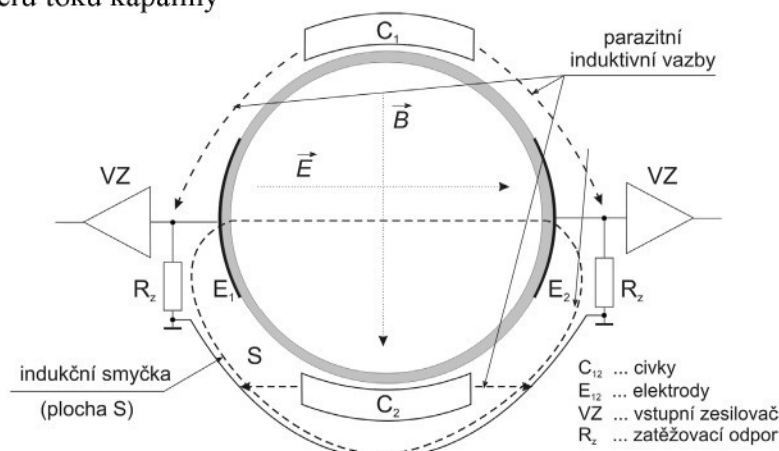
Transformační složka

Nejsilnější vliv má transformační složka vzniklá přenosem signálu z budících cívek vlivem jejich rozptylových polí. Z rovnice (1.8) je patrné, že užitečné napětí se získává integrací intenzity elektrického pole vzniklého vektorovým součinem mezi rychlostí média a magnetickou indukcí v měřeném profilu. Užitečná složka napětí je pak

$$u_i = \int_{E_1}^{E_2} \mathbf{E}(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (4.1)$$

Jelikož integrační dráha musí být uzavřená, je třeba k tomuto napětí připočítat i napětí vzniklé vně elektrod. Toto napětí vzniká průnikem budícího pole do smyčky tvořené přívody elektrod ke vstupu zesilovače a spojením zemního potenciálu zesilovačů u obou elektrod. Na velikost této složky má vliv:

- impedance smyčky, což je pro případ EMFC velmi nevýhodné, neboť smyčka se uzavírá přes vysokoohmové rezistory na vstupech zesilovačů,
- nehomogenita pole, neboť do této smyčky se indukuje jen složka pole B_z ve směru toku kapaliny



Obr. 4.1: Induktivní vazby čidla EMFC.

Uvažujeme-li sinusové buzení cívek, pak okamžitou magnetickou indukci $b(t)$, která je ve fázi s budícím proudem a je mu přímo úměrná, můžeme vyjádřit vztahem:

$$b(t) = B_0 \sin(\omega t), \quad (4.2)$$

kde B_0 je amplituda magnetické indukce. Ve smyčce S se pak indukují napětí

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt} = -SB_0\omega \cos(\omega t) = U_{i0}\omega \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (4.3)$$

kde Φ je magnetický tok [Wb]. Je-li v této smyčce vstup zesilovače se vstupním odporem R_{vst} , vzniká na něm napětí

$$u_{vst} = R_{vst}i_i = U_{i0} \frac{R_{vst}}{R} \cos(\omega t), \quad (4.4)$$

Toto rušivé napětí se přidává k měřenému a může způsobit výraznou systematickou chybu měření. Omezení vlivu indukovaných napětí je možné, ale jen za následujících předpokladů:

- minimalizovat frekvenci,
- upravit plošný spoj umístěný přímo na plošných elektrodách tak, aby spoj k vstupnímu zesilovači byl rovnoběžný se siločarami pole,
- minimalizovat plochu zemní smyčky, která je tvořena vodivým spojem mezi elektronikami zesilovačů obou elektrod a tuto plochu orientovat rovnoběžně s hlavní složkou budícího pole,
- pokusit se minimalizovat vstupní odpor zesilovače,
- zpracovat signál pomocí koherentní detekce.

Vířivé proudy

Další nezanedbatelnou synchronní rušivou složkou jsou vířivé proudy, které vznikají jednak v *měřené kapalině*, jednak v *kovových částech* mechanického provedení čidla.

Základním zákonem, dle kterého se řídí velikost proudů je opět Faradayův zákon, z čehož vyplývají obdobné závěry, jako v předchozím odstavci, tedy amplituda je závislá na frekvenci a fáze je o 90° posunutá oproti budícímu poli.

Vířivé proudy v kapalině

V praxi můžeme rozlišit vířivé proudy v kapalině vzniklé výše popsaným způsobem, tedy malé proudové smyčky uvnitř celého průtokoměrného profilu v rovině kolmé k siločaram magnetické indukce. Jelikož však vířivé proudy jsou úměrné rychlosti vzájemného pohybu mezi budícím polem a měřenou kapalinou, vznikají velké smyčky vlivem rychlostního profilu proudění a také vlivem nerovnoměrného rozložení magnetického pole.

Ze vzorce (4.3) je amplituda vířivých proudů úměrná frekvenci a navíc dle literatury [7] vodivosti měřeného média. Jelikož kapalina má oproti kovům, kde se vířivé proudy hojně využívají např. k detekci poruch, nižší vodivost a zároveň se používá poměrně nízká frekvence, amplituda vířivých proudů je zřejmě nižší než užitečný signál a jejich vliv lze vzhledem k fázovému posuvu 90° opět omezit koherentní detekcí.

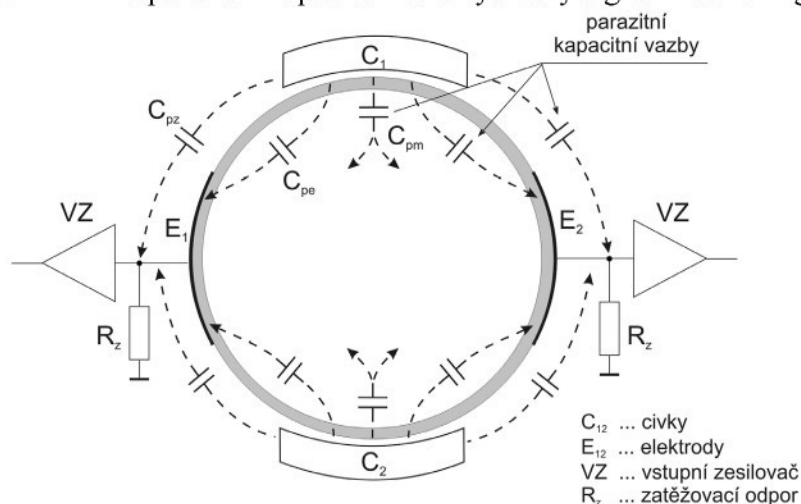
Vířivé proudy indukované v mechanických kovových částech průtokoměru

Stejným postupem jako v předchozí kapitole dojdeme k výsledku, že vliv vířivých proudů v kovových částech průtokoměru je v protifázi s užitečným signálem. Tuto chybovou

složku nelze nijak odlišit od užitečné, avšak její vliv je stále stejný a má multiplikativní charakter, takže je možné ji omezit kalibrací při několika rychlostech kapaliny.

4.1.1.2 Kapacitní parazitní vazby

Na obr. 4.2 jsou vyobrazeny možné kapacitní přenosy mezi obvodem buzení a odezvou. Tento vliv nebyl u EMF s kontaktními elektrodami tak významný neboť elektrody jsou u tohoto typu bodové. Ale u EMFC jsou elektrody plošné a jsou umístěny poměrně blízko budícím cívkám, takže možnost kapacitního přenosu se výrazně zvyšuje a jak je uvedeno výše (kap. 5) i velmi nízká parazitní kapacita může výsledný signál značně negativně ovlivnit.



Obr. 4.2: Kapacitní parazitní vazby.

Tento parazitní vliv lze rozdělit do následujících složek:

- kapacita mezi cívkami a elektrodami C_{pe}
- kapacita mezi cívkami a měřenou kapalinou C_{pm}
- kapacita mezi cívkami a přívodními vodiči ke vstupnímu zesilovači C_{pz}

Vzhledem ke skutečnosti, že všechny tyto parazitní kapacity jsou nesrovnatelně nižší než je vazební kapacita C_v mezi kapalinou a elektrodou, pak se celkově jeví jako jedna parazitní kapacita (s kapacitou, která je součtem parazitních kapacitních složek) mezi cívkami a vstupním obvodem zesilovače. Tyto parazitní kapacity jsou prakticky neměřitelné, ale i hodnota v řádech jednotek fF může způsobit výraznou změnu výsledného užitečného signálu. Jak je zřejmé, všechny parazitní synchronní složky jsou oproti buzení posunuty o 90° . Tento fakt opět přímo vybízí k použití synchronní detekce pro zpracování signálu.

4.1.2 Asynchronní složky rušení

Asynchronní složky mají odlišnou frekvenci než je frekvence buzení. Nejvíce se uplatňuje vliv elektromagnetického pole rozvodů výkonové sítě o frekvenci 50Hz. Nejlepší ochranou proti této parazitní složce je účinné stínění. Dalším vlivem je šum vznikající jednak v měřené kapalině (turbulence, tepelný šum, šum od bublin a pevných částic, interakcí proudící kapaliny s nábojem, který se kumuluje na stěnách trubice z nevodivého materiálu) jednak v elektronice čidla (šum pasivních i aktivních polovodičových prvků). Tato problematika je řešena v několika publikacích [20], [21] a na tomto místě jen zmiňme, že kromě snahy o minimalizaci příčin (např. odstranění bublin z kapaliny) je neúčinnější zbraní použití synchronní detekce.

4.2 Vliv vodivosti měřené kapaliny

Princip elektromagnetického průtokoměru je založen na interakci vodivé kapaliny s magnetickým polem. Pro funkci je tedy nezbytně nutná alespoň minimální vodivost, přičemž maximální vodivost není omezena (je možno měřit i tekuté kovy, např. rtuť - viz [21]).

Z podrobného rozboru vyplývá, že na vodivosti měřené kapaliny nezáleží až do vodivosti jednotek desetin μScm^{-1} (vodivost destilované vody je řádově v desetinách μScm^{-1}). Pro nižší vodivost by již bylo nutné provést kalibraci měřiče s tím, že vodivost bude průběžně měřena. Dalším faktorem omezujícím použití málo vodivých kapalin je vznik elektrostatických výbojů na kontaktních elektrodách a na stěnách trubice (viz [8]). Tento šum je generován zejména při turbulentním proudění, a to zejména při miniturbulencích okolo kontaktních elektrod. V případě EMFC je tento vliv minimalizován a omezen pouze na mikroturbulence vzniklé kontaktem kapaliny se stěnou trubice i určité drsnosti. Rovněž velmi příznivě se projevuje fakt poměrně velké plochy elektrod. Vzniklé mikrovíry a následné rušení je pak zprůměrováno. To je jeden z důvodů, proč EMFC je možno, na rozdíl od kontaktních průtokoměrů, použít pro extrémně nízké vodivosti měřené kapaliny.

4.3 Ostatní vlivy

Vliv charakteru proudění na výslednou přesnost je obdobný jako u EMF. Je však pravděpodobné, že v případě EMFC je vliv charakteru proudění nižší, neboť se integruje v objemu, daném plochou elektrod a průměrem trubice.

Další zásadní vliv na přesnost výsledku má správné zemnění. Zemněním zde rozumíme spojení elektroniky s měřeným médiem a zároveň s ochranným vodičem rozvodné sítě. Metody zemnění elektromagnetických průtokoměrů jsou souhrnně popsány např. v [5].

5 Náhradní schéma z pohledu teorie obvodů

Odhlédneme-li od teoretického rozboru popisu magnetického pole uvnitř průtokoměrného profilu a tvorby signálu na elektrodách, pak je možné celý průtokoměr analyzovat z pohledu teorie obvodů s tím, že je možné jednotlivé komponenty popsat pomocí obvodových prvků R , L , C a transformačních vazeb. Signál, který je úměrný rychlosti proudění je pak možno popsat jako zdroj napětí úměrný budicímu proudu procházejícímu cívkami, neboť vzniklé pole je přímo úměrné tomuto proudu.

Tvorba náhradního schématu by měla přinést zejména rozbor vlivu parazitních signálů. Je tedy nutno teoreticky rozebrat následující obvody:

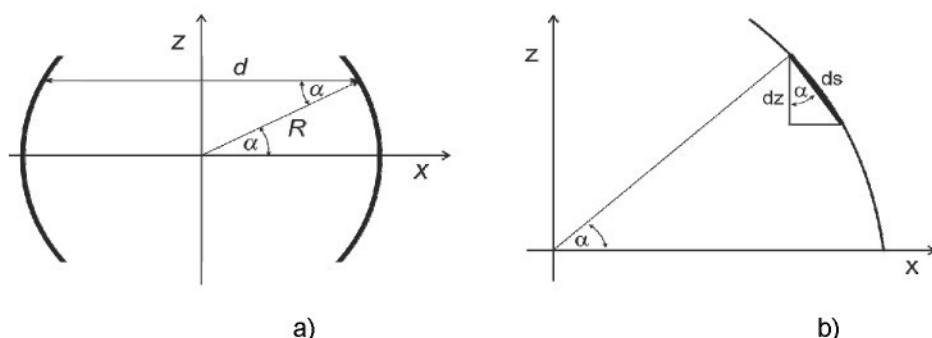
- obvod budicích cívek včetně přívodů
- obvod tvorby signálu v měřeném profilu
- obvod vstupního zesilovače včetně aktivního stínění

5.1 Obvod budicích cívek

V obvodu budicích cívek je nutné zhodnotit vliv parametrů přívodů (L_k a R_k) a parametry samotných budicích cívek (L_b , $M_{L_{b1-2}}$, R_b , C_b). Charakteristické hodnoty jsou uvedeny na schématu na obr. 5.4.

5.2 Obvod tvorby signálu v měřeném profilu

V obvodu tvorby signálu je nutné zhodnotit vnitřní odpor a vnitřní kapacitu kapaliny. Na vnitřní straně trubky nejsou žádné elektrody, ty jsou ve formě válcového vrchlíku na její vnější straně. Pro zjednodušení ale předpokládáme, že odpovídající vrchlíkové elektrody jsou i na vnitřní straně. Geometrickým parametrem je délka l elektrody (ve směru proudění), poloměr R a úhel α , pod kterým elektrodu vidíme z bodu na ose trubky, viz obr. 5.1.



Obr. 5.1: K odvození kapacity vrchlíkového válcového kondenzátoru.

Při výpočtu kapacity uvažujeme elementární páskový kondenzátor s elektrodou délky l a výšky dz (viz obr. 5.1b), jehož poloha je určena úhlem α podle obr. 5.1a. Jeho kapacita je dána vztahem

$$dC = \varepsilon \frac{dS}{d}, \quad (5.1)$$

kde ε je permitivita prostředí mezi elektrodami, dS je plocha desky elementárního kondenzátoru a d je vzdálenost mezi nimi. Po následném odvození dostáváme pro vnitřní kapacitu vztah:

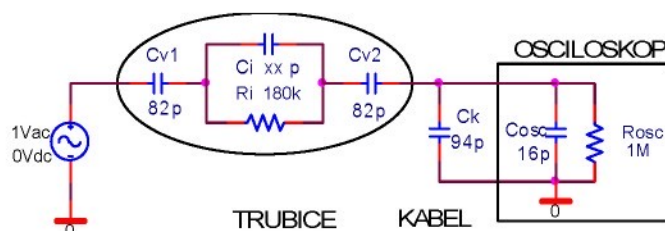
$$C = \varepsilon \frac{1}{2} (\alpha_2 - \alpha_1) = \varepsilon \frac{1}{2} \delta, \quad (5.2)$$

kde α_1 a α_2 jsou úhly, pod kterými vidíme po řadě horní a dolní hranu vrchlíkové elektrody⁴ a δ je její vrcholový úhel. Z tohoto vztahu vyplývá, že kapacita nezávisí na poloměru, ale jen na délce vodorovné hrany vrchlíku a jeho vrcholového úhlu. Pro ilustraci uvedeme numerické hodnoty použité v druhém experimentu. Pro kapacitu kondenzátoru vyšla výpočtem hodnota 28,7 pF.

Pro ověření velikosti vnitřní kapacity opět existuje několik metod. Jako nejjednodušší se jeví ponořit profilované kovové elektrody do vody a umístit je těsně u vnitřní strany stěny trubice paralelně s vnějšími elektrodami. Pro měření byla použita destilovaná voda o měrné vodivosti $200 \mu\text{Sm}^{-1}$. Měření však prokázala výrazně vyšší hodnotu než je teoretický předpoklad z předchozí stati. Touto metodou však zřejmě nedosáhneme reálného úsudku o velikosti vnitřní kapacity, neboť v reálném provedení nejsou vnitřní elektrody kovové (a tedy dobře vodivé) a náboj je rovnoměrně rozprostřen v prostoru. Jak je potvrzeno v odborné literatuře [14], ukazuje se, že měření impedance v kapalném vodivém prostředí je nutné zvážit složité chování rozhraní elektrolyt - elektroda, tj. existenci impedance, aproximované nově zaváděným obvodovým prvkem s konstantní fází-CPE (Constant Phase Element). Je zřejmé, že použitý měřič impedance s tímto prvkem neuvažuje, a proto hodnoty nabývaly nereálných hodnot.

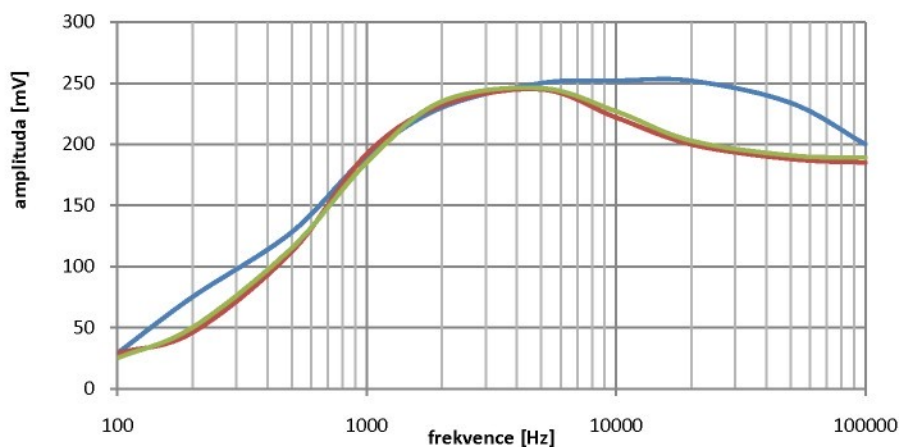
⁴ Jedná se o válcový vrchlík. Běžně se mluví o kulovém vrchlíku.

Pro ověření velikosti vnitřní kapacity byla proto zvolena metoda simulace reálného zapojení, kdy byl obvod čidla zapojen do měřicího obvodu s generátorem signálu a osciloskopem. Bylo využito předpokladu, že osciloskop má zaručené vstupní parametry $R_{vst} = 1\text{ M}\Omega$ a $C_{vst} = 16\text{ pF}$ a použitý koaxiální kabel má kapacitu 94 pF . Princip měření je založen na měření amplitudy a fáze a při známé vazební kapacitě C_v , vnitřním odporu R_i určit vnitřní kapacitu kapaliny C_i . Souběžně s tímto měřením byl fyzicky realizován obvod složený z diskretních pasivních součástí a zároveň model v programu PSICE (viz . obr. 5.2).

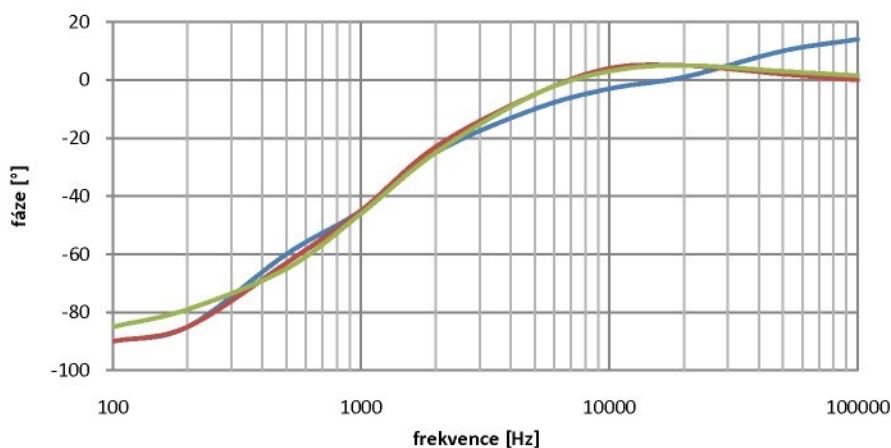


Obr. 5.2: Realizace obvodu pro měření vnitřní kapacity nesymetrickou metodou.

Hodnoty jednotlivých prvků byly určeny z praktických měření. Zkoumanou kapacitou byla vnitřní kapacita a kapacita $C_i = 68\text{ pF}$ nejlépe odpovídala jako nejvěrnější simulací reálně změřeného průběhu (modrý průběh na grafu na obr. 5.3).



a) průběh amplitudy



b) průběh fáze

Obr. 5.3: Přenosové charakteristiky při měření na reálném provedení čidla (modrý průběh), hardwareově realizovaném obvodu (červený průběh) a softwarovém modelu (zelený průběh).

Z grafu vyplývá, že v oblasti frekvencí, které připadají v úvahu, tedy 200 - 500 Hz (viz kap. 3) je shoda teoretického a reálně změřeného průběhu poměrně dobrá, můžeme tedy vnitřní kapacitu vyčíslit hodnotou 68 pF. Tato hodnota je přibližně 2krát vyšší, než je teoreticky určená kapacita analytickým výpočtem, je ovšem opět nutné zdůraznit, že u analytického výpočtu nebyly brány v potaz okrajové podmínky. V každém případě experiment potvrdil teoretické předpoklady, že vnitřní kapacita C_i je v řádu desítek pF.

Pro určení vnitřního odporu (resp. vnitřní vodivosti) vycházíme opět z obrázku obr. 5.1. Při odvození vnitřní vodivosti G uvažujeme elementární úsek s koncovou elektrodou určenou úhlem α podle obr. 5.1a. Její vodivost je dána vztahem

$$dG = \gamma \frac{dS}{d}, \quad (5.3)$$

kde γ je měrná vodivost prostředí mezi elektrodami, dS je plocha elementární elektrody a d je vzdálenost mezi nimi. Po úpravách opět získáváme následující vztah:

$$G = \gamma \frac{1}{2}(\alpha_2 - \alpha_1) = \varepsilon \frac{1}{2} \delta, \quad (5.4)$$

kde α_1 a α_2 jsou úhly, pod kterými vidíme po řadě horní a dolní hranu vrchlíkové elektrody a δ je její vrcholový úhel. Pro vnitřní odpor dostaneme vztah

$$R = \rho \frac{2}{l\delta}, \quad (5.5)$$

kde $\rho = 1/\gamma$ je měrný odpor.

Při vodivosti destilované vody $15 \mu\text{Sm}^{-1}$ a standardní geometrii vyjde vnitřní odpor $1,7 \text{ M}\Omega$, tedy stejná hodnota jako v části 2. Při praktickém měření však nebyla použita destilovaná voda o tak nízké vodivosti a teoretický odpor je $197 \text{ k}\Omega$. Byl však naměřen odpor $176 \text{ k}\Omega$, což je nižší hodnota, ale opět nebyla uvažována rozptylová pole krajích měřicích elektrod. Shodu můžeme považovat za uspokojivou.

5.3 Obvod zpracování signálu

Vazební kapacita C_v (kapacita elektrod) je stěžejním parametrem při získávání signálu. Její impedance přímo ovlivňuje úroveň zpracovávaného signálu a musí být splněna podmínka (3.1). Pro dobrý přenos signálu je výhodné, aby kapacita elektrod byla co největší.

Elektrody obepínají průtokoměrnou trubici z vnější strany. Kapacitu mezi měřeným médiem a povrchovými elektrodami pak vypočteme pomocí vzorce pro válcový kondenzátor:

$$C_v = 2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r \frac{h}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \cdot \frac{\alpha}{360}, \quad (5.6)$$

kde ε_0 je permitivita vakua [Fm^{-1}], ε_r je poměrná permitivita dielektrika [-], h je výška válce [m], r_2 je vnější poloměr válce [m], r_1 je vnitřní poloměr válce [m], α je úhel kruhové výseče měřicí trubice [°]. Jak je zdůvodněno v kapitole, pro výrobu trubice je nejvýhodnější použít sintrovaný korund Al_2O_3 , jehož relativní permitivita je $\varepsilon_r = 9$. Tento materiál je odolný proti otěru mechanickými částicemi v měřeném médiu, jeho chemické složení umožní použití v potravinářském průmyslu a zároveň je odolný vůči agresivním kapalinám. Pro 1. FM byla

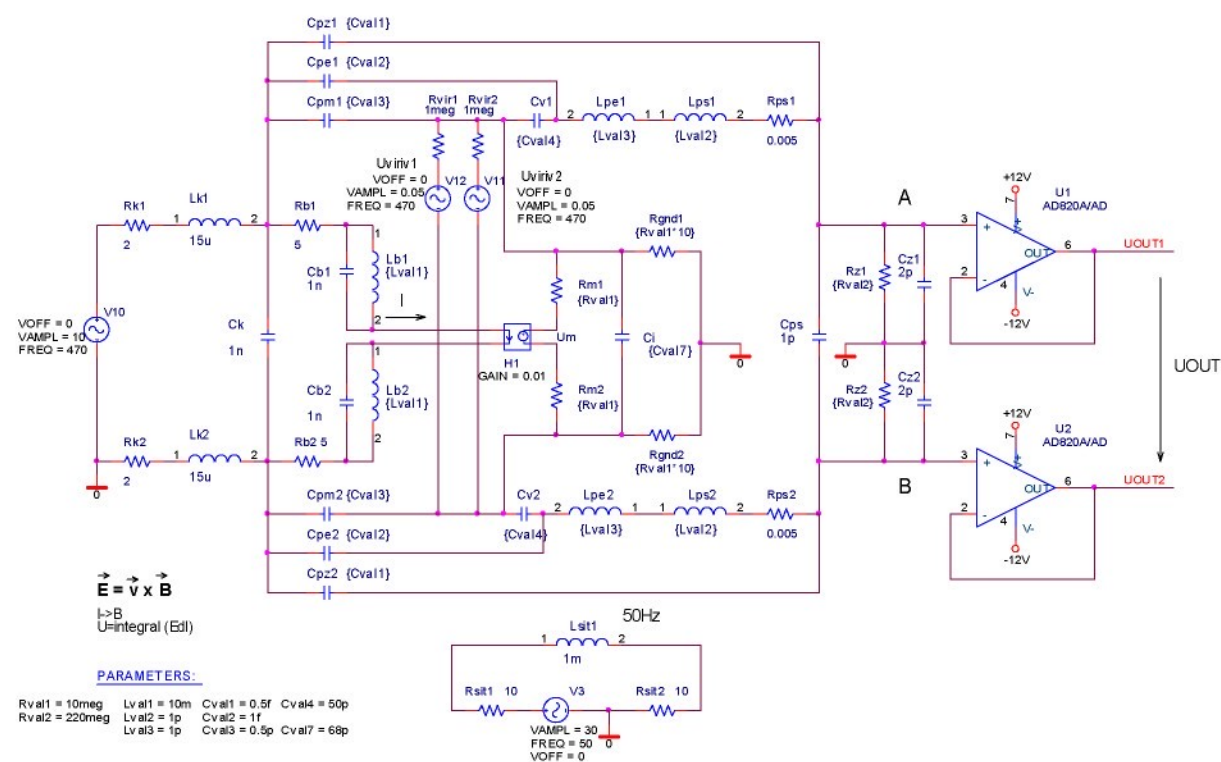
vybrána trubice DN40, tedy o vnitřním průměru 40mm a o stěně 5mm, pro 2. FM trubice o světlosti 70mm a tloušťce trubice 3mm. Délka trubice pro oba funkční modely byla 80mm. Vzhledem k možnosti indukčního a kapacitního přenosu mezi cívkami a elektrodami je vhodné, aby elektrody nezasahovaly pod budicí cívky. Tento fakt zaručí velikost elektrod, jejich úhel α se pohybuje v rozmezí od hypotetické hodnoty 0 po přibližně 70°. Rozsah kapacit pak je od 11 pF (DN10) do 131 pF (DN150). U 1. FM byla naměřena kapacita 83 pF, u 2. FM 86 pF, což jsou hodnoty o 10-12 % vyšší než teoretické, ale shoda je uspokojivá.

V náhradním schématu jsou zohledněny i parametry od elektrod k zesilovači, v porovnání s ostatními parametry však mají nepatrný vliv, pouze je nutné, aby tvořily smyčku o co nejmenší ploše kvůli zarušení transformační složkou z buzení.

V obvodu vstupního zesilovače je nutné zohlednit vstupní kapacitu operačního zesilovače, což představuje maximální hodnotu 2 pF. Zátěžový odpor byl zvolen 470 M Ω pro 1. FM a 220 M Ω pro 2. FM, ale v závislosti na RC konstantě (s uvažováním kapacity elektrod) se může pohybovat od 100 M Ω do jednotek G Ω . Hodnoty nad 1 G Ω jsou průmyslově nestandardní, tedy těžko sehnatelné a poměrně drahé.

5.4 Celkové schéma

Na základě rozboru jednotlivých komponent je možno složit výsledné náhradí schéma čidla elektromagnetického průtokoměru s kapacitními elektrodami (viz obr. 5.4).



Obr. 5.4: Náhradní elektrický obvod čidla elektromagnetického průtokoměru.

Na schématu jsou zohledněny následující parametry - vstupní kabely budicího proudu s odporem přívodů R_k a kapacitou C_k , obvod budicích cívek s odporem vodiče R_b , indukčnostmi L_b , jejich vzájemnými indukčnostmi (M_{Lb1-2}) a parazitními kapacitami C_b , generované napětí U_m úměrné velikosti magnetické indukce a rychlosti proudění měřeného média,

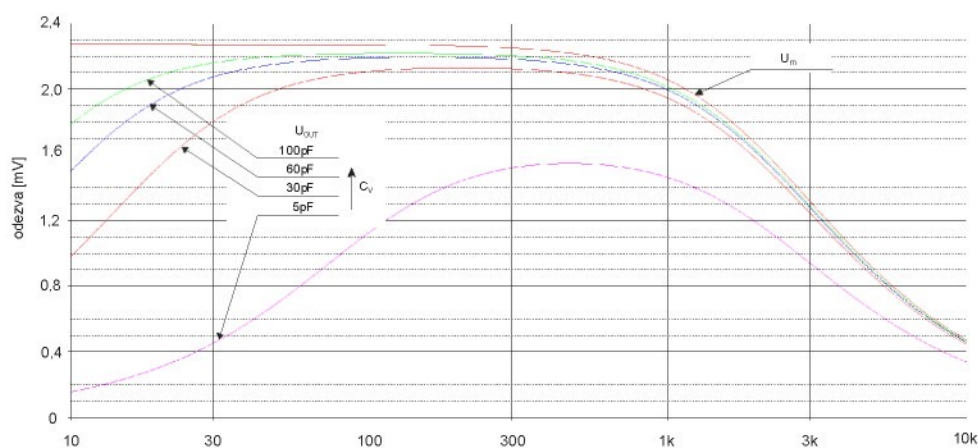
vnitřní odpor měřeného média R_m mezi elektrodami, odpor média mezi měřenou oblastí a připojením k vodiči PE, a tedy k nulovému potenciálu elektroniky - R_{gnd} , vazební kapacita C_v (kapacita mezi měřeným médiem a elektrodami), odpor plošného spoje mezi elektrodami a vstupním zesilovačem R_{ps} , kapacita plošného spoje C_{ps} mezi přívody k diferenciálnímu zesilovači, vstupní odpor zesilovače R_z a vstupní kapacita zesilovače C_z , parazitní kapacitní přenos z buzení do měřeného obvodu (C_{pm}), parazitní kapacitní přenos z buzení do výstupního obvodu elektroniky - zátěže (C_{pz}), parazitní indukční přenos z budících cívek do vstupního obvodu elektroniky (vzájemná indukčnost mezi všemi cívkami $M_{L_b L_p}$), vliv síťové frekvence 50 Hz, vliv vířivých proudů v kapalině, vliv vířivých proudů v kovovém okolí, zbytkové proudy vstupního zesilovače, napěťový ofset vstupního zesilovače a vnitřní kapacita C_i průtokoměrné trubice.

Parazitní kapacity C_{pz} , C_{pe} , a C_{pm} a vliv 50Hz lze jen těžko odhadnout a přesto výsledný signál velmi ovlivňují. Jak se ze simulací ukazuje, zejména C_{pe} a C_{pz} mají značný vliv na průnik budícího signálu do měřicího obvodu - je tedy nutné obvod velmi dobře stínit. Na schématu jsou uvedeny hodnoty pro světlost DN40.

Pro analytické řešení tohoto obvodu je možné použít Kirchhoffovy zákony, ale bylo ověřeno, že programové prostředí PSPICE dosahuje obdobné přesnosti simulace a práce v tomto programu je uživatelsky příjemnější.

Z výsledných grafů je zřejmé, že napětí vzniklé pohybem kapaliny má předpokládanou amplitudu okolo 2mV. Na výsledných závislostech je patrný vliv 50 Hz a silný vliv parazitní kapacity mezi obvodem buzení a odezvy.

Faktor, který zcela zásadně ovlivní získávání signálu je kapacita elektrod. Při typické indukčnosti cívek 3 mH vyplývá parametrická závislost výstupního napětí na frekvenci, kde parametrem je vazební kapacita C_v . Pro optimální volbu budící frekvence platí pravidlo o maximálním přenosu v celém rozsahu možných kapacit elektrod, takže pro funkční modely byla zvolena frekvence 470 Hz.



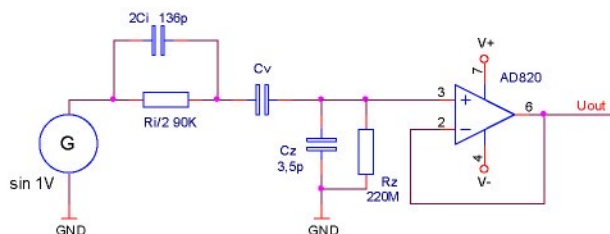
Obr. 5.5: Vliv velikosti vazební kapacity na přenos (při $L_b = 3\text{mH}$).

Dále byl zjišťován vliv vnitřní kapacity na přenos a ukázalo se, že v případě nízké vodivosti kapaliny má vnitřní kapacita poměrně významný vliv na přenos. Již při frekvencích nad 100 Hz je patrný pokles napětí na elektrodách. Je však zřejmé, že tento pokles se projeví opravdu jen v případě měření na velmi málo vodivých kapalinách, a to o vysoké permitivitě.

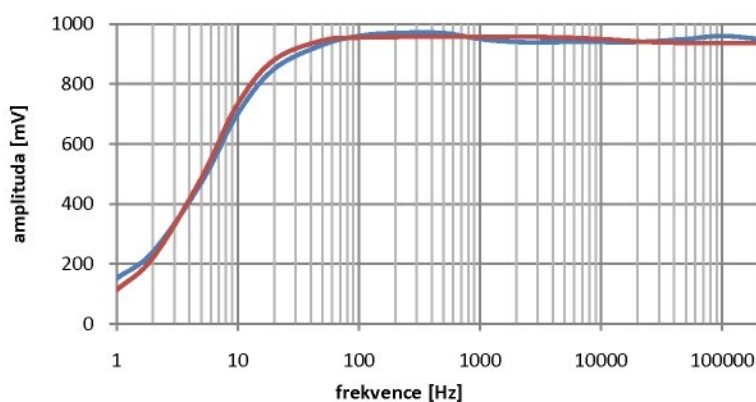
Pro čidlo DN70 je možno také určit, jaký vliv bude mít odpor vody při předpokládané vnitřní kapacitě 68 pF. Z charakteristik vyplývá, že již při odporu 700 k Ω je vliv zanedbatelný. Tento odpor představuje měrnou vodivost 36 μSm^{-1} , což je vodivost velmi dobře destilované vody. Pro srovnání uvedme, že minimální měrná vodivost elektromagnetických průto-

koměrů s kontaktními elektrodami se udává $500 \mu\text{Sm}^{-1}$, takže je opět touto studií potvrzeno, že vliv vnitřní kapacity se uplatní pouze ve výjimečných případech.

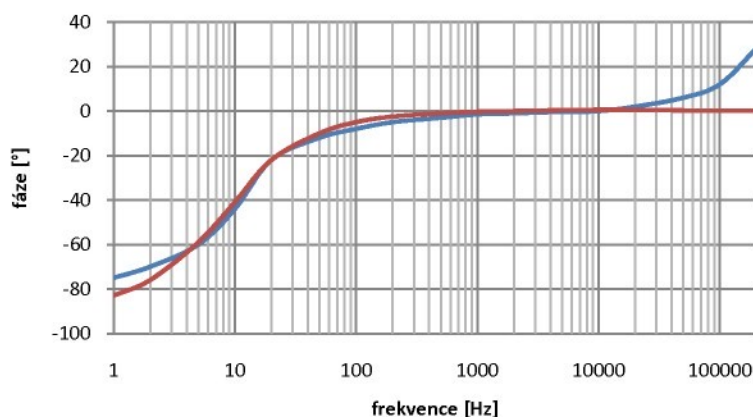
Pro zjištění přenosu mezi kapalinou a elektrodu v reálném zapojení bylo uskutečněno měření, kdy sonda generátoru byla ponořena do měřené kapaliny a byl zkoumán signál až za vstupním napěťovým zesilovačem, na vstupu se tedy uplatní pouze vlastnosti plošného spoje a tohoto zesilovače (viz zapojení dle obr. 5.6):



Obr. 5.6: Náhradní schéma reálného zapojení s napěťovým sledovačem na vstupu zesilovacího řetězce.



a) amplitudová charakteristika



b) fázová charakteristika

Obr. 5.7: Měření vlivu vnitřní kapacity na reálném zapojení (modrý průběh) a na softwarovém modelu (červený průběh).

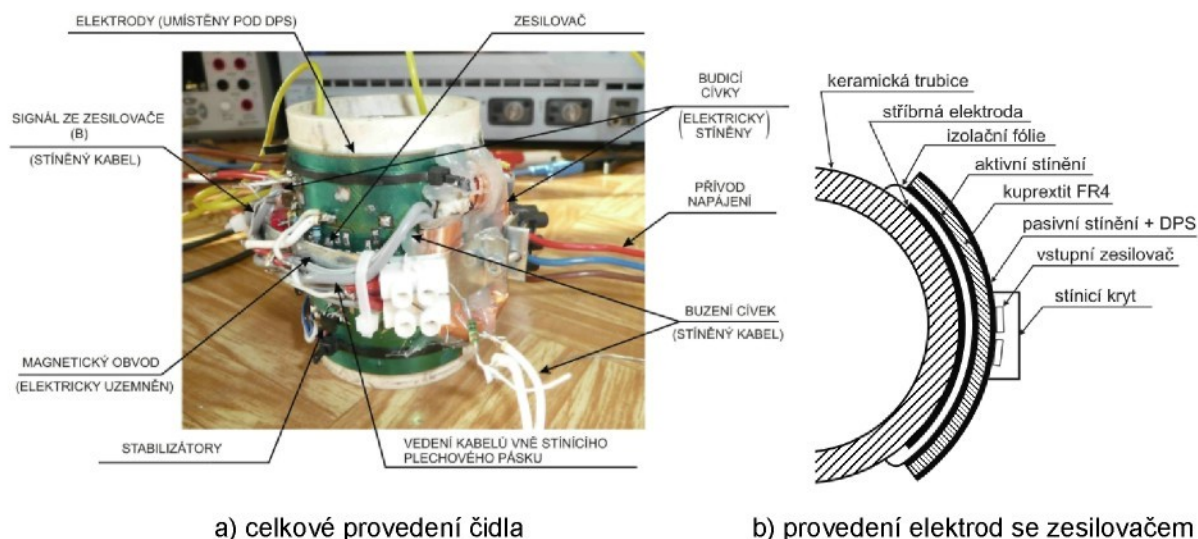
Charakteristiky na obr. 5.7 vykazují až překvapivě dobrou shodu teoretického předpokladu se softwarovým modelem. Tímto měřením byla potvrzena nejen velikost vnitřní kapacity (68 pF), ale byl také upřesněn předpoklad velikosti vstupní parazitní kapacity zesilovacího řetězce (3,5 pF).

6 Praktická realizace EMFC

Jak bylo uvedeno v teoretické části, elektromagnetický průtokoměr vyžaduje vytvoření magnetického pole. Pohybem kapaliny a působením magnetického pole se vytvoří pole elektrické, které je třeba vyhodnotit. Z tohoto principu vychází potřeba jednak zkonstruovat stabilní proudový zdroj pro buzení cívek, jednak potřeba vyhodnotit signál o velmi nízké úrovni (jednotky μV až jednotky mV) s vysokým rozlišením. Uvažujeme-li maximální signál na elektrodách 2 mV při maximální rychlosti kapaliny 10 m/s , měřicí rozsah 1 % až 100 % z maximální hodnoty a chceme-li dosáhnout přesnosti 1 % z měřené hodnoty, pak jen pro rozlišovací schopnost vychází napětí 200 nV . Tato hodnota však zaručí pouze rozlišovací schopnost, nikoliv přesnost. Pro dosažení požadované přesnosti je nutné měřit alespoň čtyřnásobně citlivěji, což představuje rozlišení v desítkách nV . Je zřejmé, že separování signálu o takto nízké úrovni je velmi obtížné. Na základě teoretických úvah a dle dlouhodobé zkušenosti byly postupně vytvořeny dva funkční modely.

6.1 První funkční model

Model byl proveden se dvěma cívkami umístěnými na protilehlých stranách trubice. Plošné stříbrné elektrody byly napařeny přímo na keramické trubici (DN40, tloušťka stěny 5 mm) a za účelem co nejvyšší kapacity naneseny takřka po celém obvodu čidla.



Obr. 6.1: Realizace 1. funkčního modelu.

Přímo na keramické trubici je nanesena vrstva stříbra, nad touto elektrodou je umístěna tenká izolační fólie (může být tvořena buď teplotně odolnou fólií nebo přímo dobře provedenou maskou plošného spoje). Následuje dvouvrstvá deska plošného spoje, přičemž rozlévaná měď na spodní vrstvě je využita jako aktivní stínění a horní vrstva je využita pro elektroniku čidla. Horní vrstva plošného spoje je rovněž opatřena rozlévanou mědí, která je spojena se zemním potenciálem. Tvoří tak přirozeně pasivní stínění přímo na plošném spoji. Z hlediska rušení je kritické provedení vstupního zesilovače, neboť jeho vstupní impedance je v řádu stovek $\text{M}\Omega$. Proto je vhodné tuto oblast opatřit krytem (z pocínovaného plechu).

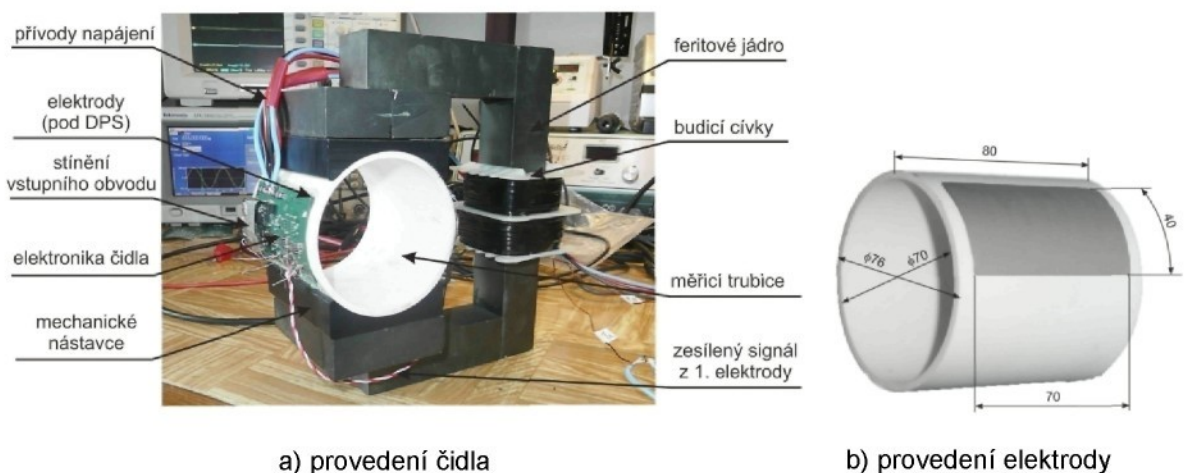
Celou plochu elektrod zakrýval plošný spoj se spodní vrstvou zapojenou jako aktivní stínění. I přesto docházelo k velmi silné vazbě mezi obvodem budících cívek a obvodem elektrod, neboť cívky byly v těsném kontaktu s plošným spojem, a tedy i s elektrodami.

Z 1. FM vyplynuly následující požadavky pro další vývoj čidla:

- oddálit magnetické buzení pomocí feritových profilů jednak pro dosažení homogennějšího pole, jednak pro oddálení budicího obvodu od měřeného profilu,
- zařadit frekvenční zádrž typu notch filtr 50/100Hz hned za první stupeň nebo naopak ostrou frekvenční propust,
- dobře odstínit vstupní obvod elektroniky,
- snížit výšku elektrod, aby plocha elektrod byla pokud možno kolmá k magnetickému buzení.

6.2 Druhý funkční model

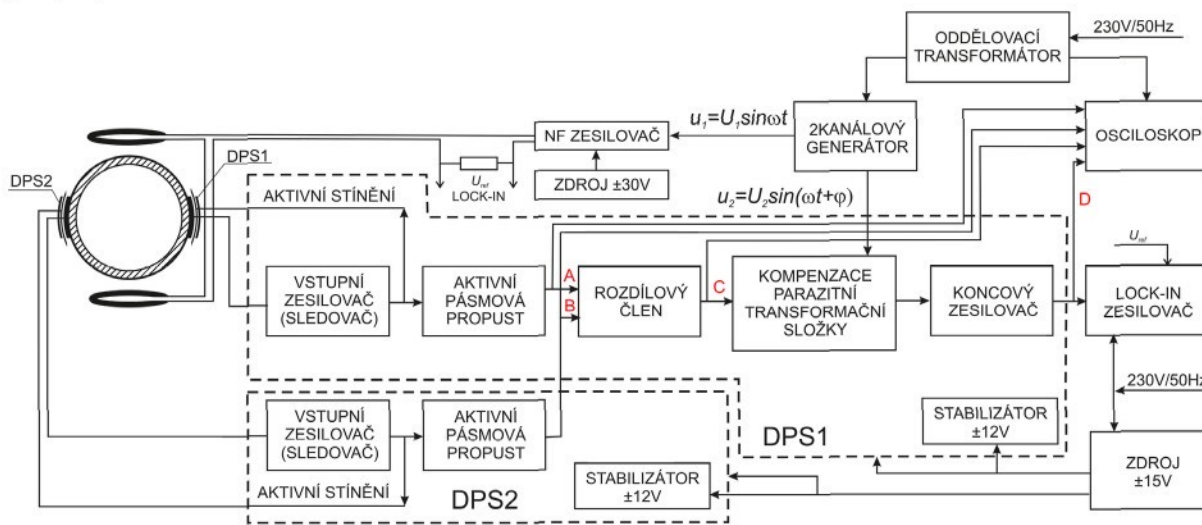
Magnetické pole bylo vytvořeno pomocí feritového obvodu, byla snížena plocha elektrod a i provedení elektroniky doznalo změny zařazením poměrně ostré frekvenční propusti.



Obr. 6.2: Praktická realizace čidla s jednou cívkou a feritovým obvodem.

Vzhledem k mechanickým problémům s uchycením velkých cívek byl pro vytvoření homogenního pole zvolen magnetický obvod, ve kterém je využito feritového jádra tvaru C.

Elektrody byly vytvořeny jako tenká 30µm vrstva na povrchu keramické trubice, materiálem tohoto funkčního modelu byl molybden (20 µm) s ochrannou niklovou vrstvou (10 µm).



Obr. 6.3: Blokové schéma elektroniky 2. FM včetně měřícího pracoviště.

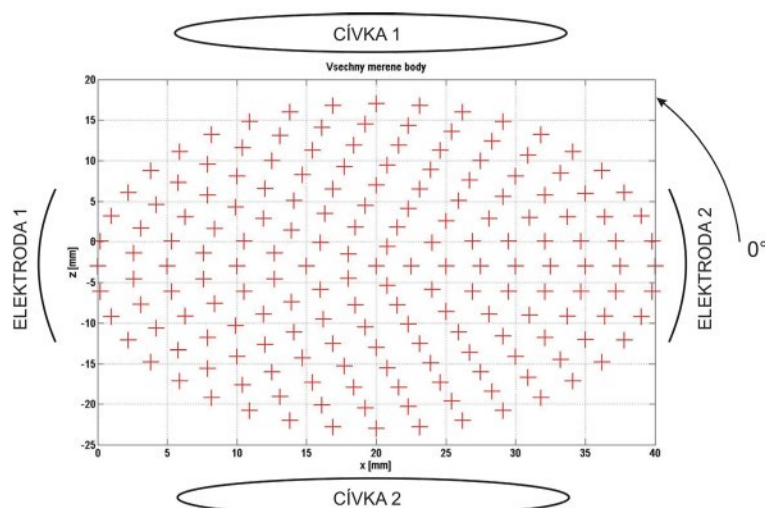
Pro budicí obvod cívek je použit integrovaný nízkofrekvenční zesilovač a pro měření byl použit sinusový signál o frekvenci 470 Hz. Indukčnost budících cívek byla zvolena 6 mH.

Blokové schéma elektroniky čidla je zobrazeno na obr. 6.3. Pro zpracování signálu je jako první stupeň zařazen napěťový sledovač, který vstupní vysokoohmový obvod impedance oddělí a umožní tak připojit aktivní stínění. Na základě výsledků měření předchozího modelu však následuje poměrně ostrá aktivní frekvenční propust, naladěná na frekvenci 470 MHz. V následujícím rozdílovém zesilovači je vyhodnocen rozdílový signál mezi oběma elektrodami a pak je v dalším diferenciálním stupni kompenzována parazitní synchronní složka. V závěrečném zesilovači je již zesílen jen užitečný signál.

7 Experiment

Měření rozložení magnetického pole budících cívek

K ověření teorie pro výpočet magnetického pole, která je uvedena v kap. 3.1, byl připraven orientační experiment. K měření magnetické indukce byla použita automatizovaná aparatura, která měří pole v zadaných bodech zvolené vodorovné roviny pomocí Hallovy sondy. Výsledky měření se ukládali přímo do řídicího počítače. Podrobnosti jsou uvedeny v práci [16]. Z praktických důvodů bylo provedeno po soustředných kružnicích se zvětšujícím se poloměrem. Všechny body, v nichž bylo pole měřeno, jsou na obr. 7.1.



Obr. 7.1: Všechny měřené body

K porovnání s teorií byl vybrán 1. FM a použity analytické výsledky z kap. 3.1 (vztah (3.4)) pro obdélníkový závit a výsledky z numerického modelu. Cívky jsou sice sedlového tvaru, ale jejich příčný rozměr je malý, takže uvažování cívky rovinné v analytickém popisu můžeme pokládat za relevantní.

Reálné měření na 2. FM bylo již porovnáno pouze s výsledky z numerického modelu.



a) první funkční model

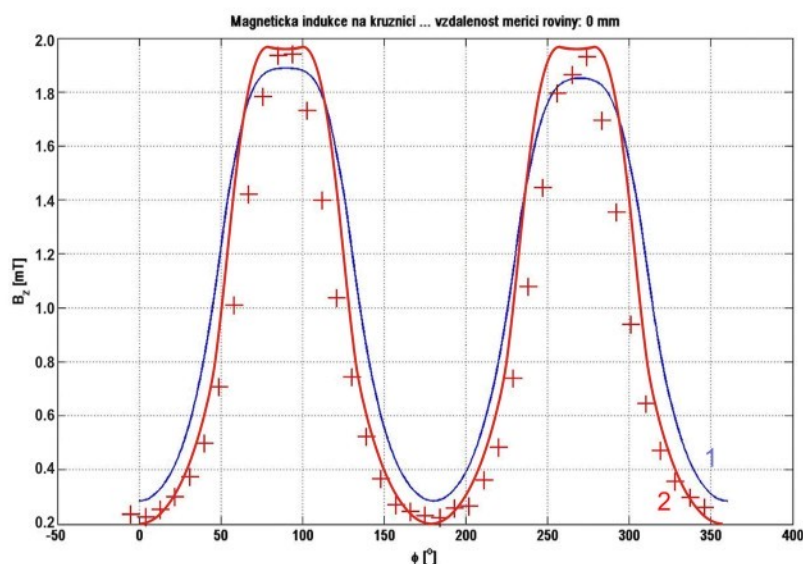


b) druhý funkční model

Obr. 7.2: Praktické měření magnetické indukce uvnitř trubice

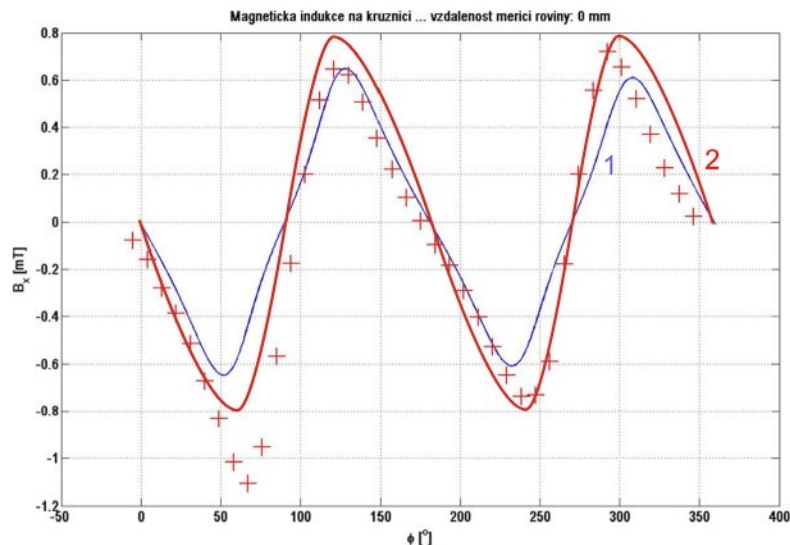
Byla uskutečněna měření pro $y = 0, 5, 15$ a 25 mm . Na tomto místě uvedme jen některé průběhy. Na obr. 7.3 je zobrazena složka užitečná B_z pro souřadnici $y = 0 \text{ mm}$. Ve svislé ose je indukce, základnu tvoří plocha XZ , přičemž vztažný bod o souřadnicích $[0,0]$ je v bodě symetrie čidla. Přesné porovnání teorie a experimentu však lépe vyjádří graf bodový. Pro srovnání s teorií pak byly vybrány body podél největší kružnice z obr. 7.1. Na obr. 7.3 je tedy demonstrováno porovnání experimentálních dat s daty získanými analyticky a numericky.

Na průběhu určeném metodou FEM je patrné zvlnění v oblasti cívek. Na experimentálních datech takové zvlnění není patrné, ale vzhledem malému počtu měřených bodů je shoda teoretických výsledků s experimentem uspokojivá. I analyticky dosažený průběh kopíruje experimentálně získaná data s dobrou shodou.



Obr. 7.3: Průběh hlavní složky B_z magnetické indukce (1 - průběh analytického vyjádření, 2 - průběh simulace v prostředí ANSYS, křížky - naměřené hodnoty).

Nežádoucí složku B_x vyobrazíme pro $y = 0 \text{ mm}$. Na grafu na obr. 7.4 je patrná jistá neshoda mezi průběhy. Použitá aparatura nemá zaručenou kolmost mezi měřením užitečné složky B_z a nežádoucí složky B_x , takže při měření této složky mohlo dojít ke zvýšení měřené hodnoty, jak je patrné např. v okolí úhlu 60° .



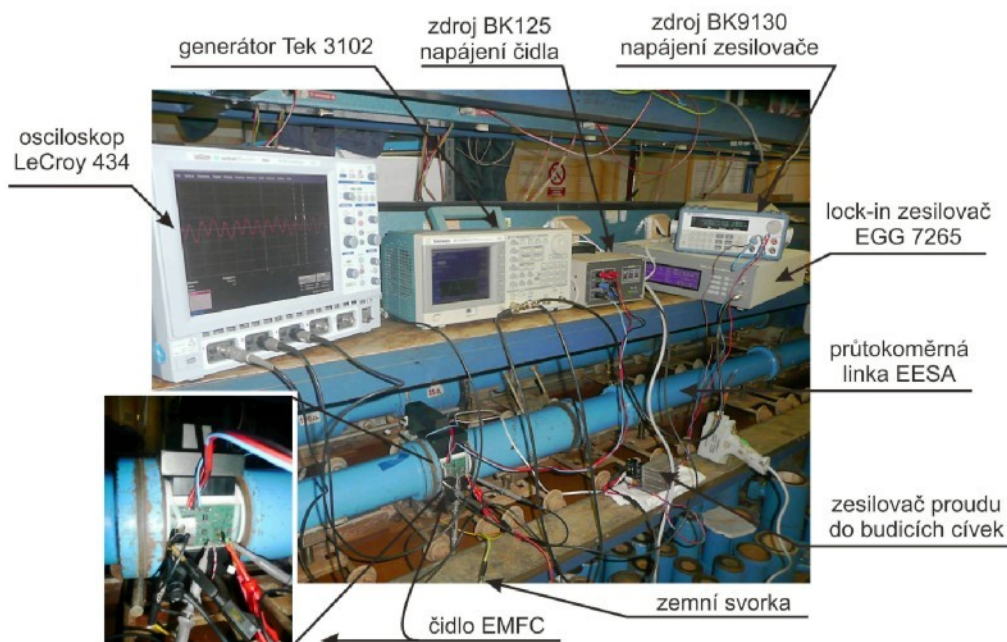
Obr. 7.4: Nežádoucí složka B_x pro $y=0$ mm (1 - průběh analytického vyjádření, 2 - průběh simulace v prostředí ANSYS, křížky - naměřené hodnoty).

Obdobně by bylo možno porovnávat i další průběhy všech složek magnetické indukce v různých místech měřeného prostoru, ale je nutno konstatovat, že shodu mezi experimentem a teorií zejména pro hlavní složku magnetické indukce lze považovat za velmi dobrou, zvažíme-li nepřesnosti při realizaci průtokoměru a při vlastním měření.

Při měření na 2. FM průběhy magnetické indukce získané z modelu FEM tvar pole kopíruje naměřené hodnoty, ale amplituda je přibližně o 10 % nižší. Jedná se tedy dobrou kvalitativní shodu a přibližnou shodu kvantitativní.

Měření na průtokoměrné lince

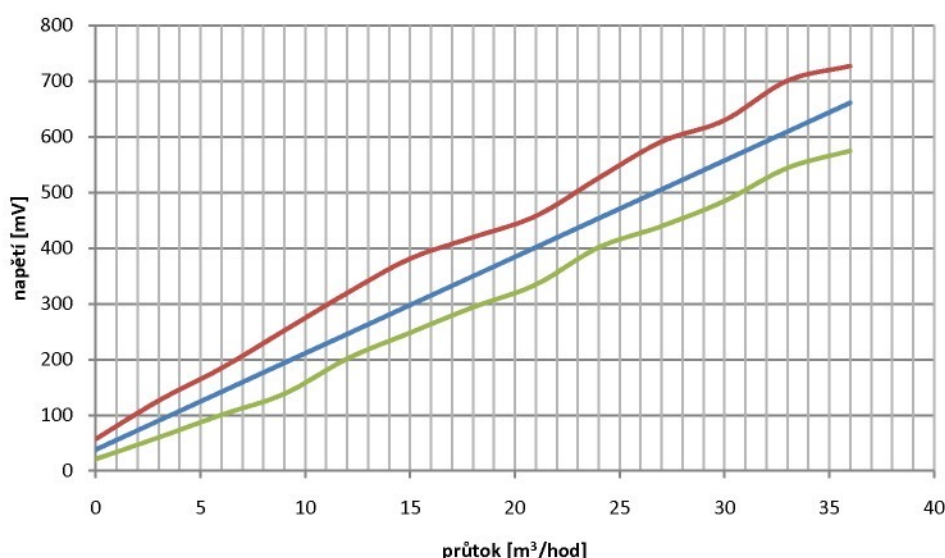
Pro první pokusy čidlo nebylo nainstalováno na potrubí, přičemž sinusový signál byl simulován přímo do vstupních elektrod v protifázi.



Obr. 7.5: Měření na průtokoměrné lince - měřicí pracoviště.

Byla prokázána předpokládaná funkce zesilovače. V zapojení přímo na lince (viz. obr. 7.5) se prokázal značný vliv 50 Hz a dalším problémem byl posun fáze pásmovou propustí.

Opakovaná měření prokázala funkčnost obvodu. Výsledná závislost výstupního napětí (indikovaného lock-in zesilovačem) na průtoku je zobrazena na obr. 7.6:



Obr. 7.6: Závislost výstupního napětí zesilovače na měřeném průtoku (červený a zelený průběh zobrazují mezní hodnoty, modrý průběh střední hodnotu závislosti).

Výsledná závislost byla získána opakovaným měřením s tím, že před každým měřením bylo nutné znovu kompenzovat parazitní transformační složku z budicího obvodu. V tomto zapojení zesilovače již dosažení vyšší přesnosti není možné. Nemá tedy smysl např. vyhodnocovat nejistotu měření v tomto zapojení. V kap. 8.5 bude diskutována možnost úpravy elektroniky pro dosažení vyšší přesnosti získávaného signálu.

8 Stávající stav a perspektiva dalšího výzkumu

Stávající vývoj dospěl do fáze, kdy jeden funkční model prokázal princip, ale zároveň stále nedosahuje požadované přesnosti. Bylo zjištěno, že zásadní vliv na přesnost a stabilitu měření má jednak dobré stínění plošných elektrod, jednak provedení vstupního zesilovače. Pro další postup by tedy bylo vhodné optimalizovat mechanické provedení čidla (velikost, tvar a materiál elektrod, provedení budicích cívek), upravit vstupní zesilovač dle získaných poznatků a zkonstruovat vyhodnocující elektroniku, která zpracuje signály z elektrod s příčinnou přesností.

8.1 Velikost elektrod a jejich kapacita

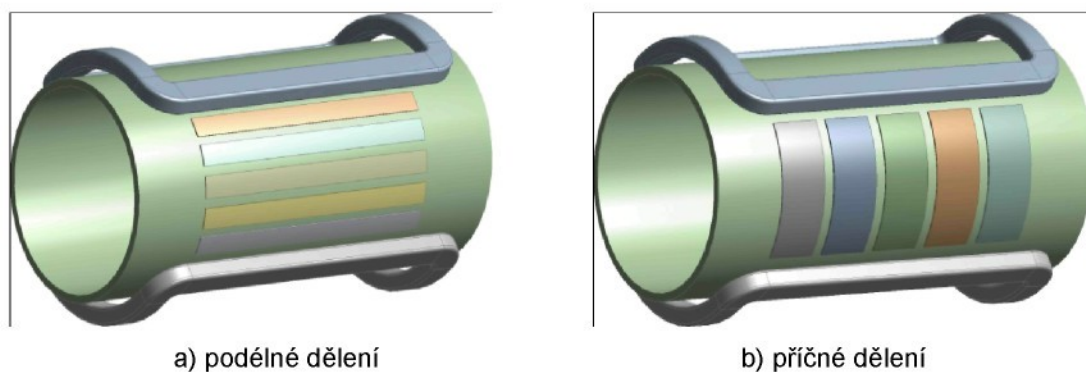
Při rozboru v programovém prostředí ANSYS byla provedena analýza závislosti získaného napětí na velikosti elektrod a bylo zjištěno, že na elektrodách, které mají průmět výšky 0 - 75 % průměru do roviny YZ, si získávané napětí uchová poměrně vysokou hodnotu (nad 80 % z maximální hodnoty) u elektrody, jejíž podélný rozměr s osou trubice nepřesahuje krajní část cívek. Je překvapivé, že i v případě, že elektrody přesahují cívky až o 60 % průmě-

ru trubice ve směru osy trubice, neklesne napětí na elektrodách pod 60 % maximálně možné hodnoty, získané na elektrodách v rovině XZ (symetrie mezi cívkami). Tato skutečnost je tedy příznivá pro konstrukci elektrod z hlediska dosažení co nejvyšší kapacity a tím možnosti použití nižší frekvence pro získání vyšší úrovně pole při použití cívek o vyšší indukčnosti.

Jak bylo konstatováno v úvodu této kapitoly, při konstrukci dalšího funkčního modelu by bylo vhodné zvýšit citlivost samotného čidla. Za tímto účelem se jeví jako vhodné plošné elektrody rozdělit, případně změnit tvar měřicí trubice.

Rozdělení elektrod může být buď podélné (viz obr. 8.1a) nebo svislé (viz obr. 8.1b). Obě elektrody tedy budou rozděleny na n dílů (pásek), na všech elektrodách je stejné napětí. Toto napětí se přivádí do součtového zesilovače. Záleží tedy jen na "tvrdosti" zdroje, aby dokázal dodávat proud i do n -krát nižšího odporu, v našem případě $470\text{M}\Omega/n$. Je však třeba konstatovat, že je zde jistý rozdíl mezi zpracováním signálu z dělených elektrod, anebo z jedné n -násobně velké elektrody. Jak prokázalo měření vnitřního odporu, v kapalině neplatí jednoduchá úvaha zakládající se na Ohmově zákoně a je předpoklad, že rozdělení elektrod přispěje i k rozdělení paralelních cest při určování vnitřního odporu, a tedy může dojít k výraznému zvýšení úrovně získávaného signálu. Jeho úroveň zřejmě nebude n -krát vyšší, ale ke jejímu zvýšení by dojít mělo. Tento předpoklad však může prokázat jen další funkční model. Výsledný signál ze součtového zesilovače pak jde do rozdílového zesilovače a může být filtrován a dále zpracován.

Na obr. 8.1 jsou možné způsoby zapojení dělených elektrod. Na obr. 8.1a jsou znázorněny elektrody dělené podélně a na obr. 8.1b příčně. Dle předchozího výzkumu je zřejmé, že každá z metod má své výhody. V případě podélného dělení je pro každý pásek elektrody výhodné, že pásek je, a tedy napětí se pro každý pásek integruje po jiné dráze ($E \cdot l$) a bude pro každý pásek jiné (maximální pro pásek, který je uprostřed symetrie cívek, kde integrační délka l je rovna průměru trubice d). Příspěvky napětí od elektrod vzdálenějších od středu symetrie pak budou nižší.



Obr. 8.1: Dělené elektrody čidla EMFC.

V případě příčného dělení dle obr. 8.1b se bude na každé elektrodě vytvářet napětí, které bude váženým průměrem napětí získaného z každého bodu plochy elektrody, tedy bude nižší než maximální možné napětí pro integrační dráhu rovnou průměru trubice.

U metody a) přicházíme o část signálu z důvodů použitých mezer mezi elektrodami, u metody b) pak z důvodu průměrování napětí na elektrodách. Obě metody tedy mají svá omezení a jen další prototyp ukáže, která z obou metod je příznivější pro vyšší zisk a zároveň bude odolnější k parazitním vlivům.

8.2 Materiál elektrod

Na průběh siločar magnetického pole uvnitř průtokoměrného čidla může mít vliv i materiál použitý na elektrody. Je zřejmé, že neferomagnetické materiály pole neovlivní, nebo případně jen nepatrně. Oproti tomu feromagnetické materiály i ve slabé napařené vrstvě mohou způsobit značnou nehomogenitu pole poblíž elektrod a ovlivnit tak úroveň výsledného signálu. Z modelu FEM vyplývá, že při použití feromagnetického materiálu pro elektrody klesne užitečné napětí maximálně o 14 %.

8.3 Provedení budicích cívek

Ideálním řešením by byly tzv. Helmholtzovy cívky. Tyto cívky jsou sice plošné, takže dobře vyrobitelné, ale jejich rozměry jsou velké, takže pro praktické použití se nehodí. Pro 1. FM byly proto použity sedlové cívky s obdobným tvarem s cívkami, které se používají pro čidla s kontaktními elektrodami. Tyto cívky sice nevytvářejí tak dobře homogenní pole, ale mají únosné rozměry a homogenita je uspokojivá. Pro EMFC by bylo jistě vhodné měnit příčný rozměr cívek tak, aby bylo dosaženo dobré homogenity v celém prostoru mezi elektrodami, ale na modelu v programovém prostředí ANSYS se jeví závislost na příčném tvaru cívek v určitém rozsahu jako nepříliš významná. Přesné provedení budicích cívek by vyžadovalo podrobný průzkum, což by jistě přesáhlo plánovaný rozsah této práce. Pro výzkum na čidle EMFC postačil tvar cívek používaných u kontaktních čidel.

8.4 Tvar čidla

Z výsledků analytického rozboru i z analýz pomocí metody FEM je zřejmé, že nejsilnější magnetické pole získáme při silné vzájemné vazbě budicích cívek. Při kruhovém profilu měřicí trubice však i při těsném umístění budicích cívek přímo na povrchu trubice nelze dosáhnout tak dobré vazby a homogenity pole jako při obdélníkovém tvaru průřezu trubice. Čidlo však bude nepoměrně dražší a i přes své hodnotnější vlastnosti by se snížila jeho prodejnost.

8.5 Elektronika vstupního zesilovače

Ze závěrů v předchozích kapitolách vyplývají následující skutečnosti:

- aktivní stínění má své opodstatnění,
- je nutné spojení nulového potenciálu přímo s měřenou kapalinou,
- je nutné zachovat stejný posun fáze signálů získaných z obou elektrod,
- je nutné kompenzovat parazitní složky získané transformačním a kapacitním přenosem z budicího signálu pomocí kompenzačního signálu, který je fázově závislý na proudu do budicích cívek,
- je nutné měření provést diferenciálně, tedy měřit rozdíl signálů z obou elektrod, přičemž užitečný signál se zesílí dvojnásobně a parazitní se potlačí,
- rozsah vstupního odporu může být mezi 220 M Ω a 470 M Ω .

Samozřejmě v zesilovacím řetězci je mnoho prvků ovlivňujících přesnost a hlavně dlouhodobou stabilitu měření, což má negativní vliv na výslednou nejistotu měření. Z tohoto důvodu bude třeba ve finálním provedení zařadit hned za aktivní rozdílový člen, tvořený pří-

strojovým zesilovačem s interně nastaveným zesílením (tedy přesně laserově trimovaným a teplotně kompenzovaným) multiplexer, do jehož jednoho vstupu bude injektován referenční signál a druhého vstupu signál měřený. Celý další řetězec pak bude kalibrován pomocí tohoto referenčního signálu. Nejistota se omezí jen na nejistotu vstupního rozdílového zesilovače, stabilitu referenčního signálu a stabilitu budicího proudu. To jsou ale již ověřené prvky z vývoje elektromagnetických průtokoměrů s kontaktními elektrodami, a tedy existuje reálný předpoklad obdobné nejistoty měření, tedy do 1 % z měřené hodnoty.

8.6 Vyhodnocující elektronika

V současné době je připravena nová elektronika pro zpracování signálu z čidel, je vytvořeno schéma a osazen plošný spoj. Jako řídicí jednotka je použit signálový procesor TMS320F2808, který řídí tvorbu budicího signálu do elektrod (16bitový DA převodník, zesilovač třídy D), následně řídí zpracování získávaného signálu z elektrod v řetězci usměrňovač - filtr - zesilovač a Σ - Δ 16bitový AD převodník. Na desce plošných spojů jsou připraveny i periferie, jako obsluha displeje, paměti a komunikačních modulů.

Závěr

V závěrečném hodnocení je třeba konstatovat, že metoda měření průtoku pomocí elektromagnetického principu s kapacitními elektrodami byla teoreticky popsána a vlivy působící při měření touto metodou podrobně zhodnoceny.

Na základě teoretických předpokladů byly sestrojeny dva funkční modely průtokoměrného čidla, na nichž bylo provedeno množství praktických měření, jednak v laboratorních podmínkách, jednak na měřicí průtokoměrné lince, kde byl princip ověřen.

Největším úskalím při řešení elektroniky čidla se, dle předpokladů, ukázala práce na vysokých impedancích a s tím spojené vysoké nároky na zabránění vlivu rušivých elektromagnetických polí, dále dlouhodobá stabilita měření a zpracování signálu, který se nachází hluboko pod úrovní rušivých napětí.

Během výzkumu bylo vytvořeno náhradní schéma průtokoměru z hlediska teorie obvodů. Jednotlivé prvky tohoto schématu byly teoreticky rozebrány a většina z nich ověřena experimenty. Kromě obvyklých předpokládaných parametrů byla diskutována tzv. vnitřní kapacita, tedy kapacita měřené kapaliny v prostoru mezi plošnými elektrodami. Pro další experimenty, potvrzující tuto kapacitu, je nutno zvážit složité chování rozhraní elektrolyt - elektroda, tj. existenci impedance, aproximované nově zaváděným obvodovým prvkem s konstantní fází - CPE (Constant Phase Element).

Dále byl v práci proveden rozbor magnetického pole uvnitř průtokoměrného profilu, kdy byly experimentálně potvrzeny předpoklady rozložení pole jednak analytickým popisem, jednak pomocí modelu vytvořeného metodou konečných prvků. Na základě tohoto rozboru jsou naznačeny možnosti optimalizace provedení čidla, včetně vlivu rozměrů a materiálu plošných elektrod na úroveň získávaného signálu.

Budoucí výzkumná práce by mohla pokračovat v řešení čidla s dělenými elektrodami, které by mělo výrazně zvýšit citlivost měření a tedy zlepšit faktor signál/šum, což je pro přesné měření stěžejní.

V závěrečných kapitolách byla navržena doporučení pro další postup při výzkumu a vývoji dalšího funkčního modelu. Po jejich aplikaci by mělo dojít ke zvýšení citlivosti čidla, vyšší opakovatelnosti a přesnosti měření a většina parazitních vlivů již by měla být eliminována nebo alespoň významně potlačena. Zároveň je v současné době již vyvinuta i deska řídicí elektroniky se signálovým procesorem, která umožní generovat budicí proud libovolného průběhu a zpracovat signál z elektrod s vysokým rozlišením.

Literatura

- [1] ANSYS Low-Frequency Electromagnetic Analysis Guide. ANSYS Release 9.0, ANSYS inc. 2000
- [2] Baker R.C.: Flow Measurement Handbook: Industrial Designs, Operating Principles, Performance, and Applications, Cambridge University Press, 2005
- [3] Ďaďo S., Bejček L., Platil A.: Měření průtoku a výšky hladiny. BEN - technická literatura, Praha 2005, 1.vydání, ISBN80-7300-156-X
- [4] Ďaďo S., Vedral J.: Číslicové měření. ČVUT Praha, 2006, ISBN 80-01-02492-X
- [5] Ďaďo S.: Měřicí obvody indukčních průtokoměrů. Automa 11,12/2005
- [6] Dědek L., Dědková J.: Elektromagnetismus. VUTIUM Brno, 2000, ISBN 80-214-1548-7
- [7] Hemp J.: Theory of eddy currents in electromagnetic flowmeters, J. Phys. D: Appl. Phys. 24 (1991), pp. 244-251. UK.
- [8] Hofmann F.: Electrical conductivity of water. KMT Duisburg, 2005
- [9] Janeček J., Kupka P.: MATLAB, SIMULINK – řešené příklady. TUL, Liberec 2005
- [10] Jenčík J., Volf J.: Technická měření. Vydavatelství ČVUT Praha, 2003
- [11] KEITHLEY: Low Level Measurement Handbook. Sixth edition, URL: <www.keithley.com>, 2004
- [12] Kolář V., Němec I., Kanický V.: FEM Principy a praxe metody konečných prvků. Praha, Computer Press, 1997
- [13] Kotoul M.: Vybrané matematické metody v mechanice. Podpůrné texty pro studenty oboru Aplikovaná mechanika. VUT Brno, 2009
- [14] Lario-García J., Pallas-Areny R.: Constant-phase element identification in conductivity sensors using a single square wave. Sensors and actuators A132, 2006, pp 122-128
- [15] Macháč J., Novotný K., Škvor Z., Vokurka J.: Numerické metody v elektromagnetickém poli, ČVUT, Praha 2007, ISBN 978-80-01-03753-9
- [16] Mikolanda T.: Studium silového působení mezi permanentními magnety. Disertační práce, TUL, Liberec 2009
- [17] Novotný K.: Teorie elektromagnetického pole I, ČVUT Praha, 2002
- [18] Polák J.: Variační principy a metody teorie elektromagnetického pole. Academia, Praha, 1988
- [19] Richter A.: Indukční měření průtoku kapalin - vazba teorie na praktickou realizaci. Habilitační práce, TUL, Liberec 1999
- [20] Rosales C., Sanderson M.L.: Streaming current noise generation in electromagnetic flowmeters measuring conducting fluids. Flow Measurement and Instrumentation 14 (2003) pp. 97–108
- [21] Shercliff J.A.: The theory of electromagnetic flow-measurement. Cambridge Science Classics - Cambridge University Press, 2009 (first edition 1962), ISBN 978-0-521-33554-6

Přehled publikací

- [1] Slavík L.: Inductive-capacitive measuring of flow of liquid. ICCC'2006 – 7th International Carpathian Control Conference, Rožnov p. Radhoštěm, ISBN 80-248-1066-2
- [2] Košek M., Slavík L.: Optimized design of magnetic field in flow meter based on Hall effect, CPEE 2010, Lázně Kynžvart 13.-16.9. 2010, ISBN 978-80-7043-899-2
- [3] Novák M., Slavík L., Košek M., Truhlář M.: Precise Measurement of Low Magnetic Field, Measurement 2011, the 8th conference on measurement, Slovakia - Smolenice
- [4] Slavík L., Rameš J., Tunys J.: Užiténý vzor - "Princip autokalibrace měřicích přístrojů", č.p. 1995-3475, Úřad průmyslového vlastnictví
- [5] Slavík L.: řešitel projektu MPO číslo: FI-IM5/120 - "SYMETUV" (Výzkum a vývoj měřicího systému teplé užitkové vody na patách objektu), trvání projektu 2008 - 2010, projekt ukončen 12/2010, závěrečné zprávy odevzdány, závěrečné oponentní řízení plánováno na květen/červen 2011
- [6] Slavík L.: vývoj řídicí elektroniky následujících výrobků pro firmy Elitex, Elitron, EESA, NAUM a EKONA od zadání úkolu až po sériovou výrobu (celkový obrát cca 500 mil. Kč):
 - KMH10 - měřič tepla - dokončení vývoje prototypu, uvedení do výroby 1990
 - MT200 - měřič tepla - uvedení do výroby 1992
 - NA-UM1200 - pec pro zpracování keramiky - uvedení do výroby 1993
 - MP400E - měřič průtoku založený na elektromagnetickém principu - uvedení do výroby 1994
 - MP400C - měřič průtoku založený na elektromagnetickém principu - uvedení do výroby 1994
 - EKO 02 - měřič odpadních vod - uvedení do výroby 1995
 - MT200DS - dvojitý měřič tepla - uvedení do výroby 1996
 - MT500 - měřič tepla - uvedení do výroby 1997
 - MP400CM - měřič průtoku založený na elektromagnetickém principu - uvedení do výroby 1998
 - MT500L - měřič tepla - uvedení do výroby 2001
 - ESTER 03 - data logger - uvedení do výroby 2003
 - HMX550 - měřič tepla - uvedení do výroby 2008
 - FMX550 - měřič průtoku založený na elektromagnetickém principu - uvedení do výroby 2010
 - MT200DS-TUV - dvojitý měřič tepla pro měření teplé užitkové vody - uvedení do výroby 2010

Ing. Lubomír Slavík

**Indukčně-kapacitní měření průtoku kapalin,
studium vlivů a metoda měření**

Autoreferát disertační práce

Technická univerzita v Liberci
Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

35 stran
Náklad: 15 výtisků

prosinec 2010



FAKULTA MECHATRONIKY, INFORMATIKY A MEZIOBOROVÝCH STUDIÍ
TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Indukčně-kapacitní měření průtoku kapalin, studium vlivů a metoda měření

Obhajoba disertační práce
26.5. 2011

Lubomír Slavík



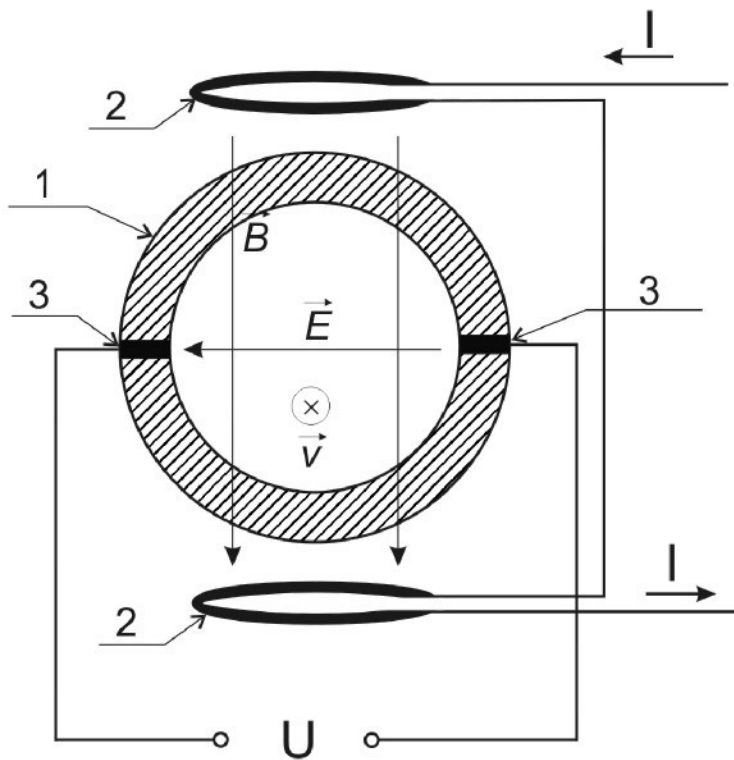
Technická Univerzita v Liberci
Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií
Studentská 2, 461 17 Liberec 1

Cíle disertační práce

- rešerše současného stavu
- popis metody měření indukčního průtokoměru s kapacitními elektrodami
- analýza vlivů působících na přesnost měření
- provedení funkčního modelu průtokoměru
- perspektiva dalšího vývoje

Elektromagnetický průtokoměr s kontaktními elektrodami

Princip funkce

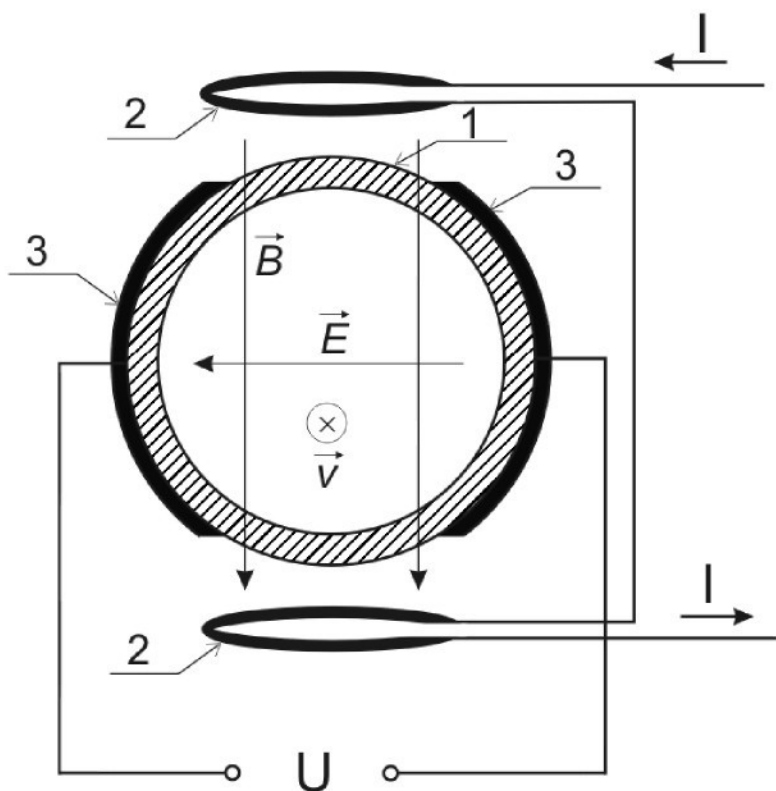


$$U = \oint_C \mathbf{E} \, dl = \oint_C (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \, dl$$

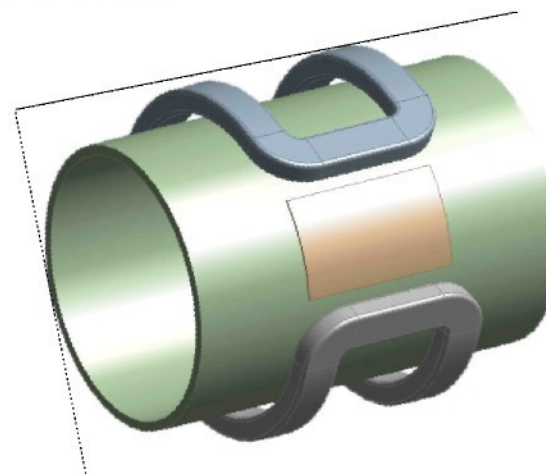
1. keramická trubice, 2. budicí cívky, 3. kontaktní elektrody

Elektromagnetický průtokoměr s kapacitními elektrodami (EMFC)

Princip funkce



1. keramická trubice
2. budicí cívky,
3. kapacitní elektrody



Výhody EMFC

1. kapaliny s nižší vodivostí
2. chemicky agresivní kapaliny
3. vyšší tlaky v trubici

Nevýhody EMFC

1. signál na vysokých impedancích
2. nižší citlivost
3. značný vliv parazitních signálů

Teoretické předpoklady

Popis elektromagnetického pole

Difúzní rovnice

$$\operatorname{rot} \left(\frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A} \right) = \mathbf{J}_b - \gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \gamma (\mathbf{v} \times \operatorname{rot} \mathbf{A})$$

$\mathbf{J}_b$... proudová hustota budícího proudu

$\gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}$... klidová složka – vířivé proudy

$\gamma (\mathbf{v} \times \operatorname{rot} \mathbf{A})$... pohybová složka

Lorentzovy síly

$$\mathbf{F} = q (\mathbf{E}_0 + \mathbf{v} \times \mathbf{B})$$

q ... elektrický náboj

$\mathbf{E}_0$... intenzita el. pole

$\mathbf{v}$... rychlost proudění

$\mathbf{B}$... magnetická indukce

$$\mathbf{E} = \mathbf{v} \times \mathbf{B}$$

$$\Delta \varphi = \operatorname{div} (\mathbf{v} \times \mathbf{B})$$

$$\Delta \varphi = \mathbf{B} \cdot \operatorname{rot} \mathbf{v}$$

$$U = \oint_C (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{l}$$

$$U = \bar{\mathbf{v}} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{D}$$

$$Q_V = \frac{V}{t} = S \cdot \bar{\mathbf{v}}$$

Teoretické předpoklady

Popis z hlediska molekulární teorie

Pohyb iontů v magnetickém poli

$$F_{xm} = qv_y B$$

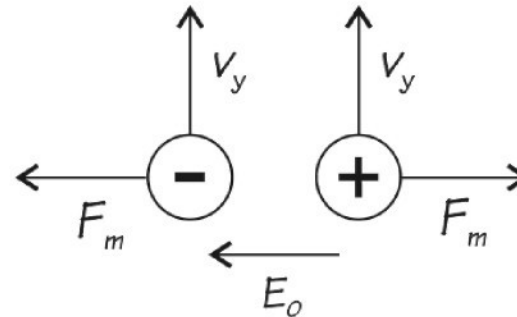
$$U_0 = dE_0 = dv_y B$$

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{ab}{d}$$

$$Q = CU_H$$

počet zachycených iontů

$$N_e = \frac{Q}{q} = \frac{CU_0}{q}$$



pro typické rozměry čidla DN70
a rychlost proudění 12 m/s

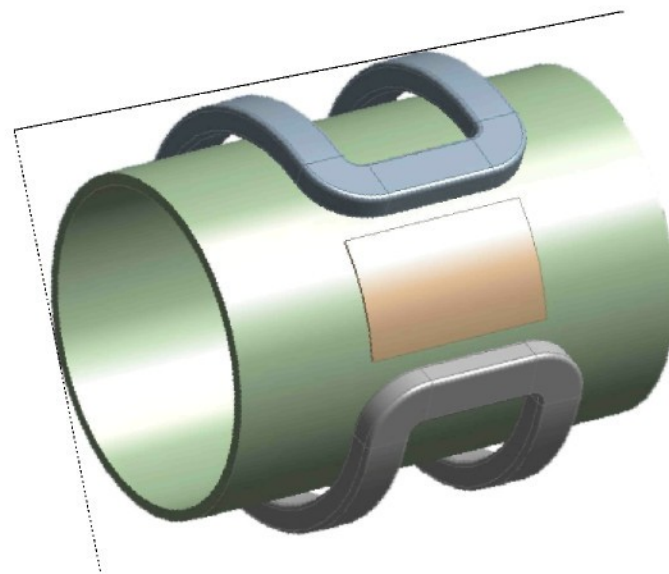
$$N_e = 13000$$

Podmínky pro úspěšnou realizaci průtokoměru

- rozbor magnetického pole – maximální a homogenní B
- mechanické provedení – maximální C_v
- určení optimální frekvence buzení – indukčnost cívek $\times$ kapacita C_v
- vysoká vstupní impedance zesilovače

$$\frac{1}{2\pi f C_v} \ll R_{in}$$

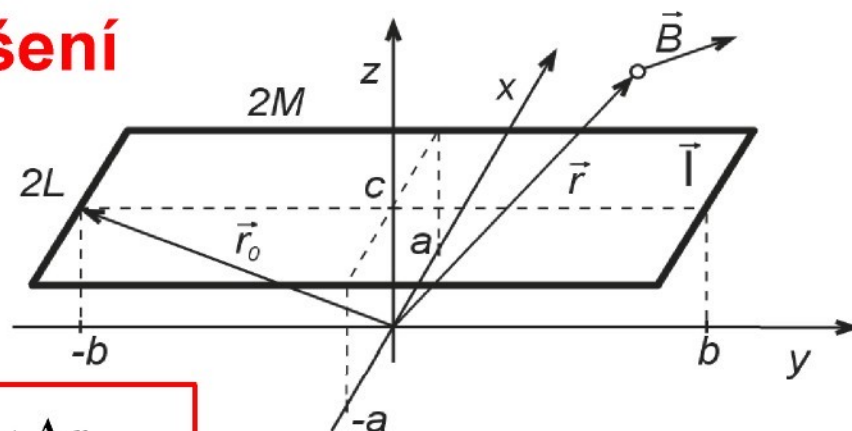
- omezit vliv parazitních vlivů
- zpracování získaného signálu z elektrod



Řešení magnetického pole

Analytické řešení

- Biot-Savartův zákon



$$\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \int_{(K)} \frac{\mathbf{t}_0 \times (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|^3} dl = \frac{\mu_0}{4\pi} I \int_{(K)} \frac{\mathbf{t}_0 \times \Delta \mathbf{r}}{(\Delta r)^3} dl,$$

$$dB_x(x, y, z) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{t_{0y}(x_0, y_0, z_0) \cdot (z - z_0) - t_{0z}(x_0, y_0, z_0) \cdot (y - y_0)}{\left((x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2\right)^{3/2}} dl$$

$$B_x(x, y, z) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \sum_{k=0}^1 \sum_{i=0}^1 (-1)^i \frac{z - (-1)^k c}{\left(x + (-1)^i a\right)^2 + \left(z - (-1)^k c\right)^2} \cdot \sum_{j=0}^1 (-1)^j \frac{y - (-1)^j b}{\sqrt{\left(y - (-1)^j b\right)^2 + \left(x + (-1)^i a\right)^2 + \left(z - (-1)^k c\right)^2}}$$

materiálový vektor

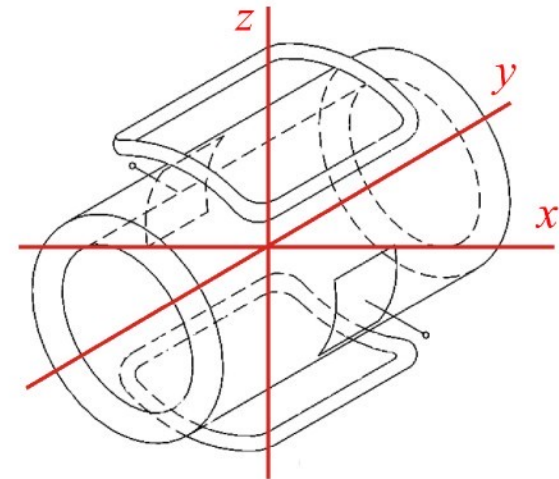
$$\mathbf{r}_0 = (x_0, y_0, z_0)$$

polohový vektor

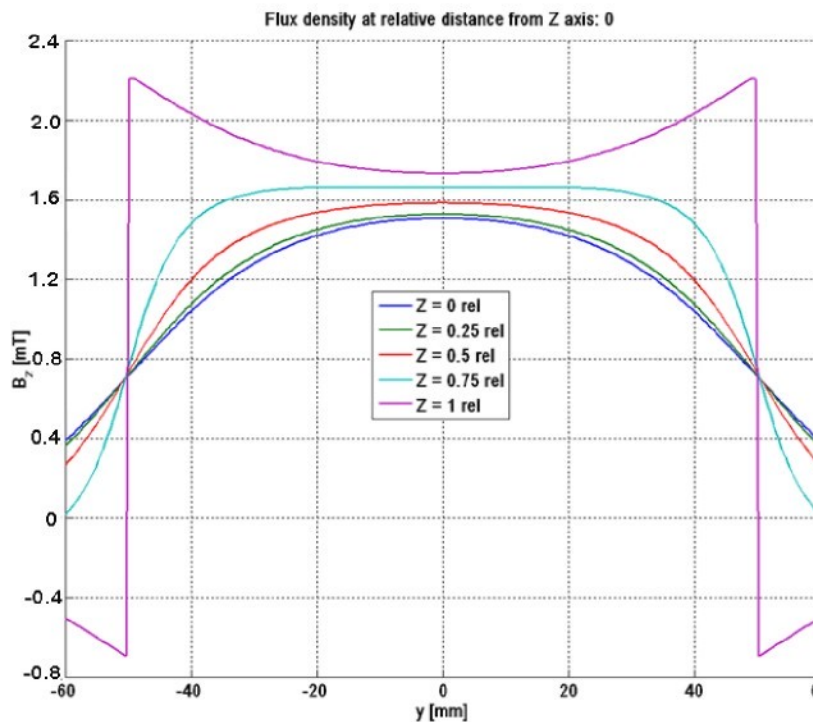
$$\mathbf{r} = (x, y, z)$$

Výsledné průběhy

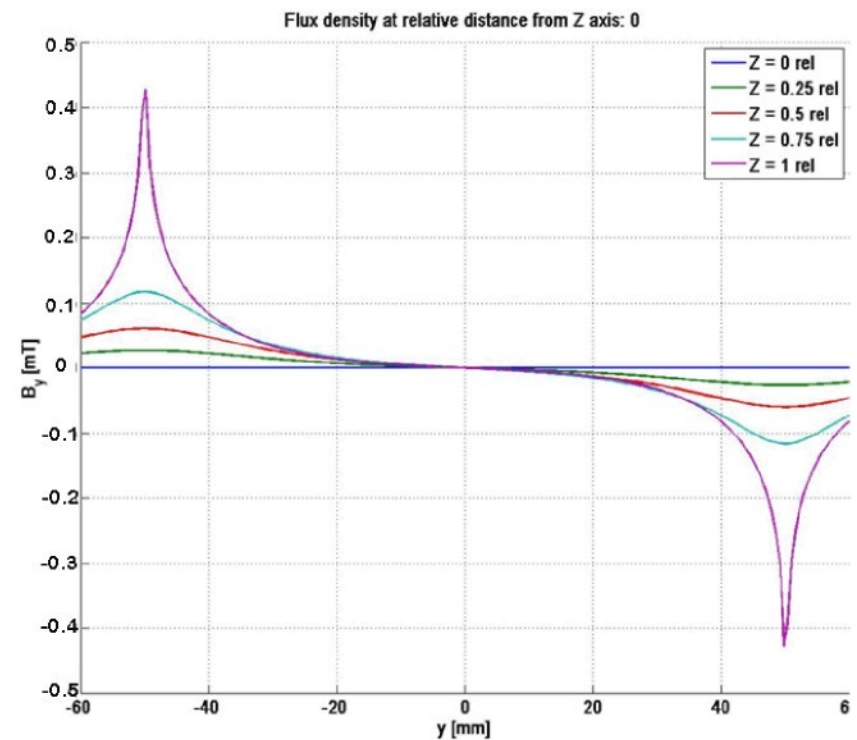
- užitečné složky
- parazitní složky



Závislosti pro cívky 300 z / 200 mA



užitečná složka B_z



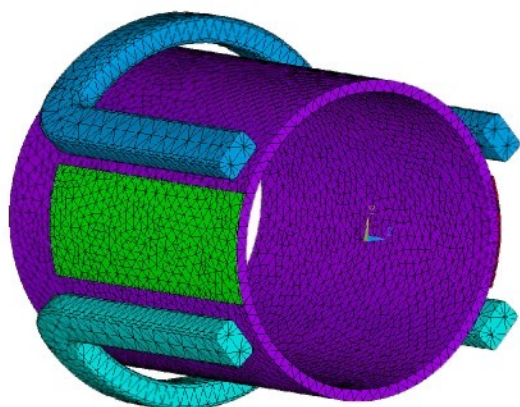
neužitečná složka B_y

Numerické řešení

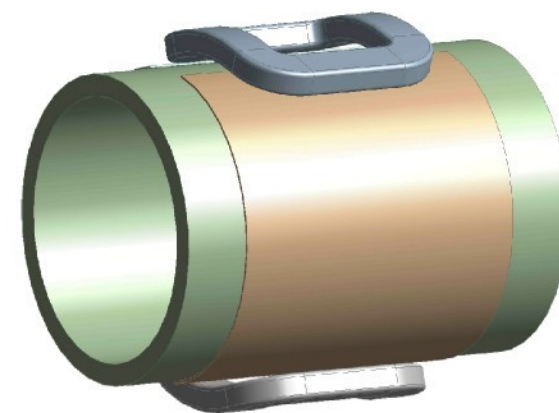
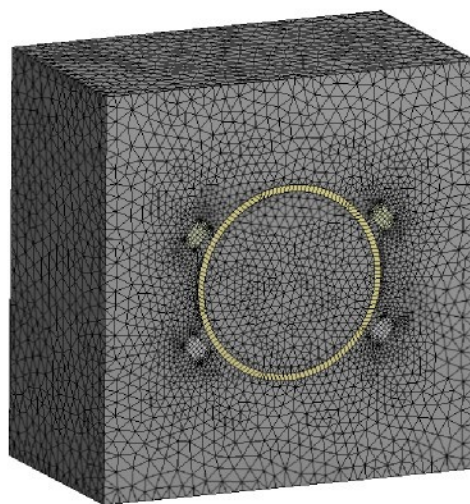
- metoda FEM
- prostředí ANSYS Multiphysic

- preprocessing
- solution
- postprocessing

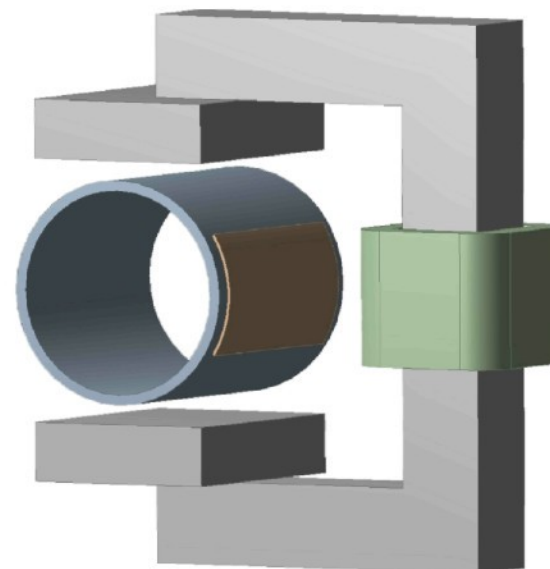
síťování



definice okolí

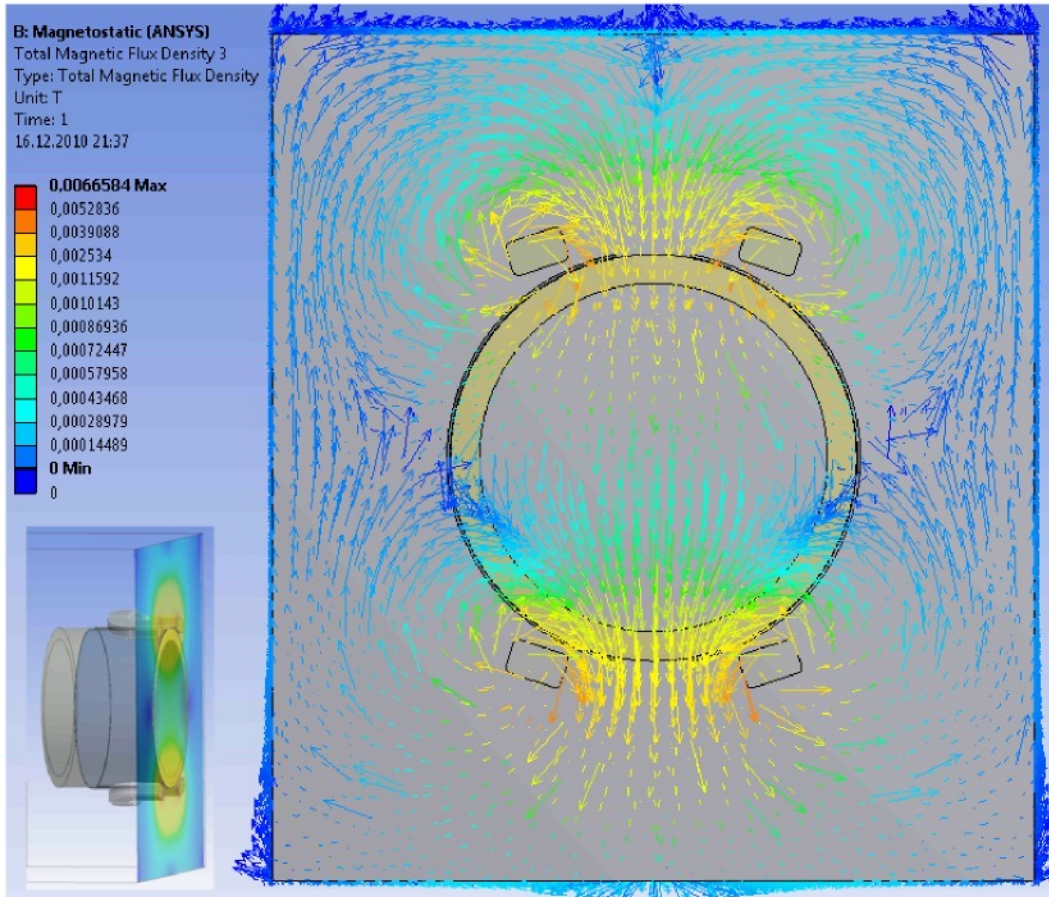


1. funkční model

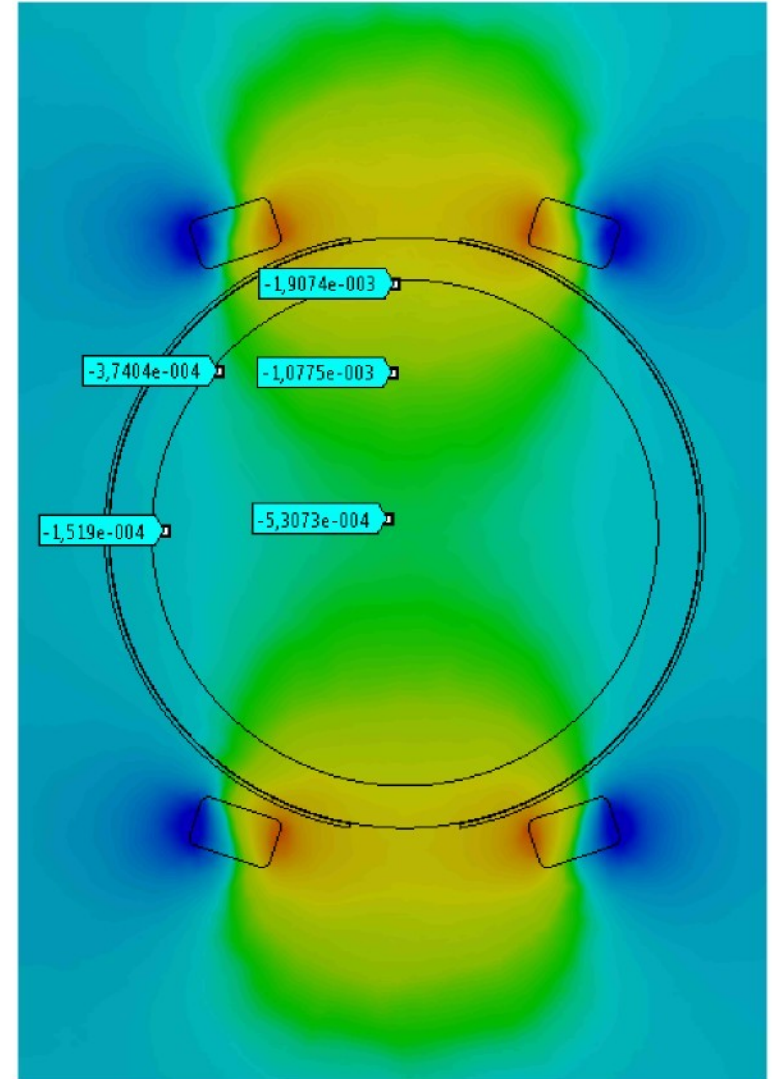


2. funkční model

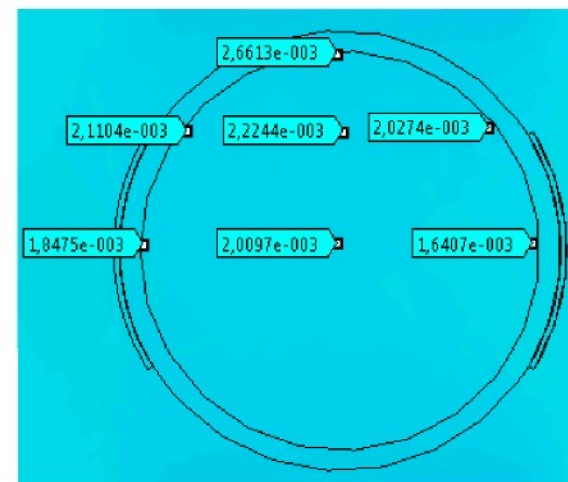
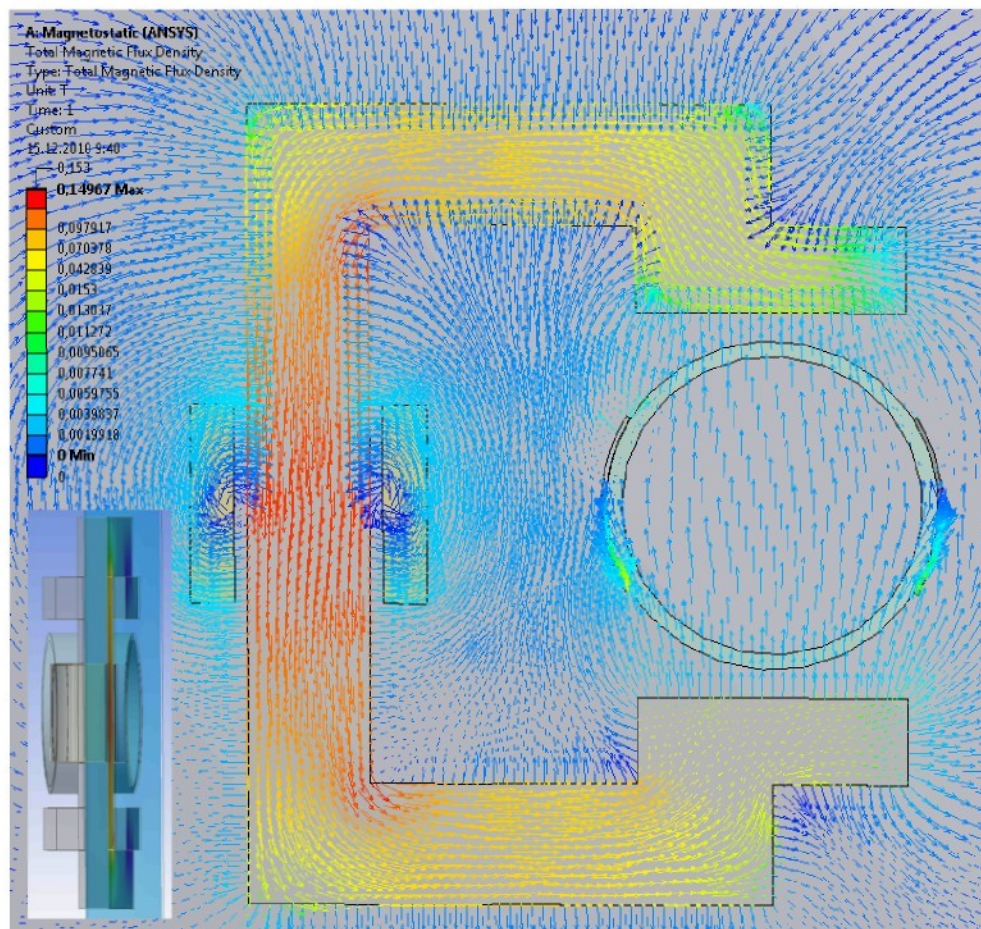
1. funkční model



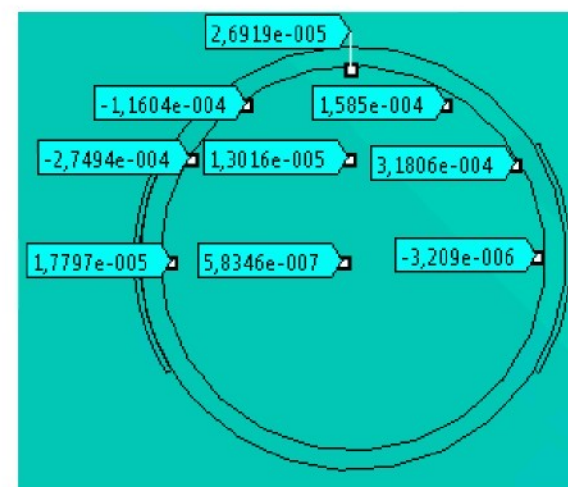
- cívky úzké
- nízká vzájemná vazba cívek
- nízká magnetická indukce
- pole nepříliš homogenní



2. funkční model



B_z

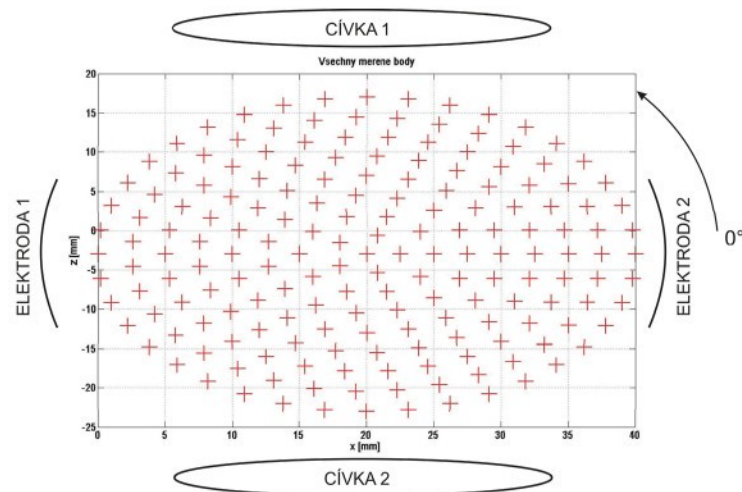


B_x

- homogennější pole –
rozdíl mezi $B_{\min}$ a $B_{\max}$ je 20 %
- pole mírně nesymetrické – u cívky silnější

Měření pole na reálných modelech

Matice měřených bodů



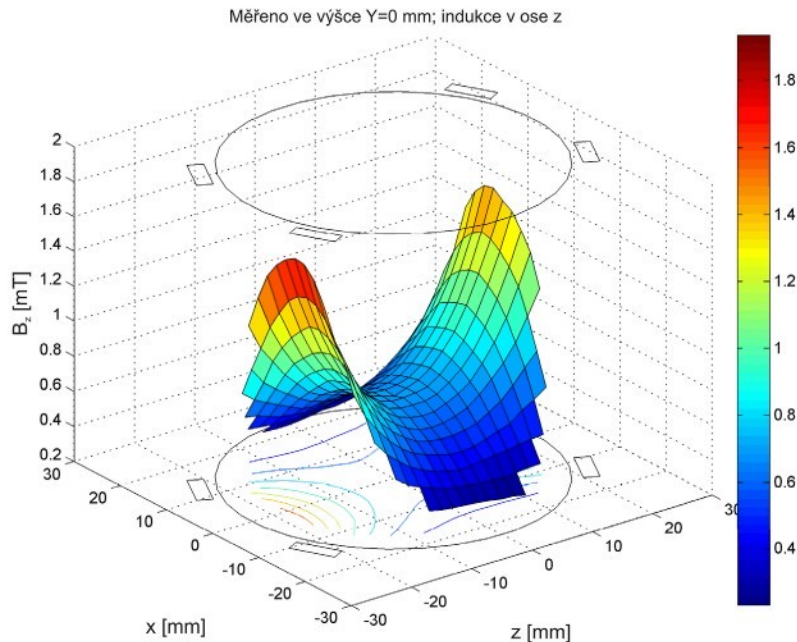
1. funkční model



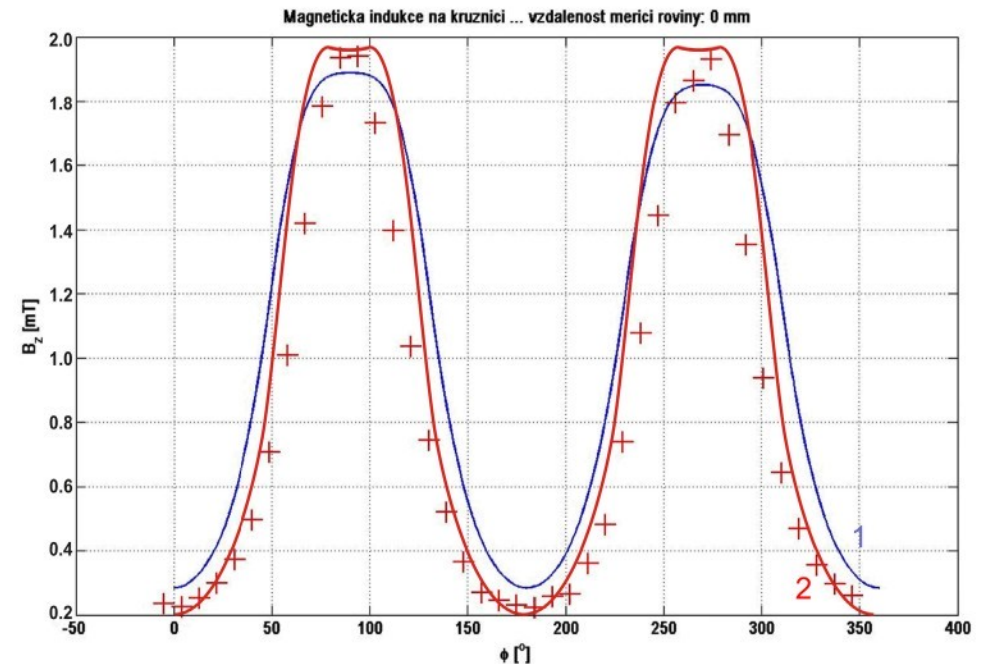
2. funkční model

Porovnání experimentu s teorií

Průběh hlavní složky B_z – 1. funkční model



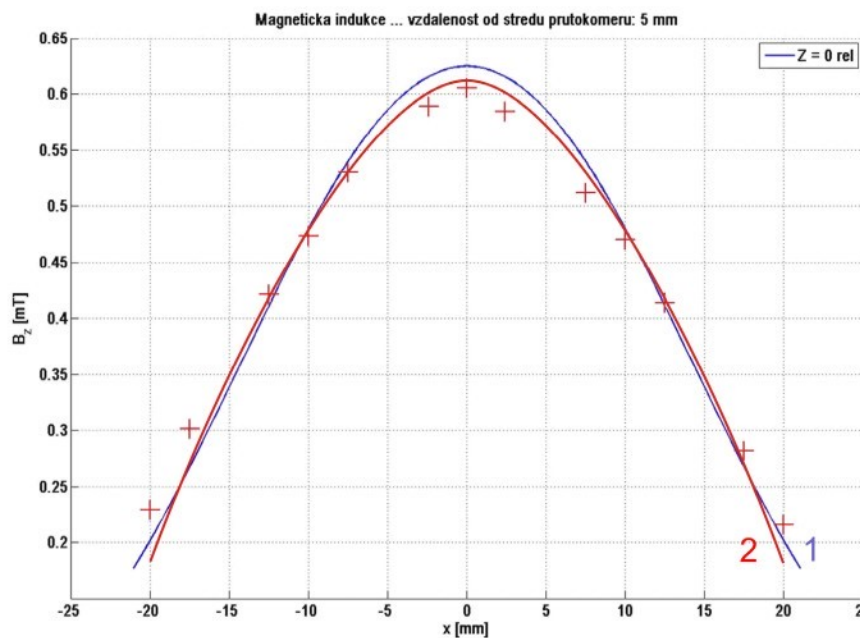
Prostorové rozložení
v rovině symetrie



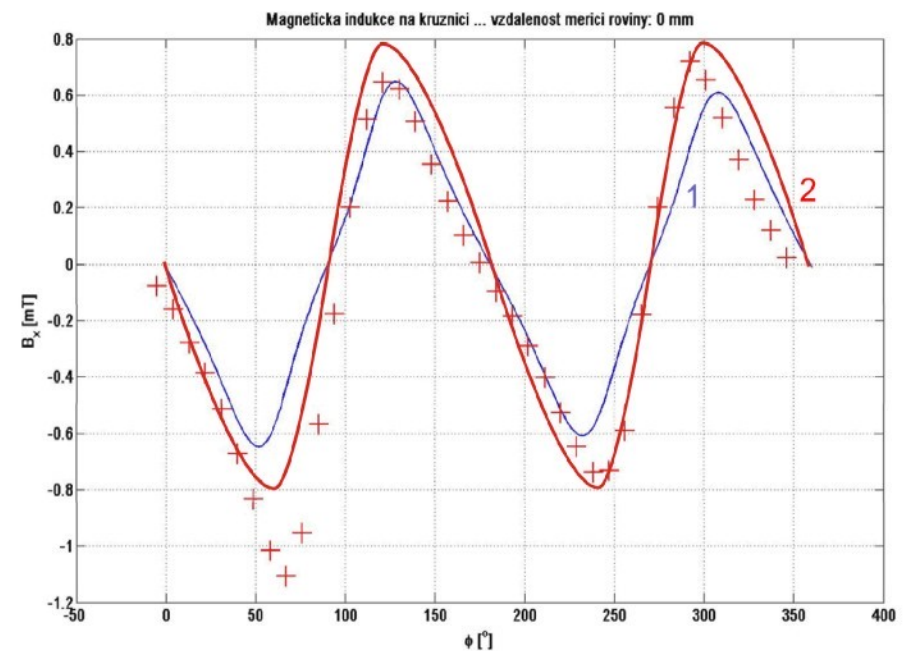
1 – analytická analýza
2 – simulace FEM
křížky - naměřené hodnoty

Porovnání experimentu s teorií

Průběh užitečné složky B_z
v ose elektrod - 1. funkční model



Průběh neužitečné složky B_y
1. funkční model



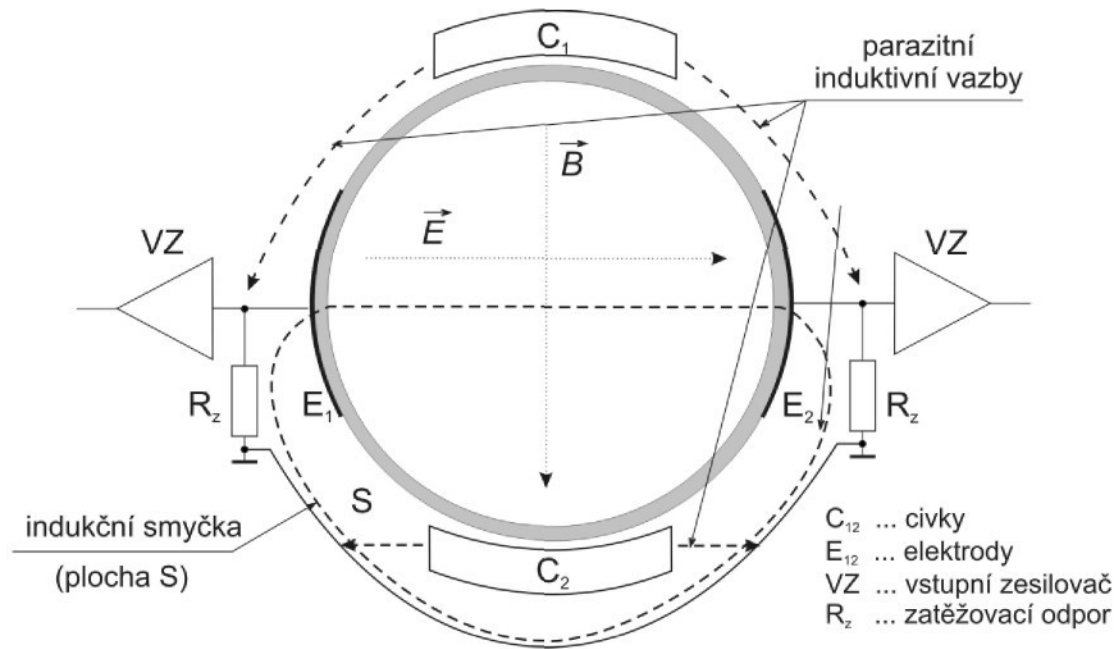
1 – analytická analýza, 2 – simulace FEM, křížky - naměřené hodnoty

Vlivy působící při měření

- parametry provedení
 - ⊕ tvar budících cívek
 - ⊕ provedení elektrod
 - ⊕ obvod zpracování signálu
- parazitní vlivy
 - ⊕ vnější rušivá elektromagnetická pole
 - ⊕ vnitřní rušivé elektromagnetické vlivy
 - transformační složka z budícího signálu
 - kapacitní vazby mezi buzením a odezvou
 - vířivé proudy
 - šum
 - ⊕ hydromechanické poruchy
 - charakter proudění
 - vliv pevných částic a bublin v kapalině
 - ⊕ vliv vodivosti kapaliny

Elektromagnetické vlivy - synchronní složky

Induktivní vazby



užitečné napětí

$$u_i = \int_{E_1}^{E_2} \mathbf{E}(\mathbf{r}) d\mathbf{r}$$

parazitní napětí

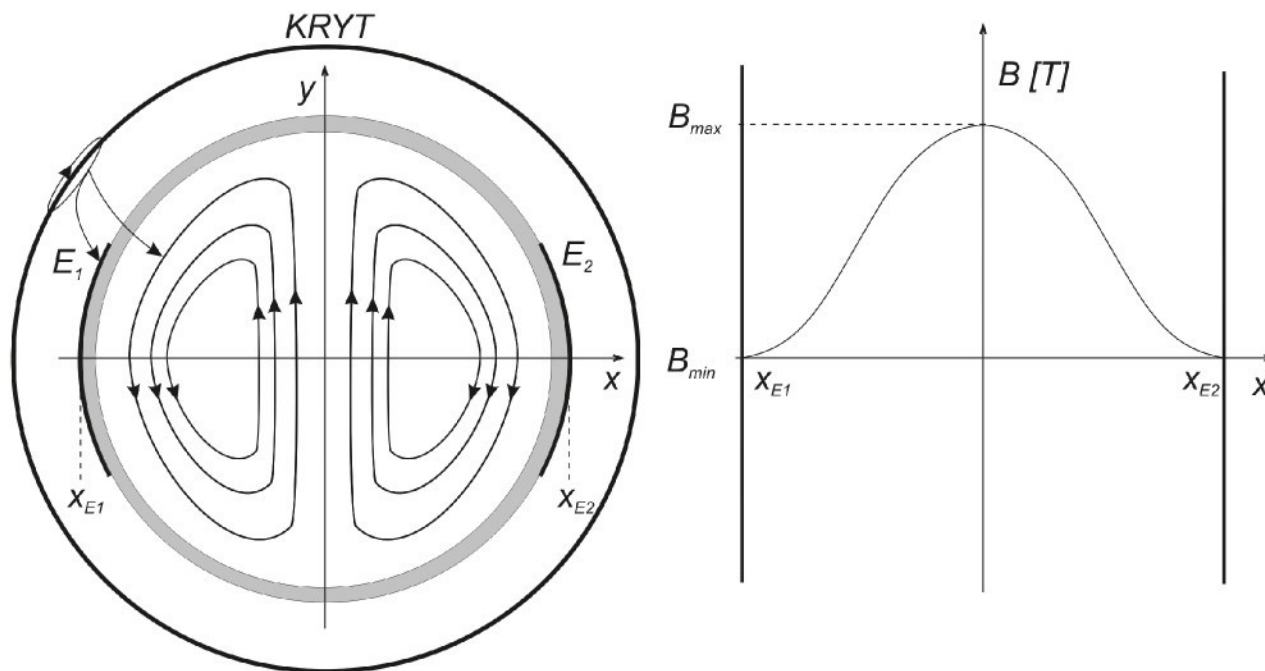
$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt} = U_{i0} \omega \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$u_{vst} = U_{i0} \frac{R_z}{R} \cos(\omega t)$$

- minimalizovat frekvenci
- upravit DPS - přímo na plošných elektrodách
- minimalizovat plochu zemní smyčky
- pokusit se minimalizovat vstupní odpor zesilovače
- zpracovat signál pomocí koherentní detekce

Elektromagnetické vlivy - synchronní složky

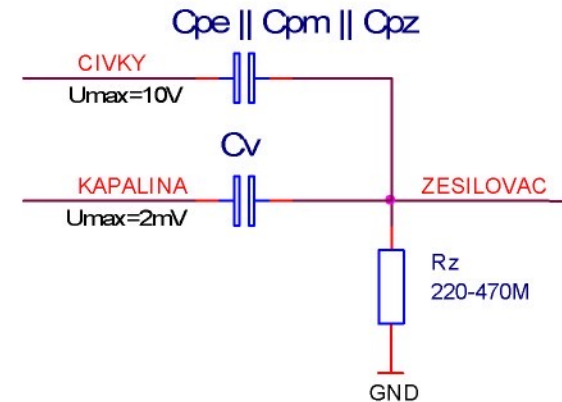
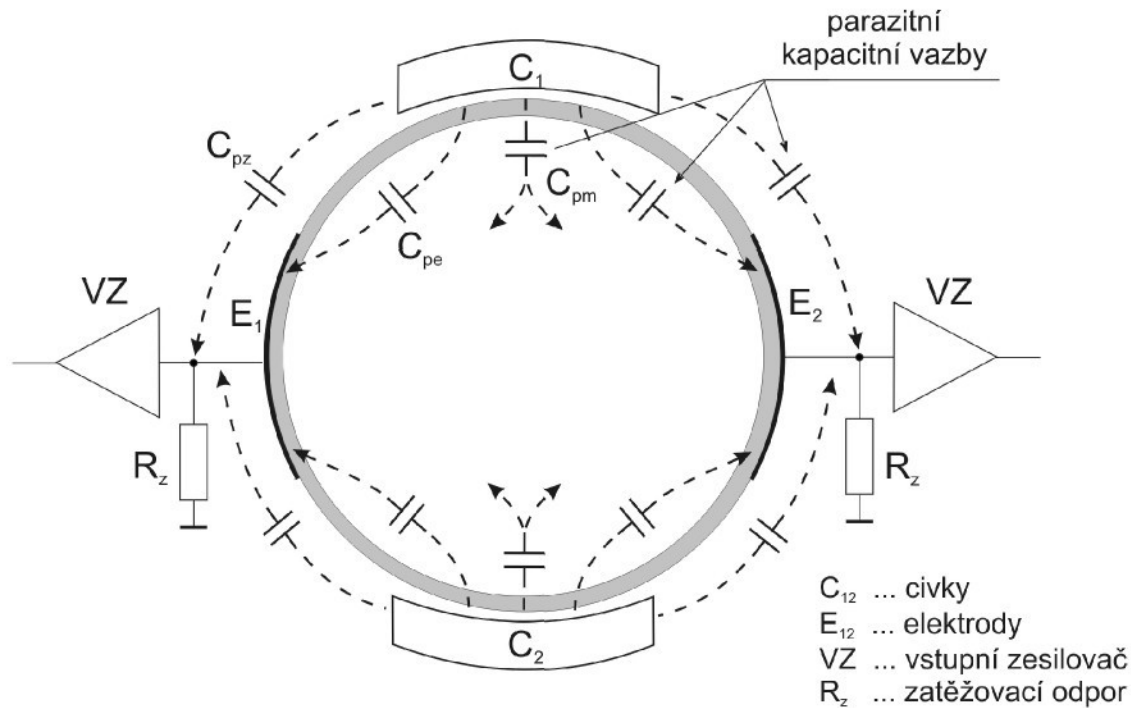
Vířivé proudy



- **vířivé proudy přímo v kapalině** – parazitní napětí posunuto po **90°**
 - je možno odstranit koherentní detekcí
- **vířivé proudy v kovových částech krytu** – parazitní napětí posunuto o **180°**
 - je možno odstranit kalibrací (stále stejný vliv)

Elektromagnetické vlivy - synchronní složky

Kapacitní vazby



$$\hat{U}_{pc} = \hat{U}_c \frac{R_z}{R_z + \frac{1}{j\omega C_p}}$$

$$C_p = 1 \text{ fF} \Rightarrow |U_{pc}| = 3 \mu V$$

- kapacita mezi cívkami a elektrodami C_{pe}
- kapacita mezi cívkami a měřenou kapalinou C_{pm}
- kapacita mezi cívkami a přívodními vodiči ke vstupnímu zesilovači C_{pz}

Elektromagnetické vlivy - asynchronní složky

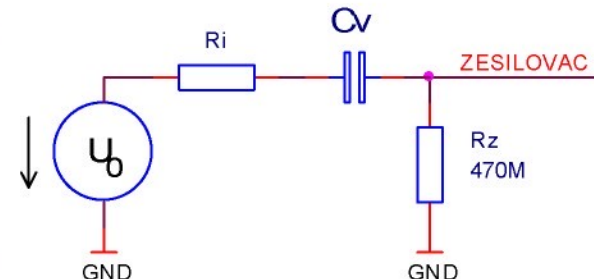
- vliv 50 Hz
- šum elektronických prvků zesilovače

Ostatní vlivy

Vliv vodivosti

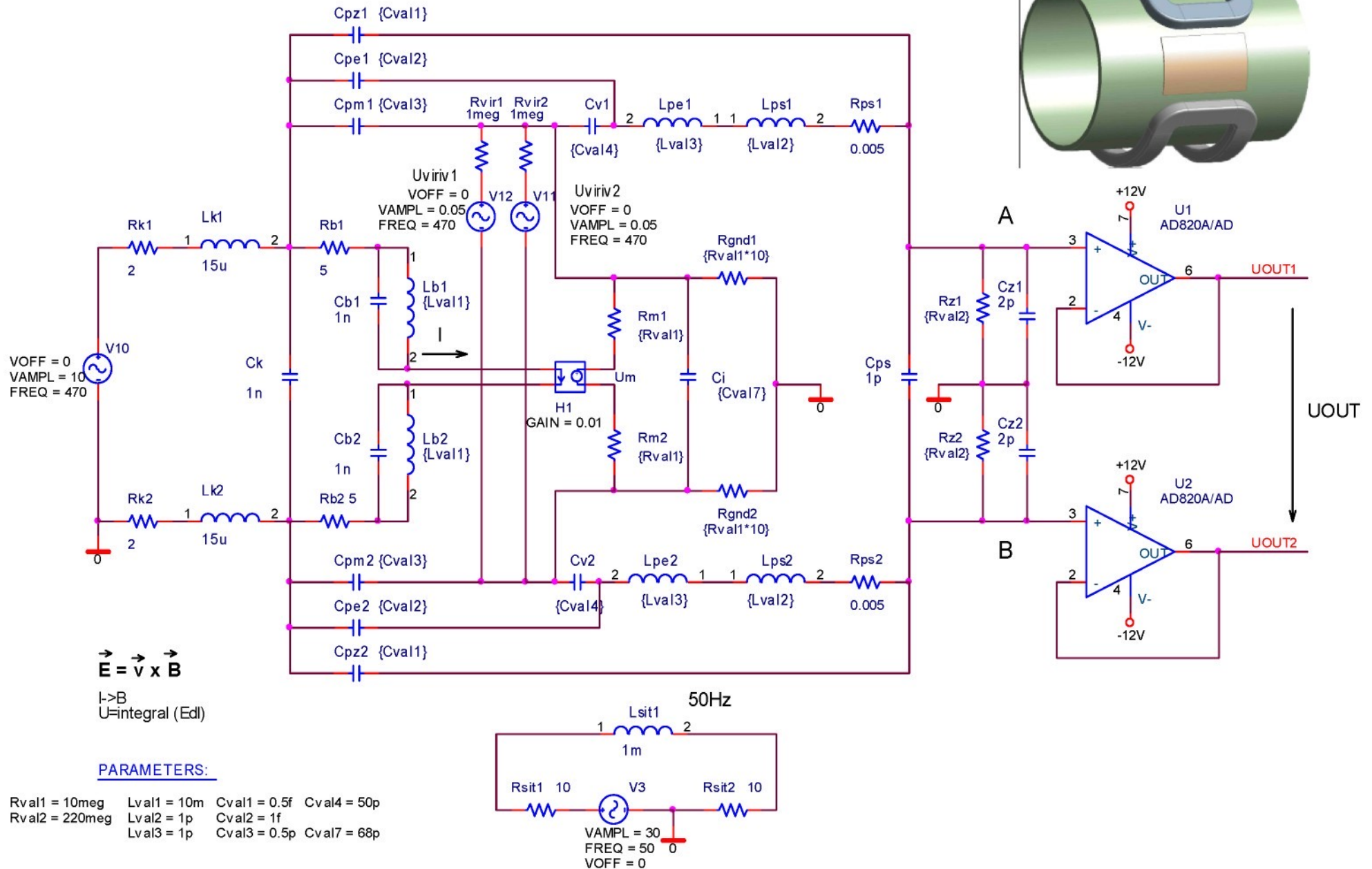
- dělič $R_i + X_{Cv} / R_z$:

$$\hat{U}_z = \hat{U}_0 \frac{R_z}{R_i + R_z + \frac{1}{j\omega C_v}}$$



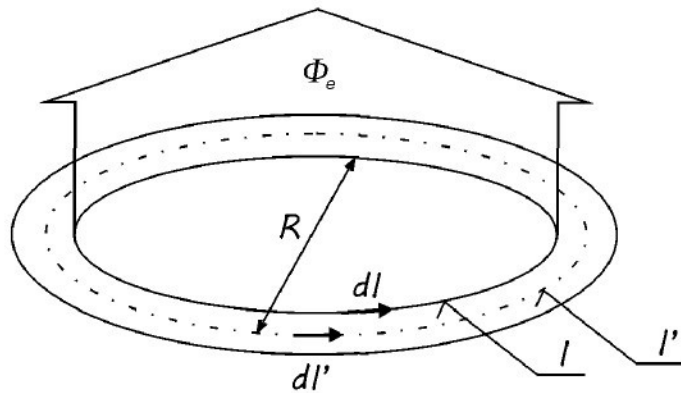
- pro desetiny $\mu\text{Scm}^{-1} \Rightarrow \text{chyba} < 1\%$
- při nízké vodivosti elektrostatické rušení
 - minimalizace drsnosti stěny trubice
 - závisí na ϵ_r (voda $\epsilon_r = 81$)

Náhradní schéma z pohledu teorie obvodů



Indukčnost a odpor budicích cívek

Teoretický výpočet



Indukčnost - Neumannův vztah

odpor

$$L_e = \frac{\Phi_e}{I} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint \oint \frac{dl' dl}{R(r, r')}$$

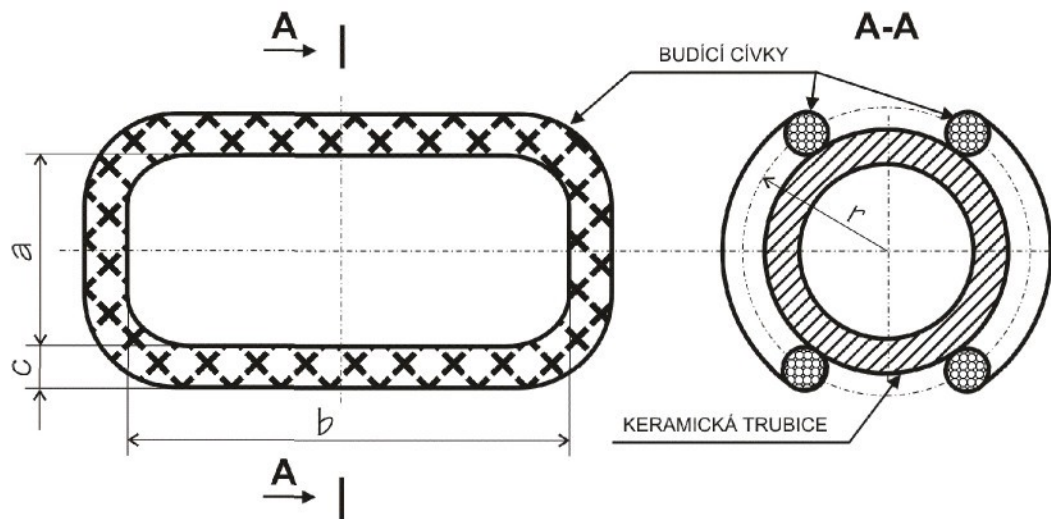
$$R = \rho \frac{l}{S}$$

kruhové cívky $r \gg a$

obdélníkové cívky

$$L_c = N^2 \mu_0 r \left[\ln \left(\frac{8r}{a} \right) - 2 \right] \quad L_c = N^2 2b \frac{\mu_0}{\pi} \left[\ln \left(\frac{2b}{a} \right) - 1 \right]$$

Praktické provedení

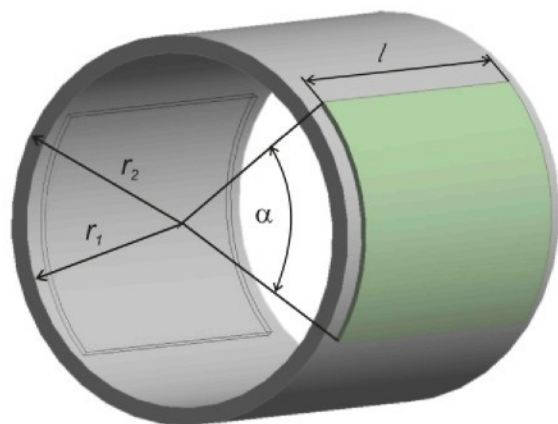


Porovnání pro pro 1. FM

počet závitů – 300
rozměry 40 × 60 mm

teorie – 3 až 7 mH / 15 Ω
praxe – 5,5 mH / 21 Ω

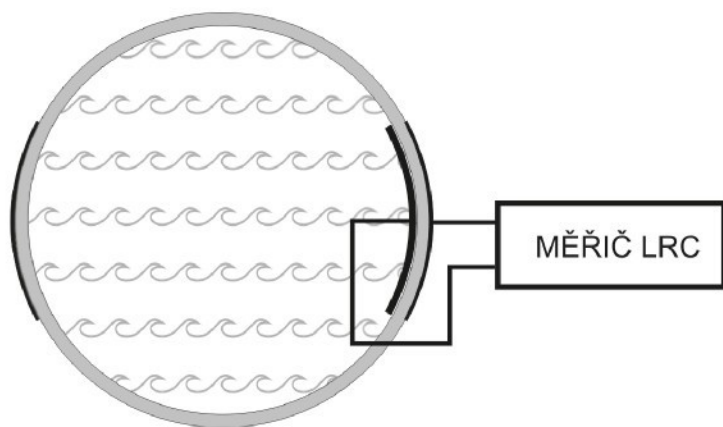
Kapacita elektrod C_v



sintrovaný korund Al_2O_3 96-99,7 % - $\varepsilon_r = 9$

$$C_v = 2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r \frac{l}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \cdot \frac{\alpha}{360}$$

praktická měření

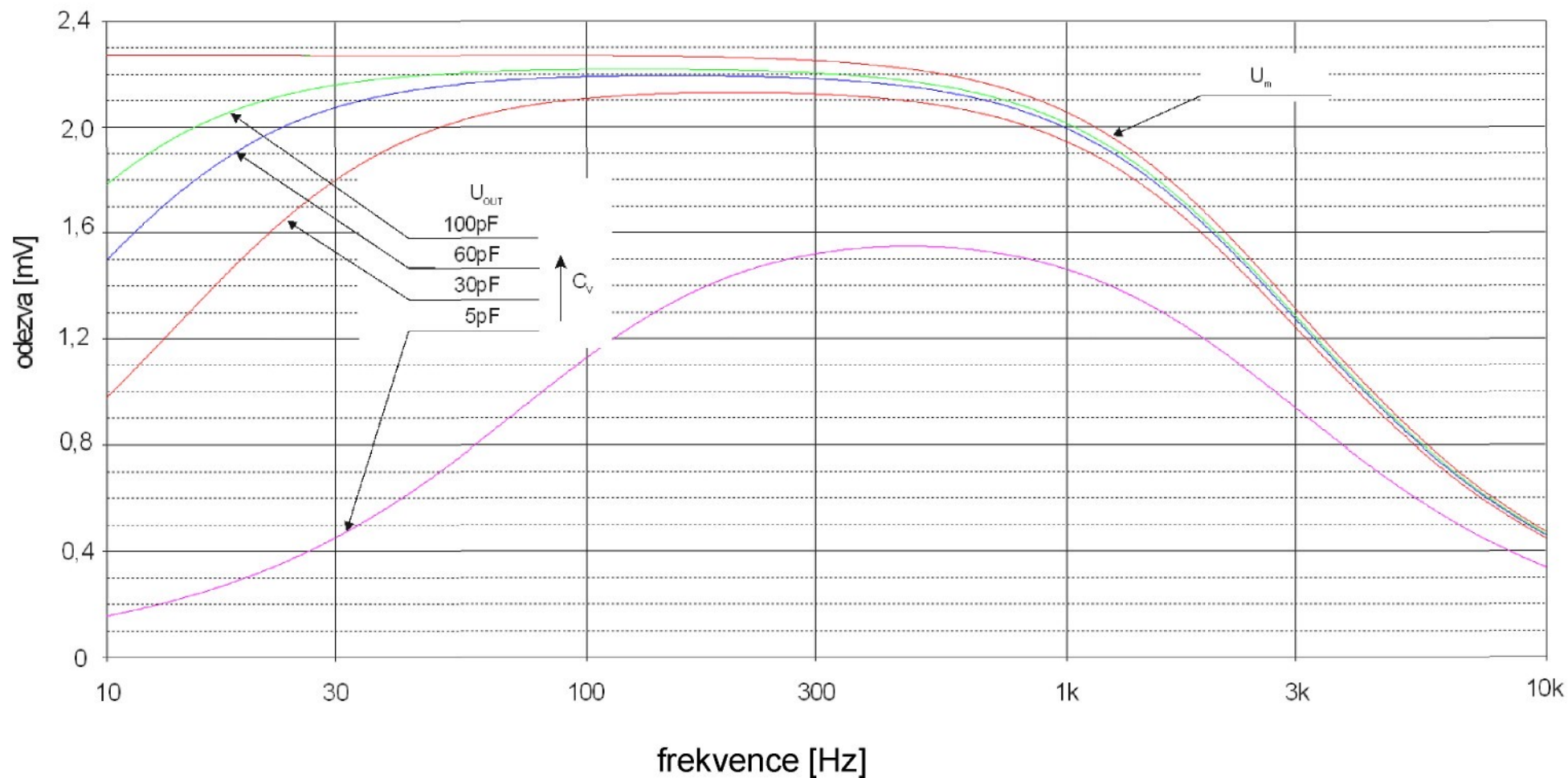


Výsledky o 10-12 % vyšší než teoretické hodnoty

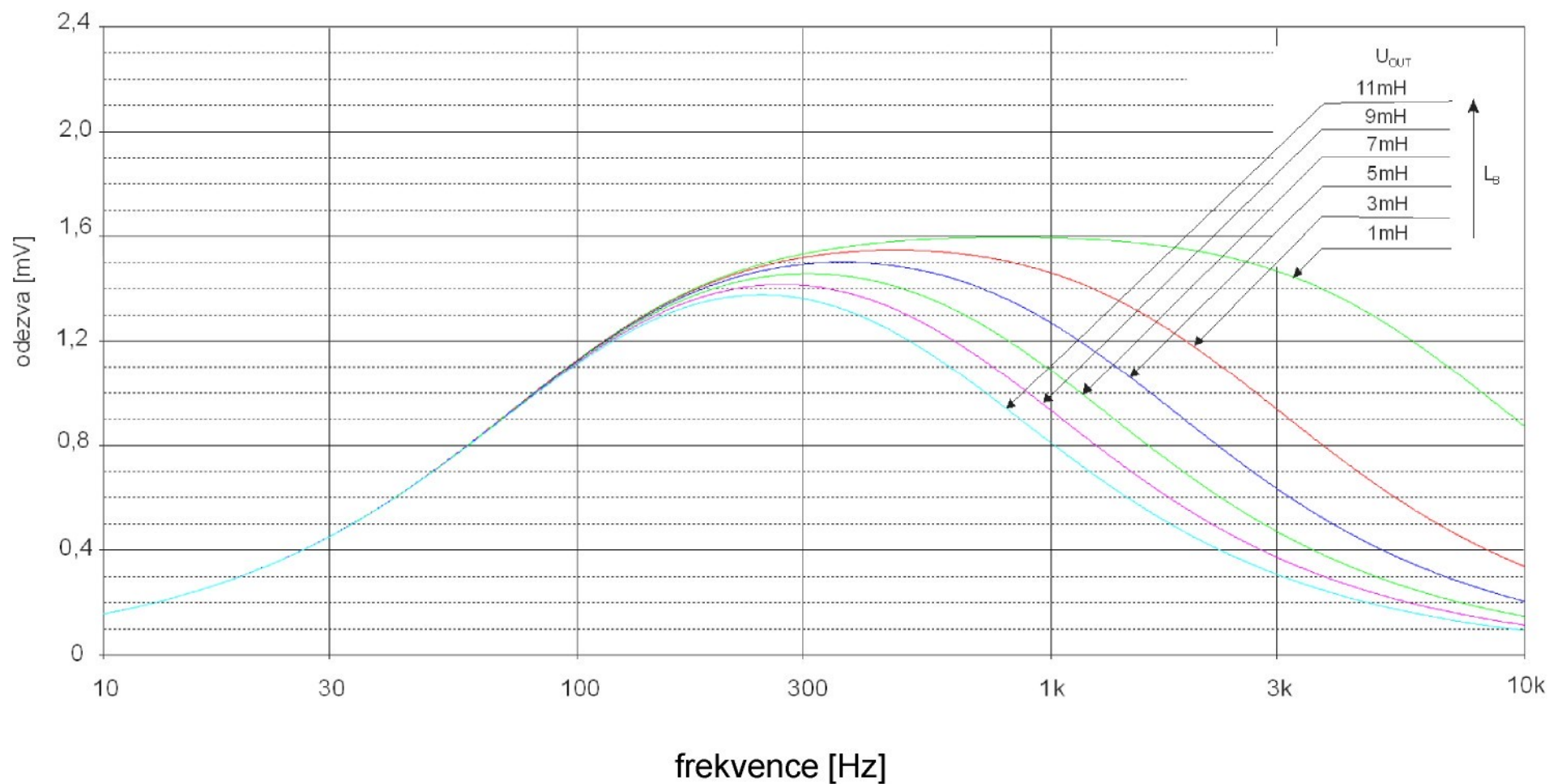
- rozptylová pole
- sériová kap. el-voda-keramika

DN [mm]	l [m]	r_1 [m]	r_2 [m]	α [°]	C_v [pf]
10	0,07	0,005	0,009	70	11,6
20	0,07	0,01	0,014	70	20,1
32	0,07	0,016	0,02	70	30,4
40	0,07	0,02	0,024	70	37,4
50	0,07	0,025	0,029	70	45,4
65	0,07	0,0325	0,0365	70	58,6
80	0,07	0,04	0,044	70	71,4
100	0,07	0,05	0,054	70	88,4
125	0,07	0,0625	0,0665	70	109,7
150	0,07	0,075	0,079	70	131,1

Vliv velikosti vazební kapacity na přenos ($L_b = 3\text{mH}$)

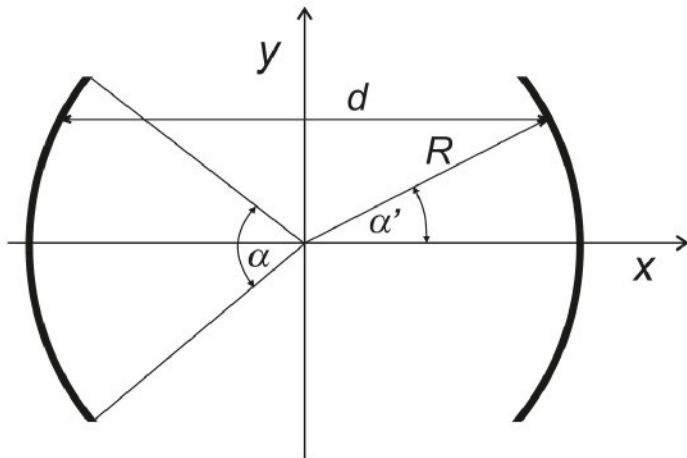


Vliv velikosti indukčnosti budicích cívek na přenos při $C_v = 5\text{pF}$



Optimální frekvence 300 – 500 Hz – zvolena $f = 470\text{ Hz}$

Vnitřní odpor R_i a kapacita C_i



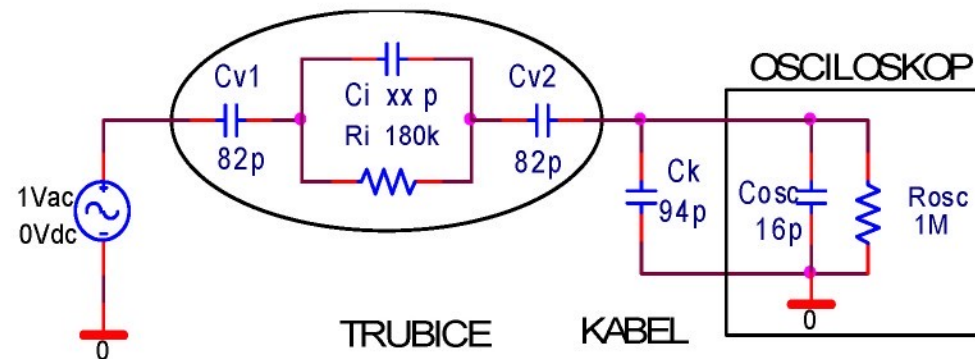
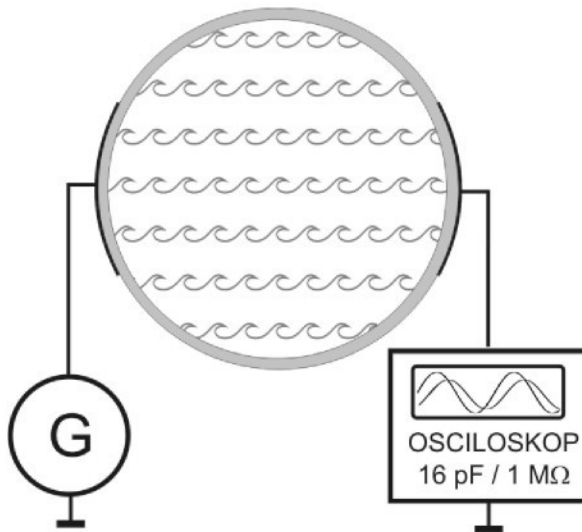
reálné měření

teoretický výpočet

$$dG_i = \gamma \frac{dS}{d} \Rightarrow R_i = \rho \frac{2}{l\alpha} \quad R_i = 170 \text{ k}\Omega$$

$$dC_i = \varepsilon \frac{dS}{d} \Rightarrow C_i = \varepsilon \frac{l}{2} \alpha \quad C_i \approx 30 \text{ pF}$$

hardwarová simulace



Při ponořených elektrodách – aproximace pomocí obvodového prvku CPE
(Constant Phase Element)

Vnitřní kapacita

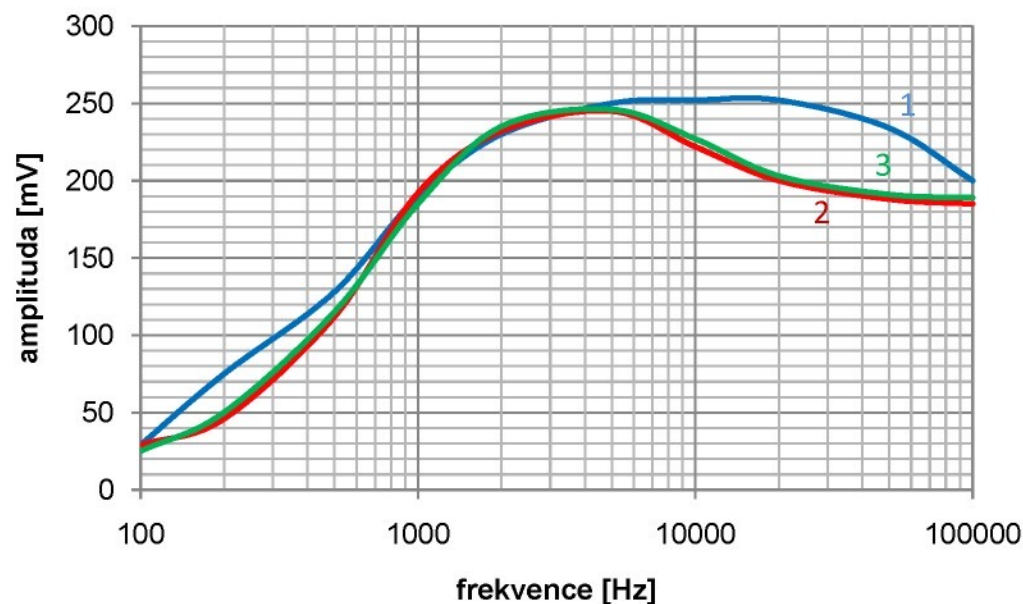
Přenosové charakteristiky

amplitudová charakteristika

1 – reálné provedení

2 – hw provedení

3 – sw simulace

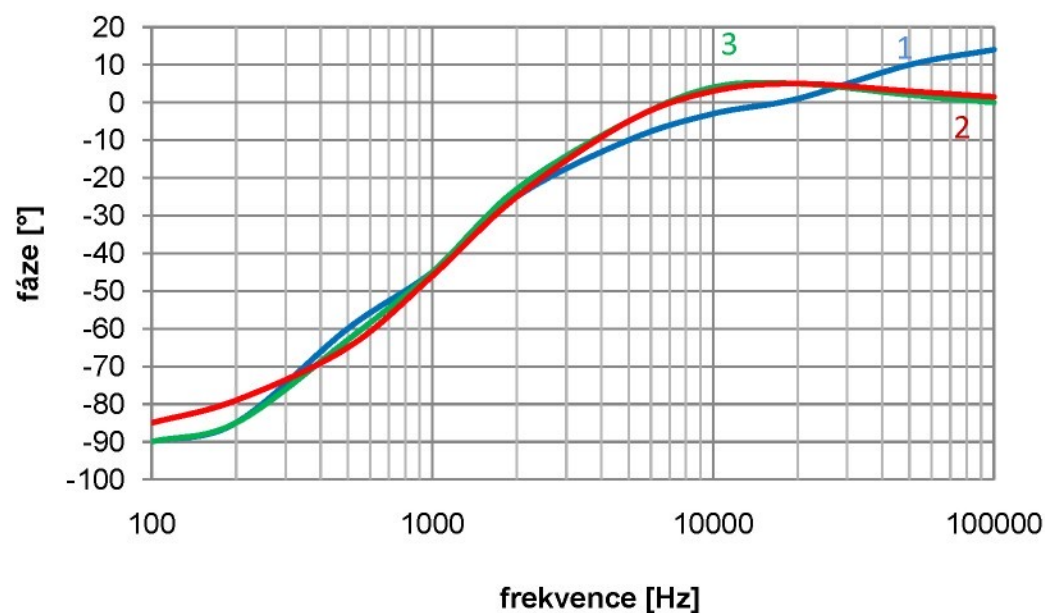


fázová charakteristika

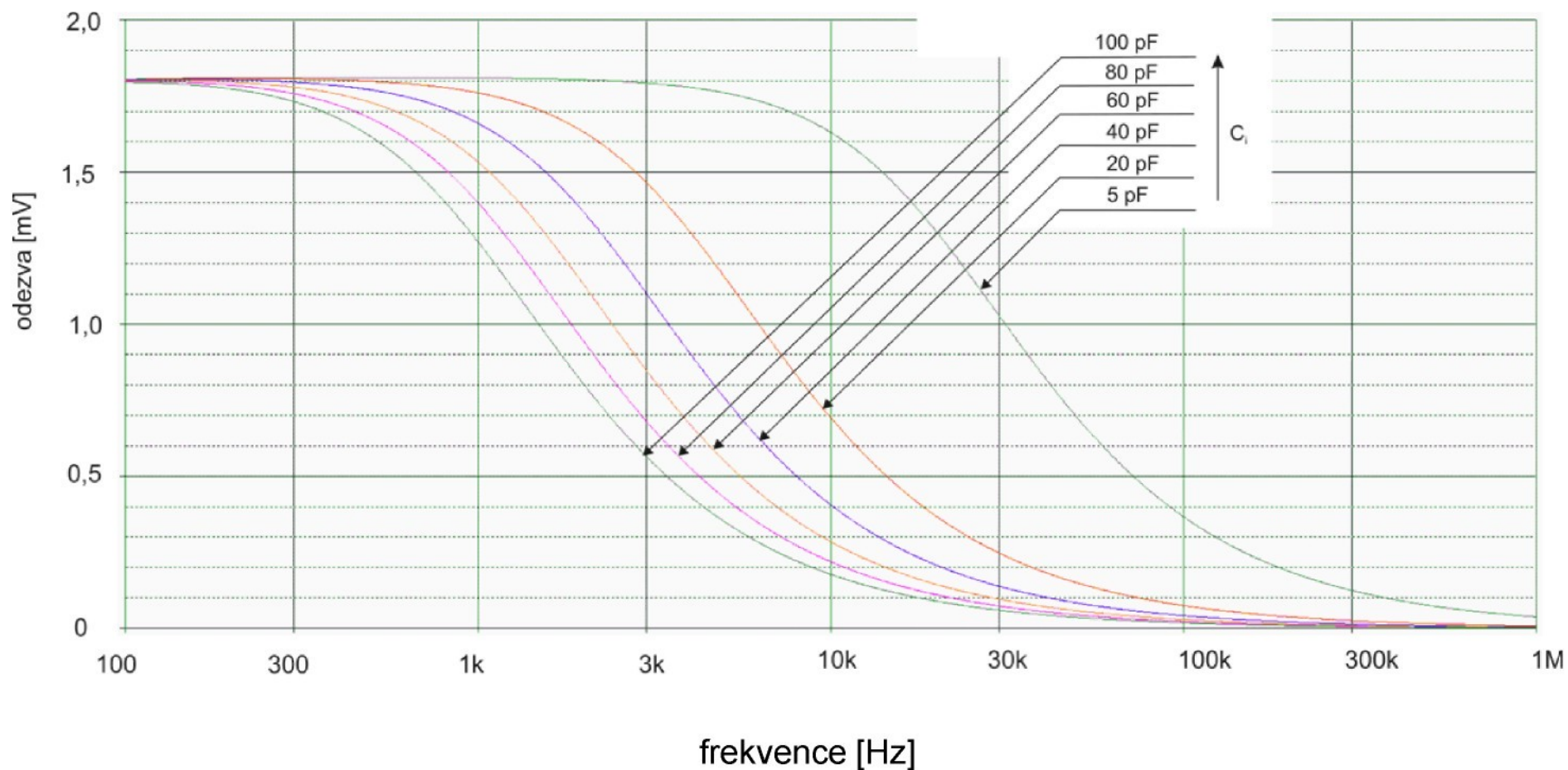
$$C_v = 82 \text{ pF}$$

$$R_i = 180 \text{ k}\Omega$$

$$C_i = 56 - 68 \text{ pF}$$



Vliv vnitřní kapacity na přenos (destilovaná voda o vodivosti $15 \mu\text{Sm}^{-1}$)



Požadavky na praktické provedení

Budicí obvod

- indukčnost cívek
- tvar cívek pro vytvoření homogenního pole

Provedení čidla

- materiál trubice
- rozměry trubice - teplotní a mechanická odolnost
- maximalizace kapacity plošné elektrody
 - co nejvyšší stěna trubice $\times$ pevnost trubice
 - maximalizovat plochu

Zpracování signálu z kapacitních elektrod

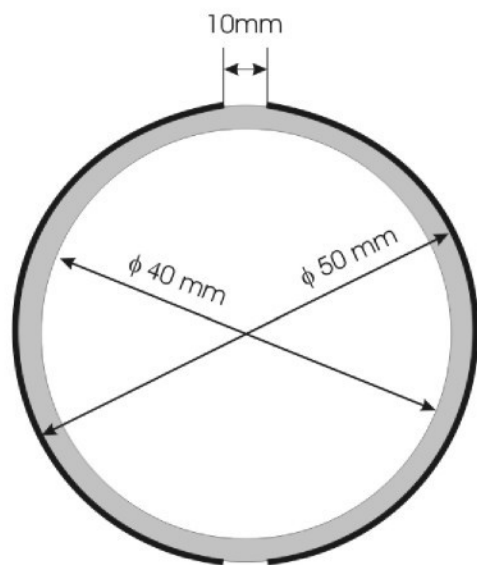
- aktivní stínění
- vysoký vstupní odpor
- eliminace parazitních složek
- koherentní detekce

Praktické provedení

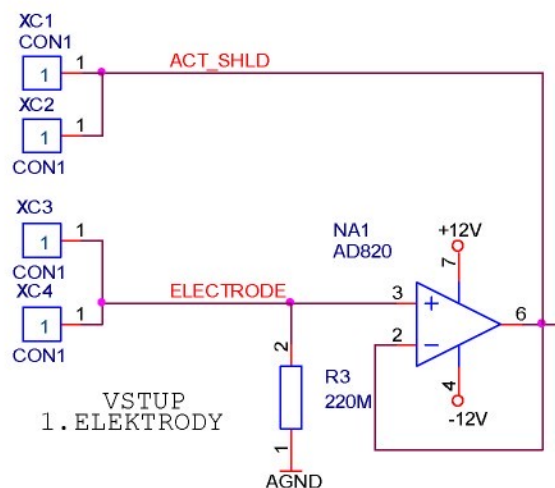
1. funkční model

- rozměr – DN40
- materiál trubice: korundová keramika Al_2O_3
- materiál elektrody: Ag
- plocha elektrody: cca 40 cm^2

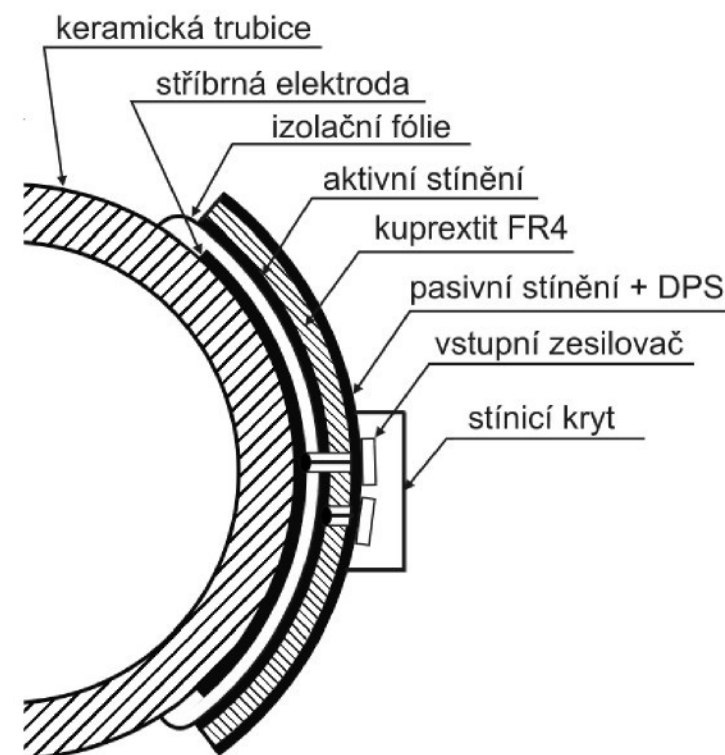
umístění elektrod



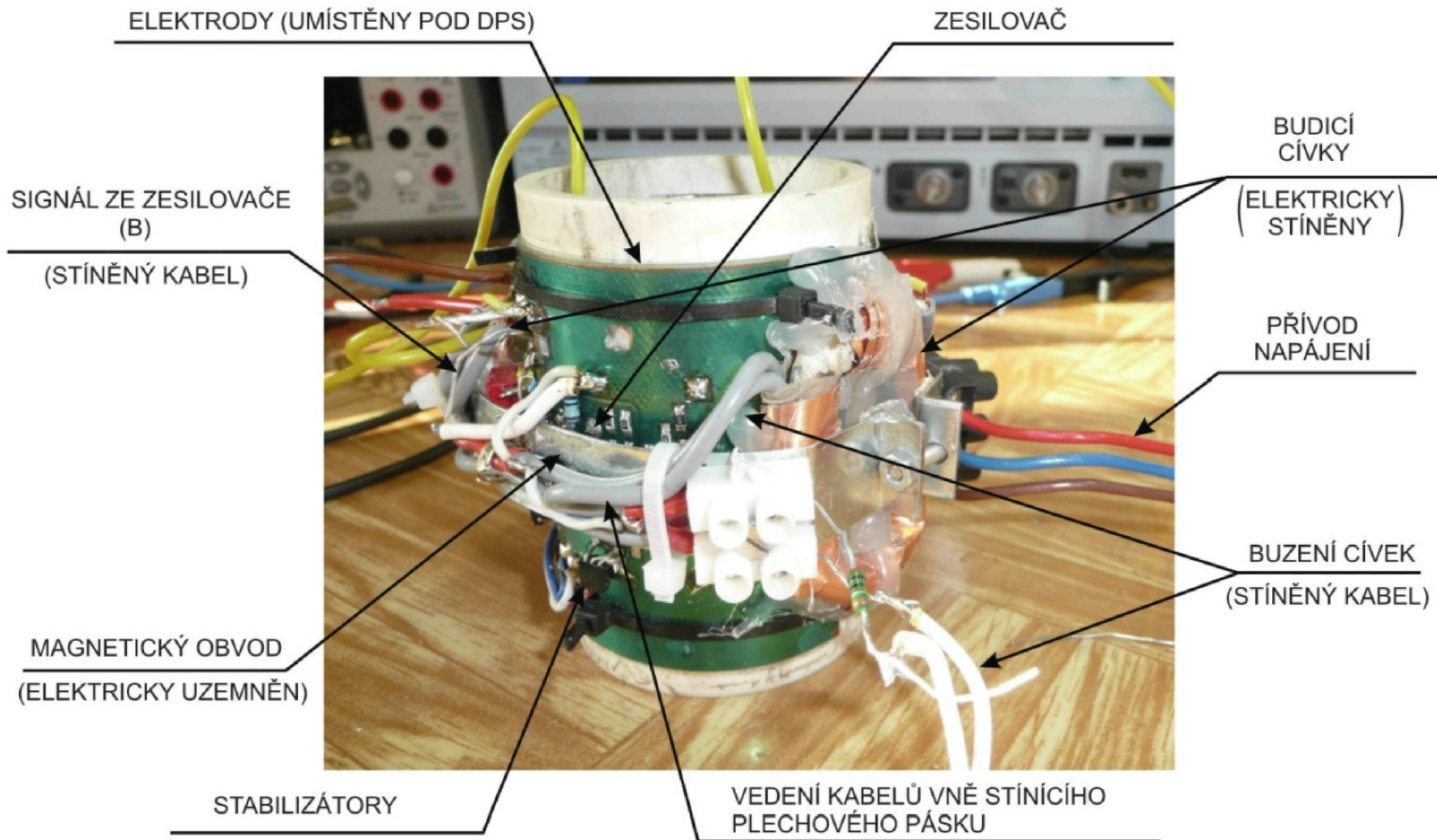
vstupní obvod



provedení čidla



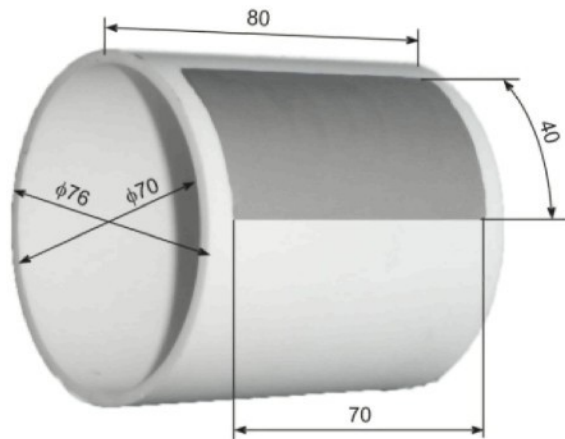
1. funkční model - provedení



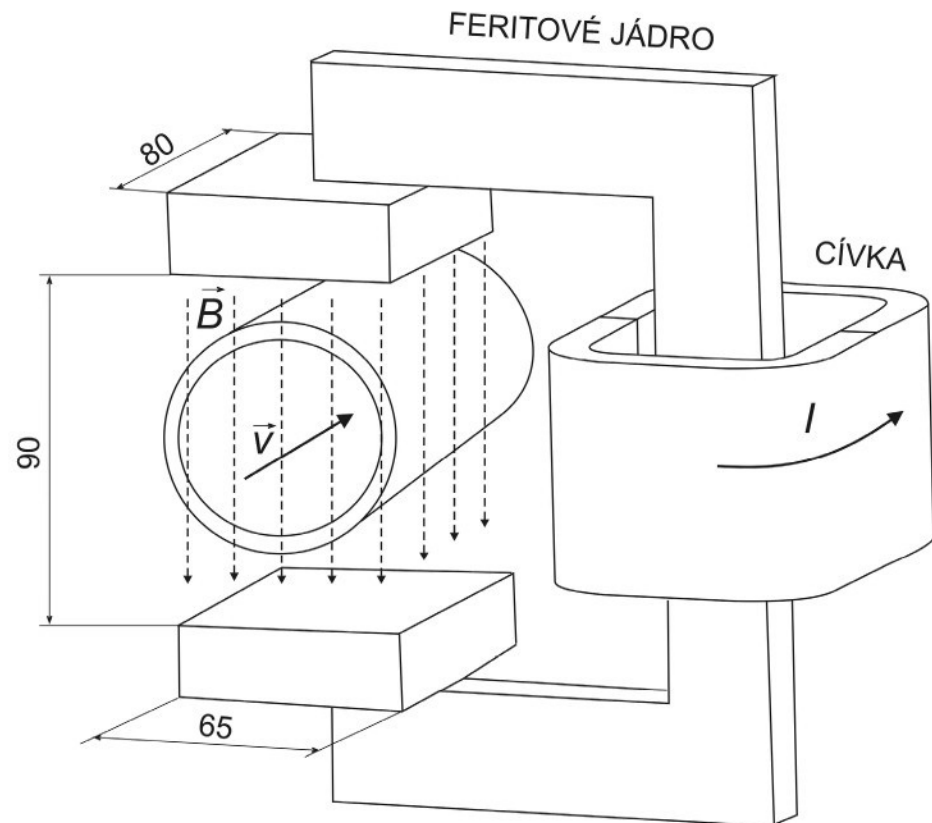
2. funkční model

- rozměr – DN70, tloušťka stěny 3 mm
- materiál trubice: korundová keramika Al_2O_3
- materiál elektrody: Mo ($20\text{ }\mu\text{m}$) / Ni ($10\text{ }\mu\text{m}$)
- plocha elektrody: 28 cm^2
- feritový obvod

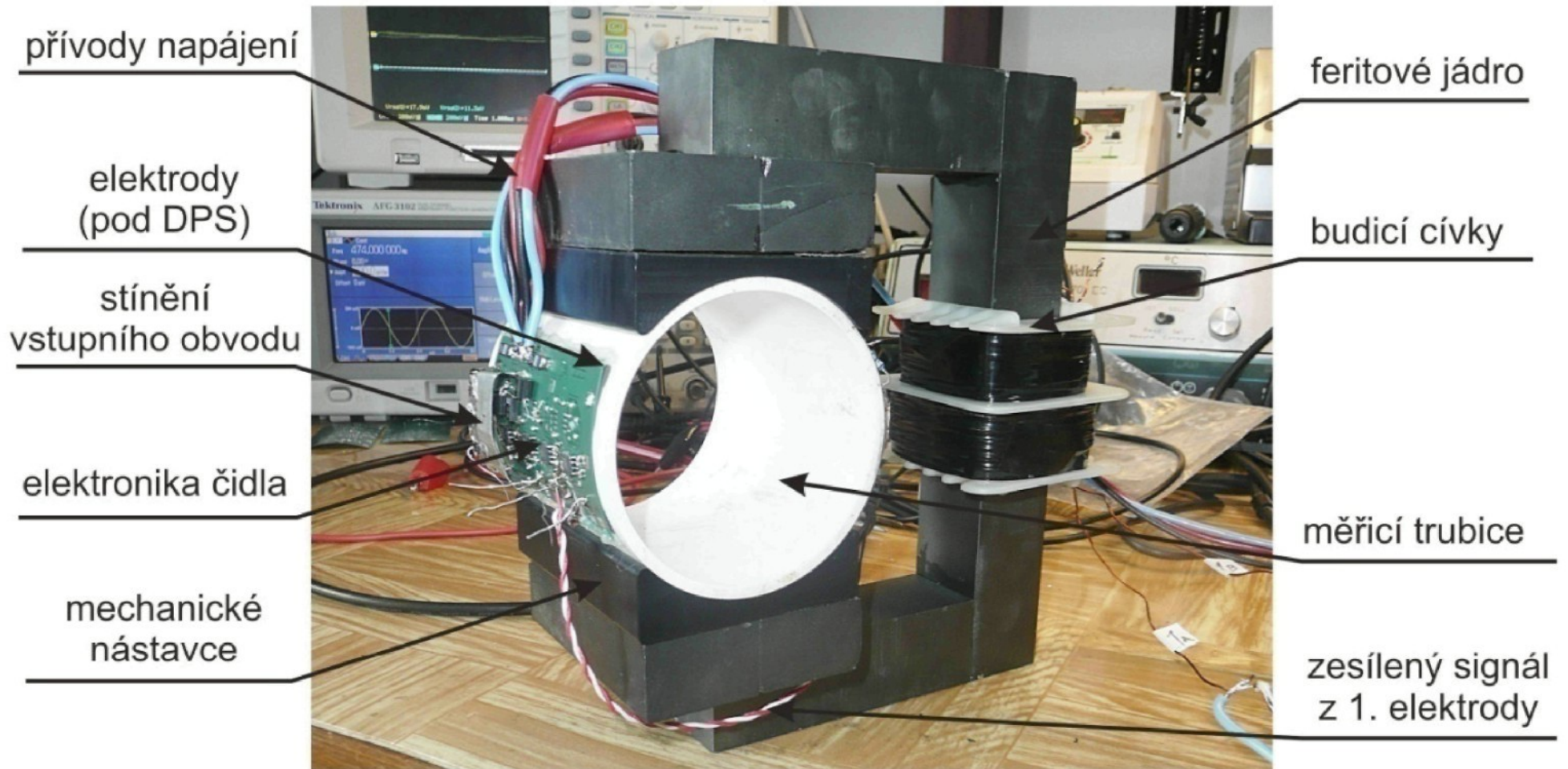
velikost elektrod



provedení čidla

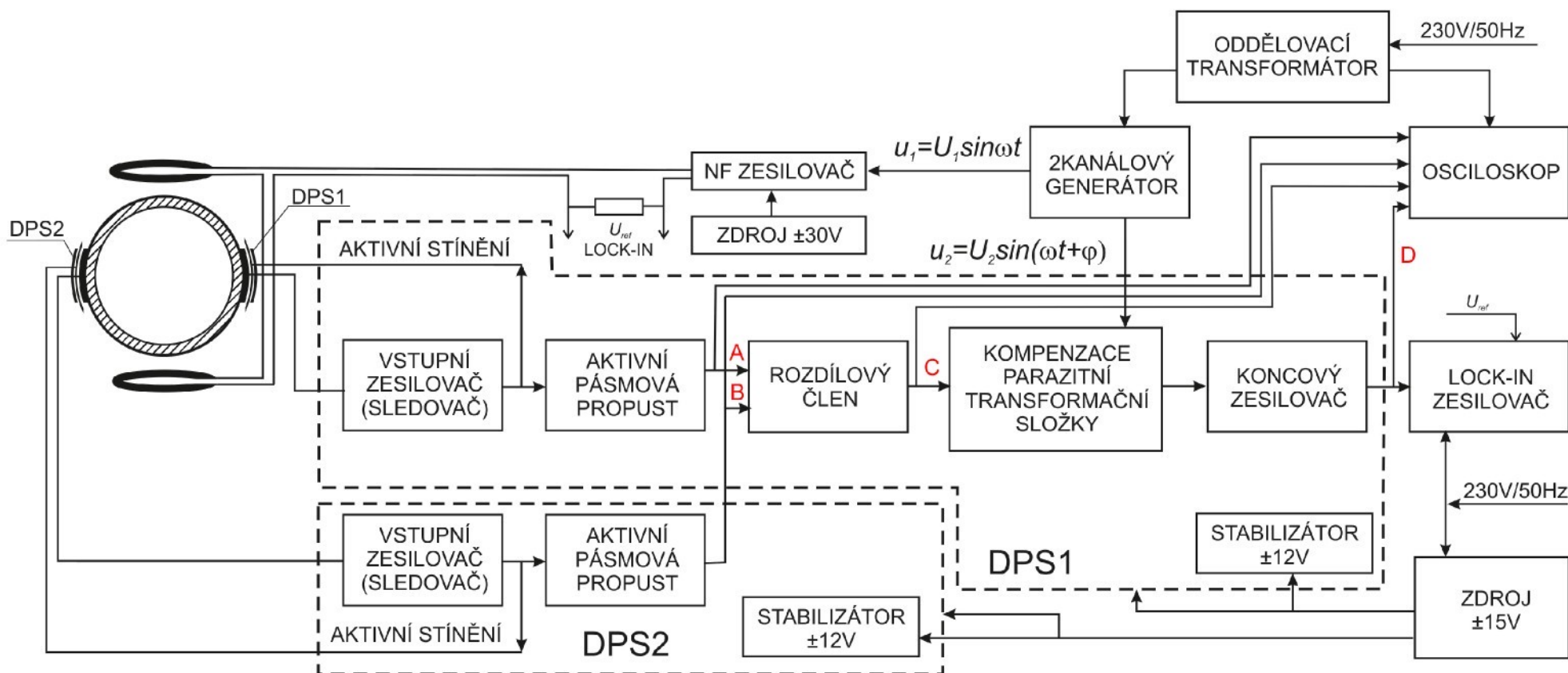


2. funkční model - provedení

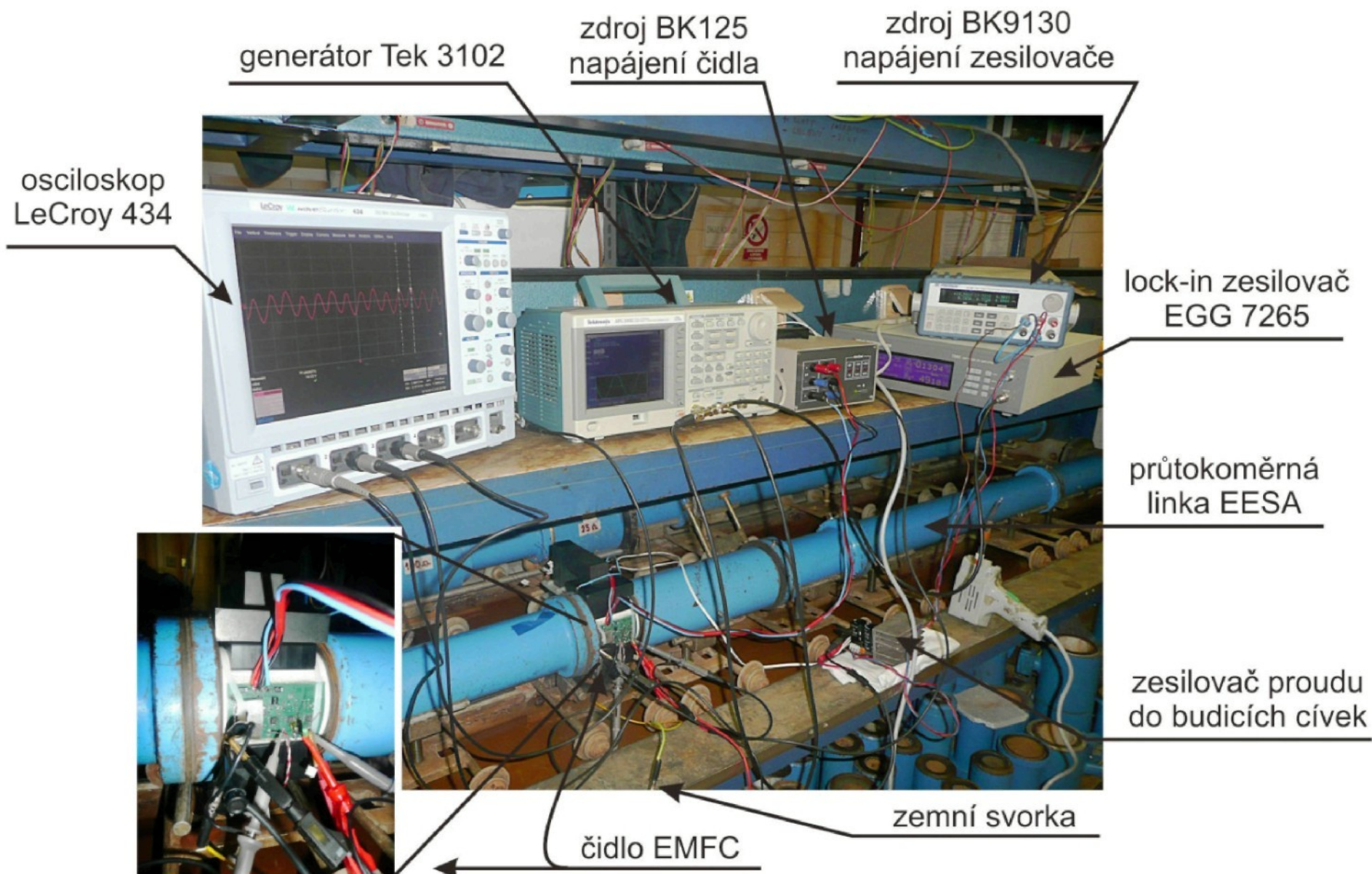


2. funkční model - zesilovač

Blokové schéma zesilovače včetně měřicí aparatury



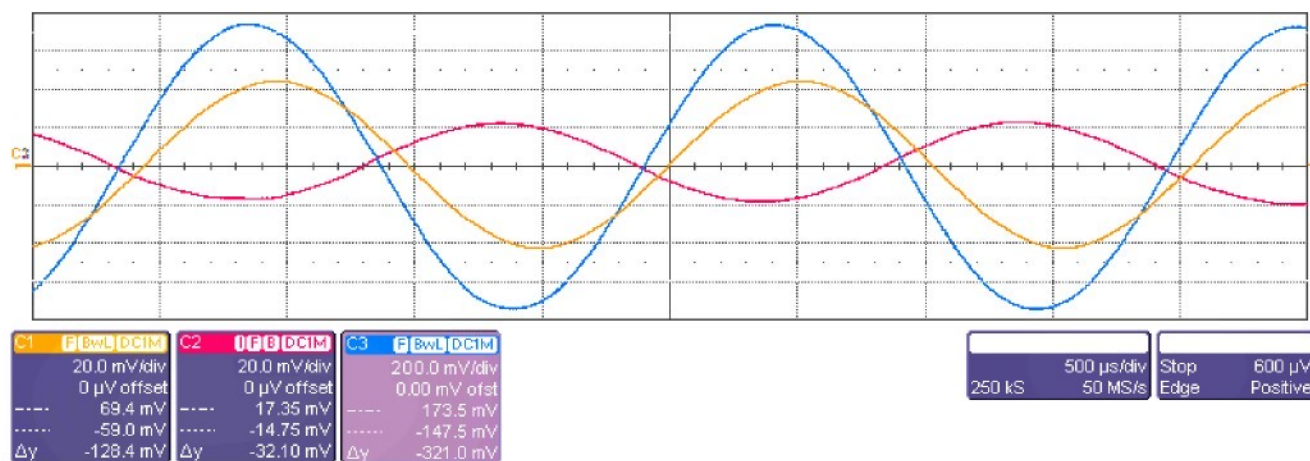
2. funkční model – měření na lince



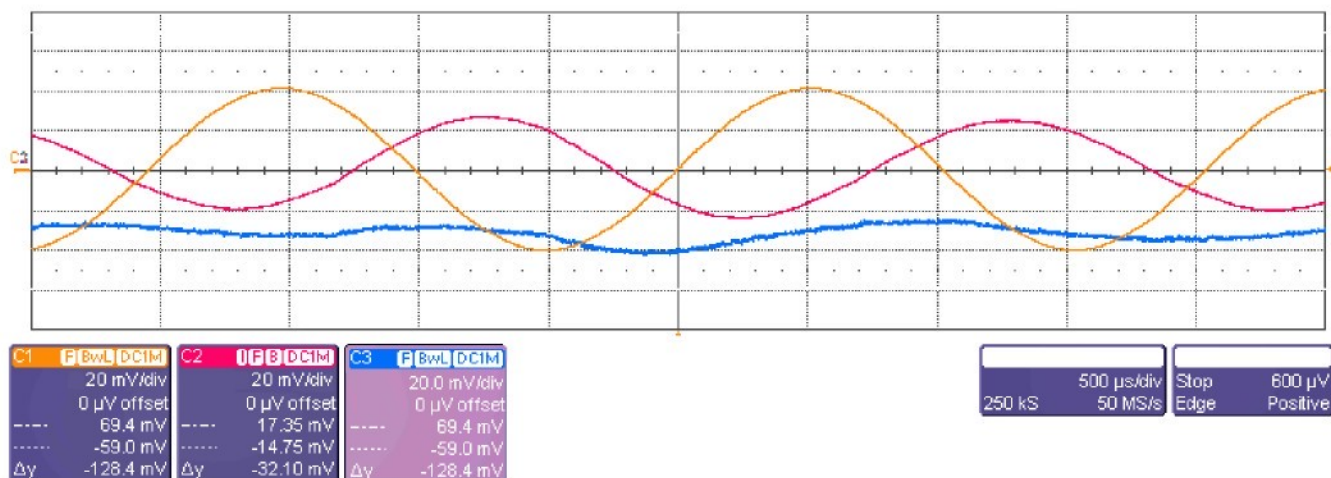
2. funkční model – výsledky měření

Kompenzace parazitního signálu

před kompenzací



po kompenzaci

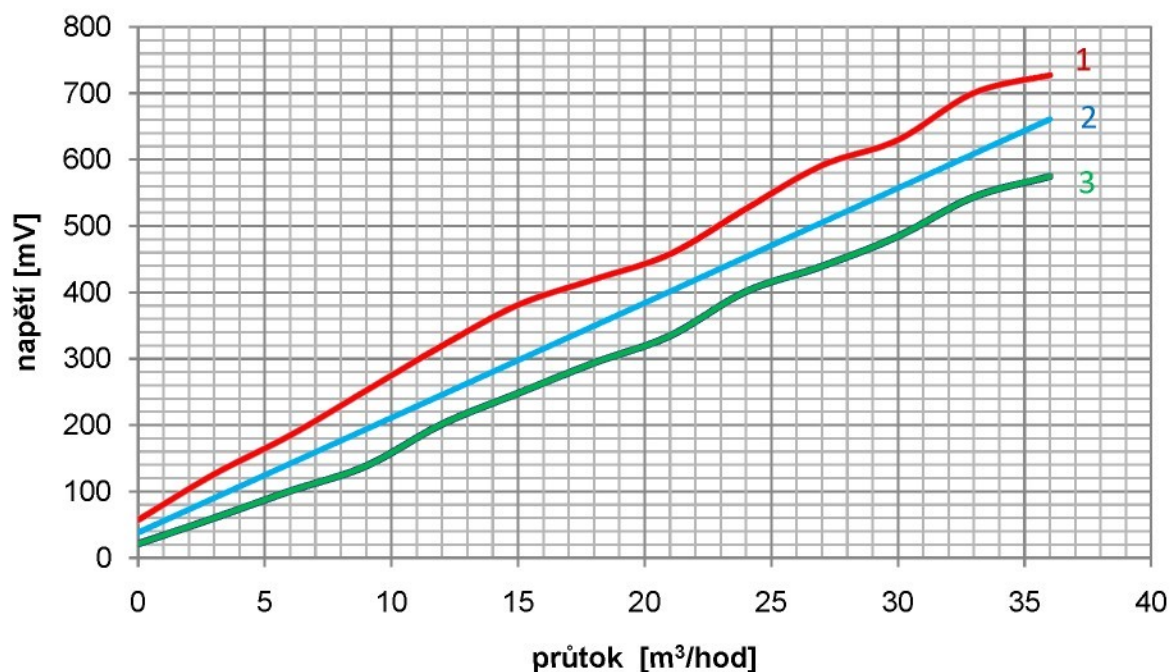


— signály za vstupním sledovačem

— koncový zesílený signál

2. funkční model – výsledky měření

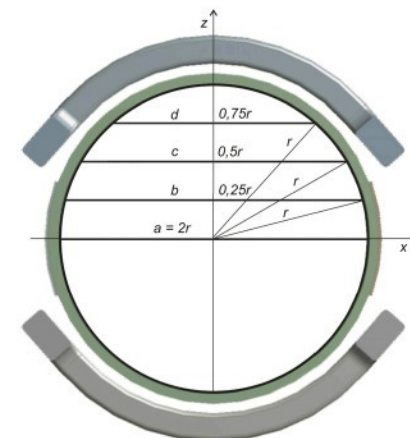
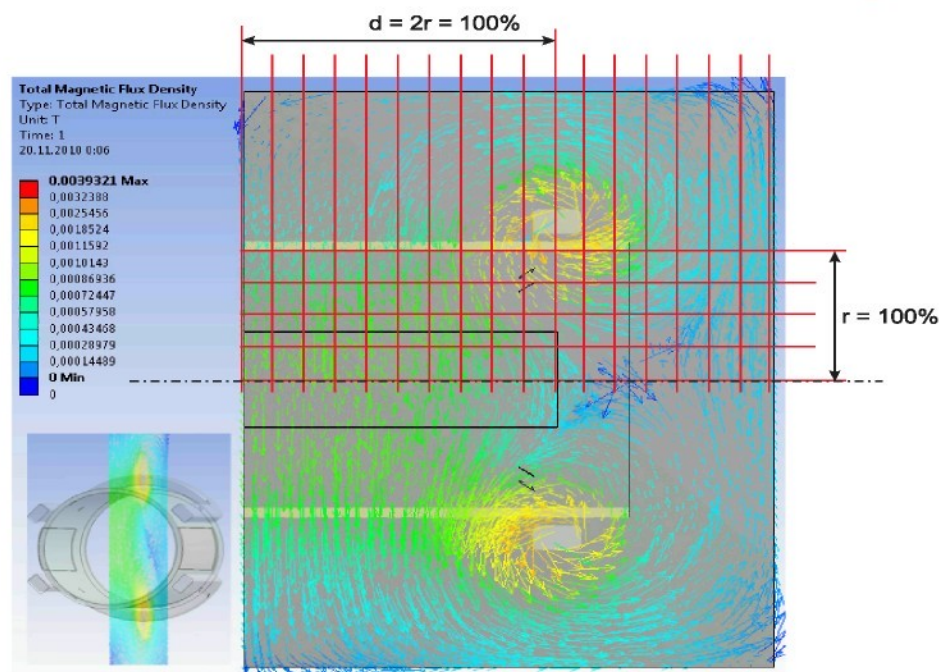
Závislost výstupního napětí na měřeném průtoku



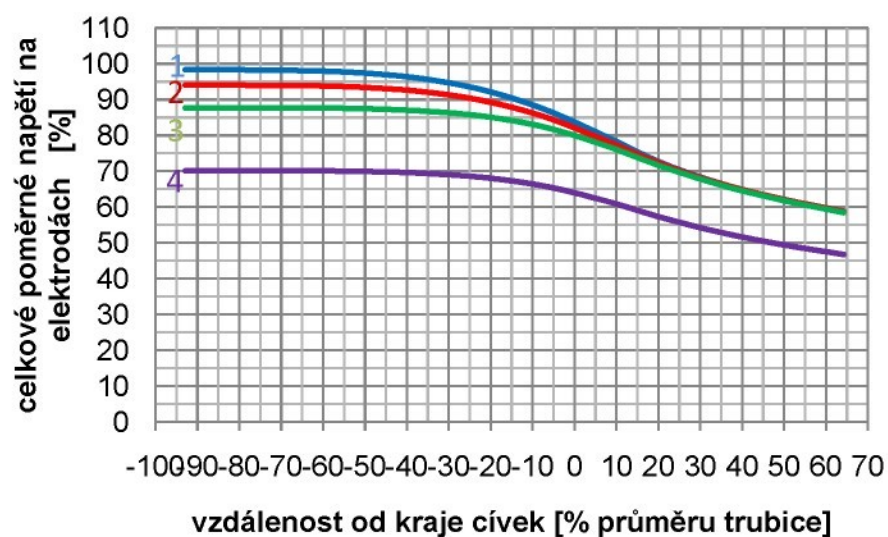
- lineární závislost
- dosažená opakovatelnost měření 15 – 20 %
- nutnost průběžné kompenzace parazitních složek
- důraz na symetrické zpracování z obou elektrod

Optimalizace provedení čidla

Rozměry elektrod



$$U_x = k \int_{l_x} B_z dl ,$$

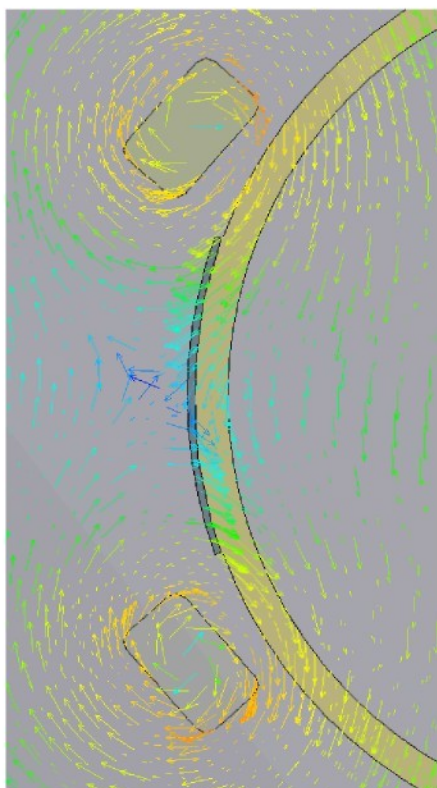


- test na čidle DN70, podélný rozměr 130 mm
- optimální rozměry:
 - podélný rozměr stejný jako rozměr budicích cívek
 - svislý rozměr – 50 – 75 % z průmětu

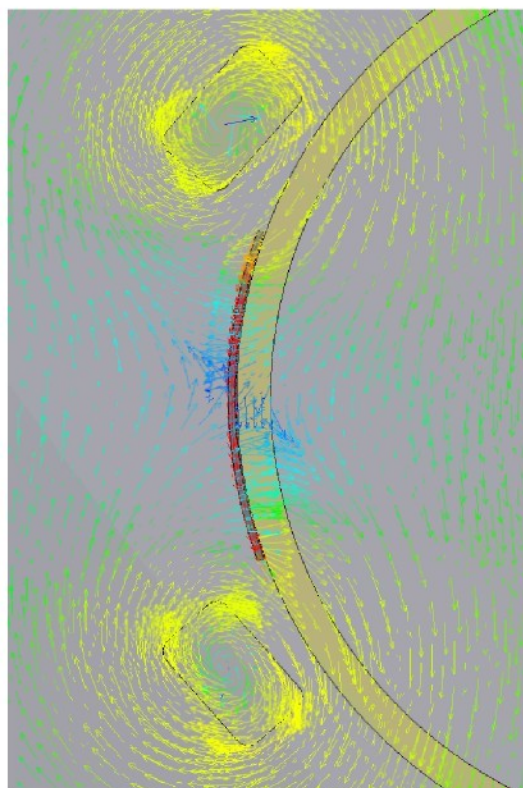
Optimalizace provedení čidla

Materiál elektrod

stříbro

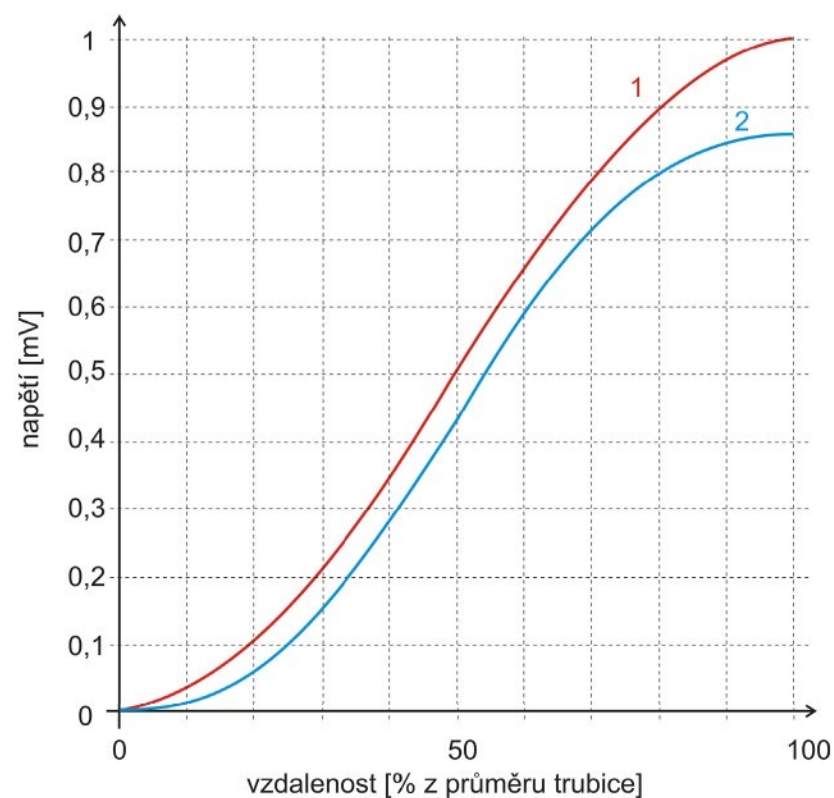


molybden - nikl



napětí na elektrodách

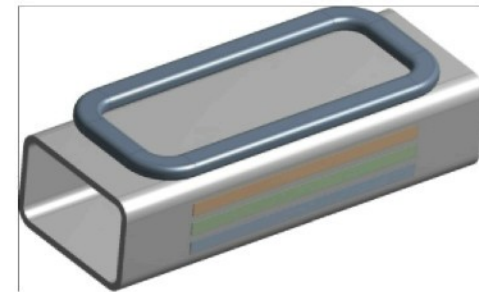
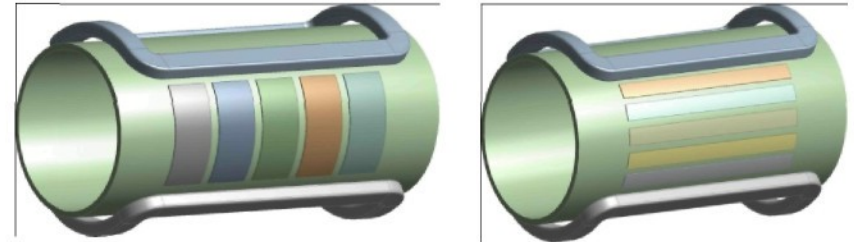
— Ag
— Mo - Ni



Perspektiva dalšího výzkumu

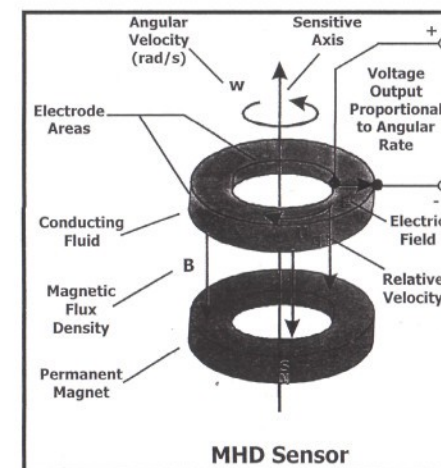
Čidlo EMFC

- optimalizace tvaru cívek
- model FEM – elektrostatická analýza
- dělené elektrody
- obdélníkový tvar trubice
- výzkum chování kapaliny v magnetickém poli – prvek CPE



Další aplikace

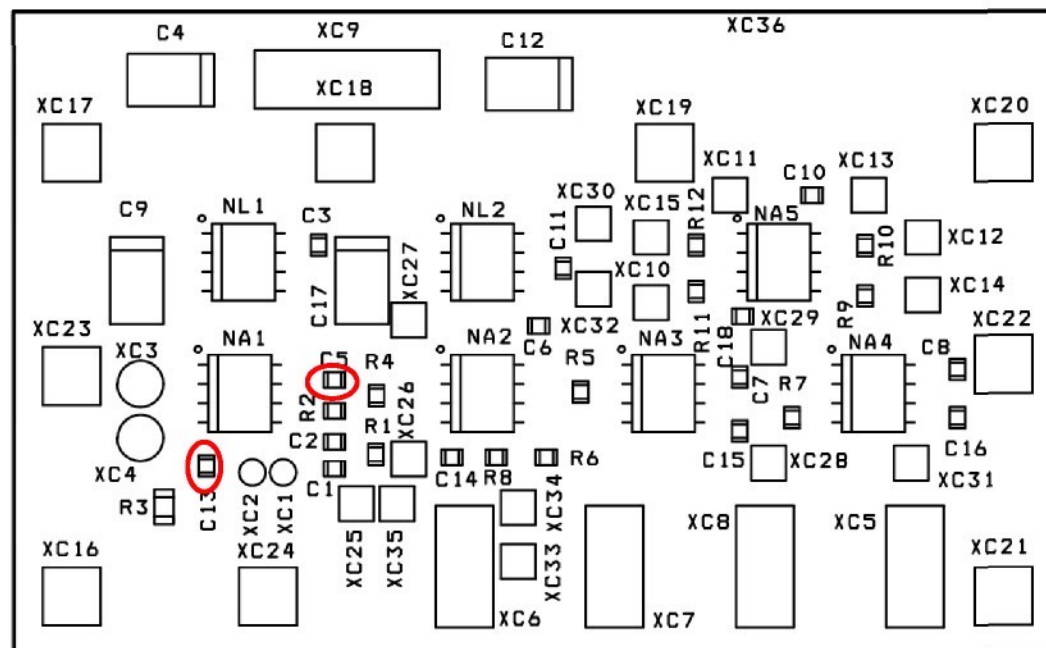
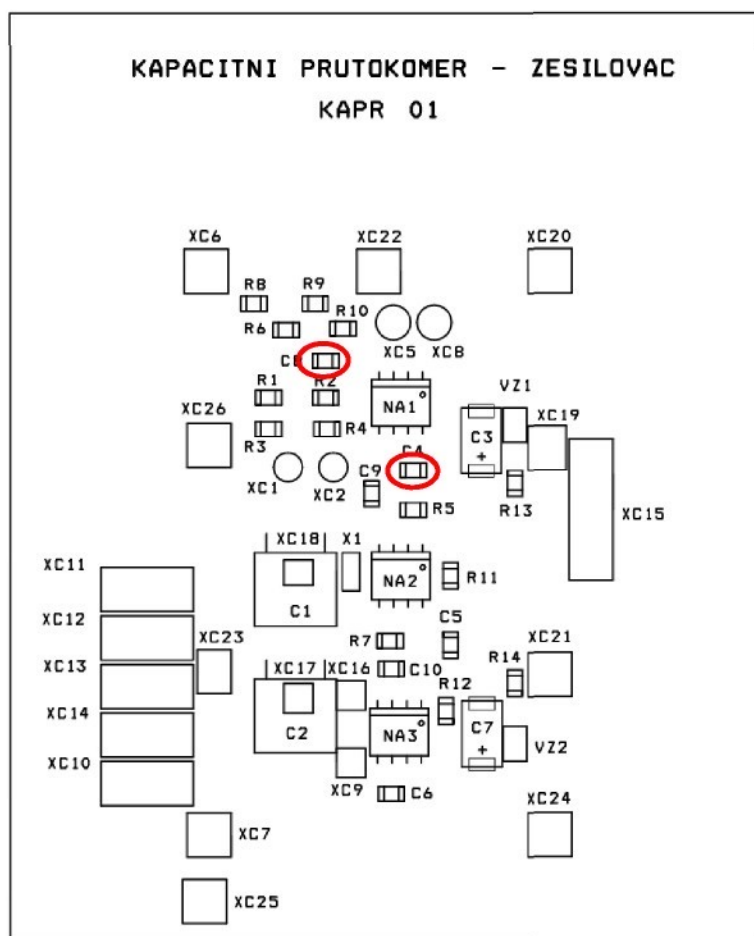
- měřič rychlosti otáčení



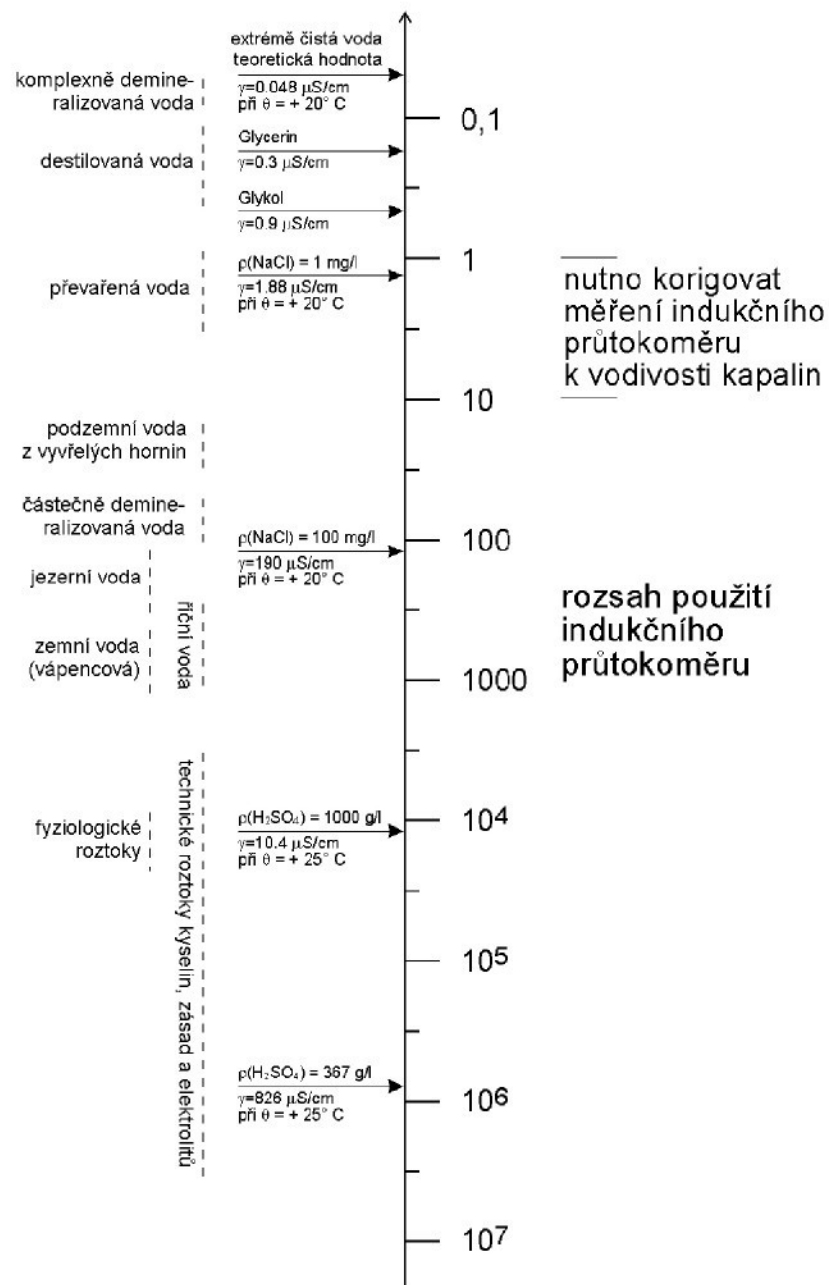
Děkuji za pozornost

Odpovědi na dotazy

1. FM1 – napájení $\pm 5\text{ V}$ – operační zesilovač AD8641
FM2 – napájení $\pm 12\text{ V}$ – operační zesilovač AD820
2. blokovací kondenzátory



Kapaliny, které je možné měřit EMFC



Vířivé proudy

- vířivé proudy v kapalině – nepatrný vliv při slabém budicím poli (max. 10 mT), amplituda závisí na frekvenci buzení
- vířivé proudy v kovových částech krytu – projevují se na čidlech o DN > 1 m

$$b(t) = B_0 \sin(\omega t) \quad u_i = -\frac{d\Phi}{dt} = -SB_0\omega \cos(\omega t) = U_{i0}\omega \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

Minimální průměr trubice

- dáno kapacitou plošných elektrod – pro standardní délku čidla (max. 100 mm) $\Rightarrow$ DN10

Vlastní publikace

- omezeno financováním firmou EESA
- do roku 2010: dvě publikace
- v roce 2011:
 1. NOVÁK M., SLAVÍK L., KOŠEK M., TRUHLÁŘ M. "Measuring of Low Magnetic Field in Electromagnetic Flow Meter," Proc. 8th Int. Conf. on Measurement, Smolenice, Slovakia, April 27-30, 2011 pp. 245-248
 2. Košek M., Novák M., Truhlář M., Slavík L. „Computer Modelling and Measurement of Extended Technical Magnetic Field“, 10th IEEE ECMS-2011 (Electronic Control, Measurement and Signals), 1-3 June 2011, Liberec

Srovnání s podobným výzkumem

- nejsou známy publikované výzkumné zprávy
- firmy Krohne a Yokogawa – firemní tajemství

Uplatnění v praxi

- v případě dotažení vývoje - výroba průtokoměru ve firmě EESA
- uplatnění principu v dalších oblastech – měření rychlosti otáčení

Originální výsledek

- rozbor magnetického pole
- optimalizace rozměrů elektrod
- posouzení vlivu vnitřní kapacity