SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE Fakulta elektrotechniky a informatiky

Ing. Lukáš MARŠÁLKA

Autoreferát dizertačnej práce

BEZKONTAKTNÉ MERANIE MALÝCH VZDIALENOSTÍ

Na získanie titulu doktor (philosophiae doctor, PhD.)

v doktorandskom študijnom programe: 5.2.54 meracia technika

Bratislava, september 2013

Dizertačná práca bola vypracovaná v dennej forme doktorandského štúdia na Ústave Elektrotechniky, Fakulty elektrotechniky a informatiky, Slovenskej technickej univerzity v Bratislave.

Predkladateľ:	Ing. Lukáš Maršálka Ústav elektrotechniky Fakulta elektrotechniky a informatiky, STU Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava	
Školiteľ:	doc. Ing. René Harťanský, PhD. Ústav elektrotechniky Fakulta elektrotechniky a informatiky, STU Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava	
Oponenti:	prof. Ing. Stanislav Slosarčík, CSc. Katedra technológie v elektronike Technická univerzita v Košiciach Park Komenského 2, 040 01 Košice	
	doc. Ing. Vladimír Slobodník, CSc. Orange Slovensko, a.s. Metodova 6, 821 09Bratislava	

Autoreferát bol rozoslaný dňa:

Obhajoba dizertačnej práce sa konáh.

na Fakulte elektrotechniky a informatiky, Slovenskej technickej univerzity, adresa: Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava

prof. RNDr. Gabriel Juhás, PhD.

Obsah

Obsah3			
Zoznam použitých symbolov4			
Úvod5			
1 Ciele práce			
2 Tvorba analytického modelu popisujúceho vodičovú štruktúru v dynamickom elektromagnetickom poli6			
2.1 Impedancia vodičových štruktúr v dynamických poliach7			
2.2 Vplyv vzájomnej impedancie u dvojice tenkých dipólov9			
3 Numerické a praktické overenie analytického modelu10			
3.1 Verifikácia analytických výsledkov prostredníctvom numerickej simulácie 11			
3.2 Verifikácia získaných výsledkov prostredníctvom merania na laboratórnom modeli			
4 Aplikácia bezkontaktnej meracej metódy využívajúcej zmenu vlastností EM poľa pre meranie vzdialenosti14			
5 Aplikácie bezkontaktnej meracej metódy pre meranie síl a tlakov16			
5.1 Numerické modelovanie navrhovanej štruktúry pre meranie síl16			
5.2 Meranie na laboratórnom modeli navrhovanej štruktúry pre meranie síl			
6 Zhodnotenie a hlavný prínos dizertačnej práce20			
6.1 Zhodnotenie dizertačnej práce20			
6.2 Hlavný prínos dizertačnej práce a možná využiteľnosť v praxi 22			
Použitá literatúra			
Publikácie autora			
Summary			

Zoznam použitých symbolov

а	polomer dipólu [m]
$\dot{\vec{\Lambda}}$	komplexná amplitúda vektora magnetického vektorového
А	potenciálu [V]
$\vec{a}_x, \vec{a}_v, \vec{a}_z$	jednotkové vektory v smere osi x, y, z
$\dot{\vec{F}}$	komplexná amplitúda vektora intenzity elektrického poľa
Б	[V.m ⁻¹]
f	frekvencia [Hz]
f_{MAX}	frekvenčná hodnota polohy lokálneho maxima vyšetrovaného
	priebehu [Hz]
f_{min}	frekvenčná hodnota polohy lokálneho minima vyšetrovaného
	priebehu [Hz]
$\dot{\vec{H}}$	komplexná amplitúda vektora intenzity magnetického poľa
	[A.m ⁻¹]
I	efektívna hodnota prúdu [A]
İ	komplexná maximálna hodnota prúdu – fázor prúdu [A]
$\dot{\vec{I}}_k$	fázor vektor prúdu v kmitni prúdu [A]
$\frac{\dot{\vec{I}}}{\vec{I}_z}$	fázor vektor dipólového prúdového rozloženia [A]
į	predstavuje komplexnú jednotku [-]
k	vlnové číslo vo vákuu [rad.m ⁻¹]
l	fyzikálna dĺžka dipólu [m]
S_{11}	koeficient odrazu na vstupe [-]
Ü	komplexná maximálna hodnota napätia – fázor napätia [V]
Z	impedančná matica štvorpólu [Ω]
Ż	komplexná maximálna hodnota impedancie [Ω]
Ż ₁₁	komplexná maximálna hodnota vstupnej impedancie pri
	výstupe naprázdno [Ω]
Ż ₁₂	komplexná maximálna hodnota spätnej prenosovej impedancia
	pri vstupe naprázdno [Ω]
Z_{21}	komplexná maximálna hodnota prenosovej impedancie pri
÷	výstupe naprázdno [Ω]
Z_{22}	komplexna maximalna hodnota vystupnej impedancie pri
Ż	vstupe naprazono [22]
L_{in}	(antóny) [O]
Ż	(dificily) [52] kompleyná maximálna hodnota vlastnej impedancie dipólu
L_m	(antény) [O]
Ż	vlnová impedancia voľného priestoru, pre vákuum
Lvp	$\dot{7} - 3770$
	$L_{vp} = 37732$

Úvod

Jednou z najzákladnejších fyzikálnych neelektrických veličín, ktorej hodnotu je potrebné často určiť je dĺžka, čiže kvantifikácia vzdialenosti medzi dvoma zvolenými bodmi. Určenie hodnoty tejto veličiny zohráva veľkú úlohu či už pri priamom, ale aj nepriamom meraní, kde sú práve na základe zmeny vzdialenosti vyhodnocované iné veličiny a parametre, ako sila, povrchové vlastnosti materiálu a pod.

V dnešnej dobe si môžeme na meranie vzdialenosti vybrať z množstva kontaktných a bezkontaktných meracích metód. Medzi najznámejšie patria hlavne metódy využívajúce zmenu kapacity, indukčnosti, metódy založené na báze vírivých prúdov alebo metódy využívajúce jav magnetostrikcie, či elektrostrikcie a pod.

Avšak vplyvom už spomenutého rýchleho pokroku vedy a techniky vznikajú vedné a technické oblasti, kde je technologicky veľmi náročné aplikovať nejakú z množiny známych meracích metód pre meranie vzdialenosti. Jednou z oblastí, kde tieto problémy vznikajú, sú aj mikroelektro-mechanické systémy tzv. MEMS. MEMS, ktoré sú charakteristické hlavne svojimi rozmermi pohybujúcimi sa rádovo v jednotkách až stovkách mikrometrov. A práve tento aspekt je zároveň veľkou bariérou v procese merania či už samotnej vzdialenosti, alebo aj iných veličín v MEMS štruktúrach.

Za účelom riešenia predostretého problému sa oblasť vývoja meracích systémov v posledných rokoch uberá viacerými cestami. Jednou z perspektívnych alternatív je vývoj integrovaných senzorov. Princíp funkcie integrovaných senzorov vychádza z toho, že časť snímača, ako prvého článku meracieho reťazca, je pevne implementovaná na snímanej štruktúre, resp. je jej časťou. Avšak tento merací spôsob je v oblasti mikrorozmerov pomerne nový a obsahuje veľké deficity hlavne v technológii výroby a aplikácii samotných snímačov na snímané časti mikroštruktúr.

Ďalšou z možností, kam sa uberajú niektoré odvetvia vedy a techniky za účelom riešenia merania mikrometrických rozmerov, je vývoj nových meracích metód. V tomto prípade sa môžeme stretnúť s kombináciou viacerých vedných disciplín pre zvýšenie alebo potlačenie žiadaných vlastností vyvíjanej metódy. A práve vývoj novej metódy, ktorá sa javí ako veľmi perspektívna pre bezkontaktné meranie vzdialenosti v mikroštruktúrach, je predmetom tejto dizertačnej práce.

1 Ciele práce

Základnými problémami, ktorými sa predložená dizertačná práca zaoberá, sú:

- Rozpracovanie analytického modelu určenia dĺžky vodivého predmetu na báze vzniknutej vzájomnej impedancie pri štruktúrach pozostávajúcich z viacerých vodivých predmetov.
- Numerické a praktické overenie vytvoreného analytického modelu.
- Vytvorenie aplikácie pre metódu vzájomnej impedancie aplikovateľnej na bezkontaktné meranie malých vzdialeností aplikovateľných na MEMS štruktúry.
- Vytvorenie novej metodiky na meranie síl resp. tlakov.

2 Tvorba analytického modelu popisujúceho vodičovú štruktúru v dynamickom elektromagnetickom poli

Nakoľko sa dizertačná práca zaoberá bezkontaktným meraním malých vzdialeností, je vhodné si tento pojem zadefinovať.

Vo viacerých literatúrach sa môžeme stretnúť s podobnou definíciou *bezkontaktného merania*. Pod pojmom bezkontaktné meranie sa myslí také usporiadanie meracieho reťazca, kde sa informácia o meranej veličine šíri prostredníctvom signálu, ktorý nepotrebuje pre svoj prenos fyzické médium (napr.: vodiče) [1]. Signálov nesúcich informáciu o zmene meranej veličiny je v dnešnej dobe nespočetné množstvo, pričom konkrétna voľba je závislá od jednotlivých podmienok pre snímanie.

Ďalšou časťou pojmu "bezkontaktné meranie malých vzdialeností", ktorú je potrebné striktne zadefinovať pre túto prácu, je pojem "malá vzdialenosť". Východiskovým riešením v našom prípade môže byť graf znázornený na obr. 1.1. Z grafu vidno, že pojem malá vzdialenosť predstavuje relatívne veľký rozsah meranej veličiny, ktorý je závislý od špecifickej oblasti merania.



Obr. 2.1. Postupný vývoj dosiahnutej presnosti merania vzdialenosti v priemysle

V nasledujúcom texte sa budeme zaoberať návrhom analytického modelu navrhovanej bezkontaktnej meracej metódy. Tu budú predstavovať východiskovú úlohu popisujúcu princíp merania vodičové štruktúry nachádzajúce sa v elektromagnetickom (ďalej len EM) poli. Z tohto dôvodu je potrebné zadefinovať si najprv niektoré parametre EM poľa.

2.1 Impedancia vodičových štruktúr v dynamických poliach

Analyzujme vodičovú štruktúru nachádzajúcu sa v EM poli (Obr. 2.2a). Štruktúra pozostáva z dvojice vláknových dipólov situovaných v smere osi z umiestnených v nekonečnom, lineárnom, izotropnom a homogénnom prostredí. Dipól 1 je situovaný v počiatku súradnicovej sústavy. Poloha dipólu 2 je voči dipólu 1 vyjadrená parametrami d a h.

Podľa [9] sa na takúto vodičovú štruktúru môžeme pozerať ako na lineárny štrvorpól (Obr. 2.2b), čiže pri analýze stačí popísať analyzovanú štruktúru vzťahmi vyjadrujúcimi závislosť medzi vstupnými napätiami a prúdmi. Jednou z možností, ktorá vyjadruje vzťahy medzi vstupnými a výstupnými veličinami, je vyjadrenie formou *impedančnej rovnice štvorpólu* [5]. V prípade tohto druhu vyjadrenia sú jednotlivé napätia U_1 a U_2 vyjadrené pomocou prúdov I_1 a I_2 a komplexného parametra Z. Analyzovanú štruktúru zobrazenú na Obr. 2.2a môžeme opísať dvoma nezávislými rovnicami, ktorých maticový zápis je nasledovný:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{11} & \dot{Z}_{12} \\ \dot{Z}_{21} & \dot{Z}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}$$
(2.1)

kde podľa [7] štvorcová matica rádu (2, 2) pozostávajúca z impedančných štvorpólových parametrov nazýva impedančná matica štvorpólu. Jednotlivé koeficienty, z ktorých pozostáva táto matica, predstavujú špecifický druh impedancie štvorpólu.



Obr. 2.2. a) Vzájomná väzba dvoch dipólov, b) Bloková schéma lineárneho štvorpólu s vyznačenou orientáciou napätí a prúdov

Pri výpočtoch jednotlivých druhov impedancií sústavy zloženej z dvoch (alebo viacerých) žiaričov, či pasívnych prvkov, musíme vziať do úvahy, že prenos signálu, resp. energie, sa nevykonáva prostredníctvom vodičových spojení, ale EM poľom. Preto musíme jednotlivé veličiny potrebné pre výpočet impedancie vyjadriť prostredníctvom veličín charakteristických pre EM pole, napr. pomocou intenzity elektrického poľa.

Vstupnú impedanciu – \dot{Z}_{11} dipólu 1 (bez prítomnosti dipólu 2) môžeme vyjadriť ako:

$$\dot{Z}_{11} = -\frac{1}{\dot{l}_k^2 sin^2(kl/2)} \int_{-l/2}^{l/2} \dot{l}_z(z') \dot{E}_z(z') dz'$$
(2.2)

kde:

- \dot{I}_k hodnota prúdu v kmitni prúdu,
- *İ_z(z')* prúdové rozloženie pozdĺž dipólu 1, ktoré na základe parametrov vyšetrovanej vodičovej štruktúry môžeme vyjadriť pomocou vzťahu:

$$\dot{l}_{z}(z') = 2\pi a \dot{J}_{z} = \dot{l}_{in} \sin\left[k(\frac{l}{2} - |z'|)\right]$$
(2.3)

• $\dot{E}_z(z')$ – tangenciálna zložka intenzity elektrického poľa v okolí dipólu 1:

$$\dot{E}_{z}(z') = -j \frac{\eta \dot{I}_{k}}{4\pi y} \left[\frac{e^{-jkR_{1}}}{R_{1}} + \frac{e^{-jkR_{2}}}{R_{2}} - 2\cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right]$$
(2.4)

Pričom vstupnú impedanciu dipólu 2 vyjadríme podobným spôsobom. V prípade analýzy vodičovej štruktúry podľa Obr. 2.2a vzniká medzi dipólmi 1 a 2 vzájomná impedancia \dot{Z}_{21} vztiahnutá na vstup dipólu 1 a vzájomná impedancia \dot{Z}_{12} vztiahnutá na vstup dipólu 2. Z Lorentzovej teórie reciprocity vyplýva, že tieto vzájomné impedancie sa rovnajú [13]. Na základe tohto tvrdenia bude v nasledujúcich vzťahoch reprezentovať pojem vzájomnej impedancie označenie \dot{Z}_{12} . Hodnotu impedancie vypočítame podľa [12] na základe vzťahu:

$$\dot{Z}_{12} = -\frac{2}{\dot{I}_{2k}\dot{I}_{1k}^*} \int_{-l_1/2}^{l_1/2} \dot{E}_{z21}(z)\dot{I}_{z1}(z)dz$$
(2.5)

kde:

- *İ*_{2k} maximálna hodnota prúdu na vstupných svorkách dipólu 2,
- \dot{I}_{1k}^* konjugovaná hodnota amplitúdy vstupného prúdu dipólu 1,
- *E*_{z12}
 – tangenciálna zložka intenzity elektrického poľa v mieste z₁
 indukovaná prúdom pretekajúcim dipólom 2,
- $\dot{I}_{z1}(z)$ prúdové rozloženie na dipóle 1.

Vznikom vzájomnej impedancie, či už medzi dvoma alebo viacerými dipólmi, vzniká na *i*-tom dipóle akási modifikácia vstupnej impedancie tohto dipólu, ktorá sa podľa [11] nazýva *celková vstupná impedancia i*-teho dipólu sústavy – \dot{Z}_i . Pre odvodenie vzťahu platného pre výpočet celkovej vstupnej impedancie uvažujme opäť štruktúru pozostávajúcu z dvojice dipólov. Celkovú vstupnú impedanciu dipólu 1 – \dot{Z}_i , alebo dipólu 2 – \dot{Z}_2 , získame úpravou sústavy impedančných rovníc (2.1), a to konkrétne delením prvej rovnice prúdom \dot{I}_i a druhej rovnice prúdom \dot{I}_2 . Ak uvažujeme, že $\dot{I}_i = \dot{I}_2$, tak celkové vstupné impedancie sústavy zloženej z dvoch dipólov môžeme vyjadriť podľa [12] ako:

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_{11} + \dot{Z}_{12} \quad (a) \dot{Z}_2 = \dot{Z}_{22} + \dot{Z}_{12} \quad (b)$$
(2.6)

2.2 Vplyv vzájomnej impedancie u dvojice tenkých dipólov

V dizertačnej práci je podrobne opísaný prípad usporiadania vodičovej štruktúry podľa Obr. 2.2a s tým, že od dipólu 1 je dipól 2 vzdialený v smere osi y o hodnotu $d = 78 \ 10^{-3}$ m. Ako už bolo uvedené, prítomnosť dipólu 2 v blízkosti dipólu 1 sa prejaví vo vzniku vzájomnej impedancie medzi týmito dipólmi, ktorej vplyv sa podľa vzťahu (2.6) prejaví na vstupných svorkách dipólu 1. V nasledujúcej analýze postupne modifikujme dĺžku dipólu 2, pričom všetky ostatné parametre vyjadrujúce vzájomnú polohu dvojice dipólov zostanú konštantné.

Na Obr. 2.3 sú uvedené priebehy reálnej časti celkovej vstupnej impedancie dipólu 1 pri rôznych dĺžkach dipólu 2 vypočítané pomocou vzťahov (2.2), (2.5) a (2.6). Ako môžeme vidieť, frekvenčná poloha lokálneho minima priebehu je závislá od dĺžky dipólu 2. Ak zovšeobecníme túto úvahu, tak môžeme bezkontaktne merať dĺžku vodivého predmetu – dipólu 2 na základe pozorovania zmeny frekvenčnej polohy lokálneho minima celkovej vstupnej impedancie dipólu 1 [15], [16].



Obr. 2.3. Priebeh reálnej časti celkovej impedancie dipólu 1 pri rôznych dĺžkach dipólu 2

Pre potvrdenie platnosti teórie umožňujúcej bezkontaktné meranie rozmerov vodivých predmetov využitím zmeny vzájomnej impedancie bol v dizertačnej práci vytvorený ďalší analytický model popisujúci iný druh vodičovej štruktúry. V tomto prípade štruktúra pozostáva z dipólu a uzavretej vodivej kružnice – slučky (Obr. 2.4).



Obr. 2.4. Usporiadanie vodičovej štruktúry dipól – slučka

Z Obr. 2.5 môžeme vidieť, že frekvenčná poloha lokálneho maxima a minima priebehu celkovej vstupnej impedancie budeného dipólu je aj v tomto prípade závislá od rozmeru slučky, konkrétne od jej polomeru. Na základe faktov získaných výpočtom na vytvorenom matematickom modeli môžeme vysloviť rovnaký záver ako v predchádzajúcom prípade, že zmena priebehu celkovej vstupnej impedancie budeného dipólu je závislá od geometrických rozmerov vodivého objektu – slučky nachádzajúceho sa v blízkom okolí (EM poli) budeného dipólu.



Obr. 2.5. Priebeh reálnej časti celkovej impedancie dipólu v závislosti od veľkosti polomeru slučky

3 Numerické a praktické overenie analytického modelu

Analyticky môžeme pomerne presne riešiť jednoduché EM štruktúry – dvojicu alebo viacero vodičov nachádzajúcich sa v štandardnej konfigurácii

(paralelne, kolmo). Avšak, ak má štruktúra zložitejšiu konfiguráciu (umiestnenie v 3D priestore, uvažovanie materiálových konštánt, a pod.), je potrebné zaviesť určité zjednodušenia umožňujúce analytické riešenie (napr. zanedbanie určitých rozmerov, materiálových konštánt a pod.) do štruktúry. Avšak aplikáciou takýchto zjednodušení vzniká chyba pri výpočte, ktorá môže v niektorých prípadoch rásť až do neúnosných medzí [17]. Preto je potrebné (hlavne v prípade návrhu analytického modelu) overenie pomocou numerickej analýzy a merania na laboratórnom modeli. V nasledujúcom spracovaní sa budeme zaoberať porovnaním výsledkov numerickej a experimentálnej analýzy vodičovej štruktúry pozostávajúcej z dvojice dipólov (Obr. 2.2a).

3.1 Verifikácia analytických výsledkov prostredníctvom numerickej simulácie

Pre numerickú analýzu bol zvolený výpočtový prostriedok FEKO [26]. Výpočtové jadro tohto programu je založené na numerickej výpočtovej metóde známej ako *momentová metóda*. Momentová metóda je druh variačnej metódy, ktorej hlavné využitie spočíva v riešení prúdového rozloženia na elektricky malých štruktúrach, z ktorého sú ďalej počítané ostatné parametre EM poľa [26].



Obr. 3.1. Priebeh reálnej časti celkovej vstupnej impedancie dipólu 1 v závislosti od dĺžky dipólu 2

Výsledky numerických simulácií potvrdzujú vznik lokálneho minima vo frekvenčnom priebehu reálnej časti celkovej vstupnej impedancie dipólu 1 (Obr. 3.1) rovnako ako v prípade analytických výpočtoch. Následne uvažujme vzťah, ktorý podľa [11] vyjadruje rezonanciu polvlnového dipólu:

$$f_{rez} \cong \frac{c}{\lambda} = \frac{c}{2l} \tag{3.1}$$

Podľa vzťahu (3.1) dipól 2 s dĺžkou $l_2 = 0,51$ m rezonuje približne pri frekvencii $f_{rez} \doteq 294$ MHz. Ak sa upriamime na priebeh celkovej vstupnej impedancie dipólu 1 (plná čiara na Obr. 3.1), môžeme vidieť, že frekvenčná poloha minima sa nachádza v blízkosti tejto frekvencie. Konkrétne pri dĺžke $l_2 = 0,51$ m je poloha lokálneho minima pri frekvencii $f \doteq 279$ MHz. Dôvodom prečo je numerickou analýzou získaná hodnota frekvenčnej polohy minima nižšia oproti rezonančnej frekvencii vypočítanej podľa (3.1) je ten, že vytvorený numerický model v sebe zahrňuje nenulové priemery obidvoch dipólov. Táto odlišnosť podľa [12] posúva rezonančnú frekvenciu do nižších hodnôt oproti hodnotám, ktoré odpovedajú polovičnej vlnovej dĺžke dipólu 2. Hodnoty jednotlivých druhov frekvencií pripadajúce vybraným vyšetrovaným dĺžkam dipólu 2 sú uvedené v tabuľke 3.1.

Dĺžka dipólu 2 - <i>l</i> ₂ [m]	f_{rez} [MHz] podľa (3.1)	Frekvenčná poloha minima [MHz]
0,51	294,1	278,9
0,56	267,8	253,8
0,61	245,9	232,7
0,66	227,3	215,6

Tabuľka 3.1. Porovnanie jednotlivých frekvencií v závislosti od dĺžky dipólu 2

Porovnaním hodnôt rezonančných frekvencií uvedených v tabuľke 3.1 môžeme konštatovať, že zvlnenie krivky celkovej impedancie elektricky krátkeho dipólu nastáva pri frekvenciách odpovedajúcich polvlnovej dĺžke blízkeho vodivého predmetu – interakčného dipólu 2. Numerická analýza jednej aj druhej vodičovej štruktúry preukázala správnosť zostavenia analytických modelov charakterizujúcich jednotlivé typy týchto štruktúr. Výsledky numerických simulácií nielenže potvrdili správnosť analytických modelov, ale aj konkrétne určili závislosť zmeny celkovej vstupnej impedancie budeného dipólu. Tá závisí od rezonančnej dĺžky interakčného elementu (dipól 2, elektrická slučka). Tento jav bol výrazne pozorovateľný v obidvoch štruktúrach vznikom lokálneho extrému – minima, v pôvodne hladkom frekvenčnom priebehu vstupnej impedancie budeného dipólu.

3.2 Verifikácia získaných výsledkov prostredníctvom merania na laboratórnom modeli

Nakoľko analytická aj numerická analýza nesie v sebe riziko nepresnosti výpočtov, pretože obidve metódy v konečnom dôsledku ponúkajú len priblíženie sa k reálnym výsledkom, bol zrealizovaný laboratórny model vodičovej štruktúry pozostávajúcej z dvojice tenkých dipólov (obr. 3.2.a).



Obr. 3.2. a) Laboratórny model vodičovej štruktúry dvojice tenkých dipólov, b) Meranie na štruktúre v priestoroch semianechoickej komory

Postup vykonávania experimentu spočíval v budení dipólu 1 rozmietaným signálom v rozsahu stanovených frekvencií (10 MHz – 400 MHz), pričom v konštantnej vzdialenosti od budeného dipólu 1 bol umiestňovaný dipól 2, ktorého dĺžka v jednotlivých krokoch merania bola menená. Zdrojom budiaceho signálu a zároveň meracím prístrojom bol vektorový obvodový analyzátor – Agilent E5071C-285 [23]. V tomto prípade priebeh vstupnej impedancie nebol získaný priamo, ale z frekvenčnej závislosti koeficientu odrazu – S_{11} na vstupe dipólu 1, z ktorého je podľa [7] možné získať hodnotu celkovej vstupnej impedancie dipólu 1:

$$\dot{Z}_{in} = Z_{vp} \frac{1 + \dot{S}_{11}}{1 - \dot{S}_{11}}$$
(3.2)

Prepočítaním dát získaných z merania podľa vzťahu (3.2) sme dospeli k priebehom reálnej časti celkovej vstupnej impedancie dipólu 1, kde vybrané priebehy sú zobrazené na Obr. 3.3. Z jednotlivých priebehov je vidieť, že aj v prípade laboratórneho modelu analyzovanej štruktúry vznikajú viditeľné lokálne minimá charakterizujúce prítomnosť dipólu 2. Podrobnejšia analýza týchto priebehov preukázala rovnakú závislosť polohy lokálneho minima od geometrického rozmeru dipólu 2 ako v prípade numerickej analýzy, ako môžeme vidieť na Obr. 3.4.



Obr. 3.3. Priebeh reálnej časti celkovej vstupnej impedancie dipólu 1 v závislosti od dĺžky dipólu 2 získaný meraním na laboratórnom modeli

Na Obr. 3.4 môžeme vidieť porovnanie výsledkov získaných z analytickej (priebeh "Teória"), numerickej (priebeh "Simulácia") a experimentálnej (priebeh "Meranie") analýzy vodičovej (dipólovej) štruktúry (Obr. 2.2a). Toto porovnanie prezentuje priebehy vo forme závislosti frekvenčnej polohy lokálneho minima celkovej vstupnej impedancie dipólu 1 od dĺžky dipólu 2. Z tohto grafu je vidno, že všetky tri analýzy preukazujú rovnaký charakter závislosti zmeny frekvenčnej polohy lokálneho minima celkovej vstupnej impedancie dipólu 1 v závislosti od dĺžky dipólu 2. Toto porovnanie definitívne potvrdzuje úvahu o využití javu zmeny vzájomnej impedancie pre bezkontaktné meranie dĺžok vodivých (interakčných) predmetov.



Obr. 3.4. Závislosť polohy frekvenčného minima od dĺžky dipólu 2 získaná pomocou analytickej, numerickej a experimentálnej metódy

4 Aplikácia bezkontaktnej meracej metódy využívajúcej zmenu vlastností EM poľa pre meranie vzdialenosti

Na základe získaných výsledkov z jednotlivých druhov analýz vodičovej štruktúry bola zostrojená metóda aplikovaná pre meranie vzájomnej vzdialenosti ramien mikrouchopovača. Mikrouchopovač (microgripper) je predstaviteľom koncového efektora, ktorého úlohou je uchopovanie a manipulácia bremien rozmerov rádovo v jednotkách až desiatkach mikrometrov [4]. V takomto prípade je potreba merania vzájomnej vzdialenosti ramien uchopovača nutná. V opačnom prípade by mohlo dôjsť k nežiaducej deformácii či už uchopovaného predmetu, prípadne niektorých častí samotného mikrouchopovača.

Avšak pre aplikáciu vyvinutej bezkontaktnej meracej metódy bolo potrebné najprv pôvodnú vodičovú štruktúru, z ktorej teória vychádzala, modifikovať. Pod touto modifikáciou sa konkrétne predstavuje nahradenie žiariča EM poľa – dipólu 1 iným druhom žiariča. Dipól 1 je v našom prípade potrebné nahradiť hlavne takým žiaričom, ktorého frekvenčné charakteristiky budú v rámci požadovaných pásiem konštantné a generované EM pole bude čo najviac imúnne voči externým EM interferenciám. Na základe týchto požiadaviek bol dipól 1 nahradený modifikovaným pásikovým vedením – stripline (Obr. 4.1a) [29].

Dipól 2 bolo potrebné nahradiť prvkom so sústredenými parametrami a pozostávajúceho z elementov, ktorých hodnoty nie sú frekvenčne závislé. Podrobnejšou analýzou, uvedenou v dizertačnej práci, sme sa dopracovali k záveru, že vhodnou náhradou dipólu 2 je paralelný rezonančný obvod pozostávajúci z kondenzátora a cievky.



Obr. 4.1. a) Kompletný model analyzovanej mikroštruktúry v prostredí FEKO, b) Implementácia LC člena na štruktúru mikrouchopovača

Ako vidno z Obr. 4.1b cievka je vytvorená na štruktúre mikrouchopovača. Kondenzátor, resp. jeho platne, sú zasa implementované na jeho ramenách. Celý princíp snímania vzájomnej vzdialenosti ramien mikrouchopovača vychádza zo zmeny rezonančnej frekvencie (paralelného rezonančného obvodu) závislej od vzájomnej vzdialenosti kondenzátorových platní nachádzajúcich sa na ramenách mikrouchopovača. Zmena rezonancie, daná zmenou vzájomnej vzdialenosti ramien mikrouchopovača, je opäť pozorovaná v zmene frekvenčnej polohy lokálneho minima reálnej časti vstupného parametra žiariča EM poľa – stripline, ako môžeme vidieť na Obr. 4.2.



Obr. 4.2. Frekvenčná poloha lokálneho minima koeficienta S_{II} v závislosti od vzdialenosti ramien mikrouchopovača

Pre potvrdenie správnej funkcie navrhovanej bezkontaktnej metódy bol navrhnutý model senzorickej štruktúry mikrouchopovača numericky simulovaný dvoma rôznymi výpočtovými metódami. V prvom prípade bol model mikrouchopovača numericky počítaný pomocou spomenutej momentovej metódy. Ako môžeme vidieť na Obr. 4.3 výsledky rovnakého charakteru podával aj druhý spôsob výpočtu, kde bol použitý tzv. hybridný výpočet. Tento spôsob výpočtu spočíva vo využití viacerých numerických metód [18]. Jednotlivé metódy sú použité pre tie časti modelu, pre ktoré sú najviac vhodné. V našom prípade bola pre dielektrickú časť modelu (telo mikrouchopovača) použitá metóda konečných prvkov (FEM) a na elektrickú časť modelu bola aplikovaná momentová metóda v kombinácii s tzv. viacúrovňovou rýchlou multipólovou metódou (Multilevel Fast Multipole Method – MLFMM) [26]. Všetky numerické výpočty boli aj v tomto prípade vykonávané v prostredí programu FEKO.



5 Aplikácie bezkontaktnej meracej metódy pre meranie síl a tlakov

Kvôli priveľkej náročnosti výroby reálneho laboratórneho modelu mikrouchopovača sme navrhnutú meraciu metódu aplikovali na typ pružne poddajnej mechanickej štruktúry, ktorej rozmery sa pohybujú rádovo od jednotiek po desiatky milimetrov. Celý návrh a vývoj bol v tomto prípade smerovaný pre nepriame meranie síl na základe zmeny vzdialenosti určitých častí navrhnutej štruktúry.

5.1 Numerické modelovanie navrhovanej štruktúry pre meranie síl

Zo skúseností z numerických analýz v predchádzajúcich prípadoch boli aj v tomto prípade EM vlastnosti pružnej štruktúry numericky simulované v programe FEKO, konkrétne prostredníctvom už spomenutých hybridných výpočtov. Numerická analýza spočívala (podobne ako pri modeli mikrouchopovača) v sledovaní zmeny vstupných parametrov (zmena vstupnej impedancie) žiariča EM poľa – stripline pri zmene vzájomnej vzdialenosti kondenzátorových platní. Tie sú implementované na častiach mechanickej štruktúry, kde sa prejavuje najväčší vplyv pôsobenia sily (Obr. 5.1a).



Obr. 5.1. a) Mechanická štruktúra s implementovaným LC členom, b) Kompletný elektromechanický model senzora v prostredí FEKO

Ako môžeme vidieť z jednotlivých priebehov na Obr. 5.2, aj v tomto prípade sa potvrdzuje vplyv rezonancie v podobe zmeny frekvenčnej polohy lokálneho maxima priebehu vstupného koeficienta S_{11} , ktorá je závislá od hodnoty vzdialenosti kondenzátorových platní – d.



od veľkosti – d

5.2 Meranie na laboratórnom modeli navrhovanej štruktúry pre meranie síl

Po numerickej analýze bol zrealizovaný laboratórny model pozostávajúci mechanickej štruktúry a generátora EM poľa – stripline.





Na Obr. 5.3 je znázornená zhotovená mechanická štruktúra s implementovaným LC členom. Obr. 5.4 znázorňuje kompletnú štruktúru navrhovaného senzora. Z tohto obrázku môžeme vidieť, že zmena deformácie resp. odčítavanie vzdialenosti – d je vykonávaná pomocou pevne uchytenej mikroskrutky na štruktúre stripline. Pre určenie počiatočného bodu merania bol v rámci štruktúry navrhnutý jednoduchý signalizačný obvod. Princíp signalizácie začiatku merania spočíval vo vytvorení elektrického spojenia pri kontakte pôsobiacej mikroskrutky s časťou puzdra pevne pripojenou k deformačnej štruktúre.



Obr. 5.4. Kompletná štruktúra navrhovaného senzora

Vybrané priebehy koeficienta S_{11} získané meraním na laboratórnom modeli môžeme vidieť na Obr. 5.5. Zdrojom harmonického signálu a zároveň meracím členom bol v tomto meraní použitý opäť obvodový vektorový analyzátor Agilent E5071C-285. Aj v tomto prípade môžeme pozorovať zmenu frekvenčnej polohy lokálneho maxima koeficienta S_{11} závislej od rozmeru *d*.



Na Obr. 5.6 je vynesená závislosť frekvenčnej polohy lokálneho maxima koeficienta S₁₁ získaného numerickou analýzou a meraním na laboratórnom Z grafu môžeme pozorovať drobné frekvenčné modeli. odchýlky v jednotlivých vyhodnocovaných bodoch, ktoré vedú k odlišnému sklonu jednotlivých priebehov. Tento rozdiel je zapríčinený ako numerickým modelom, tak aj reálnou vzorkou. Štruktúra numerického modelu obsahuje viaceré zjednodušenia, resp. zanedbania vplyvu deformácie na geometriu cievky a vrchnej platne kondenzátora. Laboratórny model zase disponuje nerovnomerným odstupom jednotlivých závitov cievky a taktiež nerovnomerným povrchom platní kondenzátora.



Obr. 5.6. Porovnanie zmeny frekvenčnej polohy lokálneho maxima priebehu *S*₁₁ získaného zo simulácie a z merania na reálnej vzorke

Za účelom kalibrácie navrhnutého snímača sily je štruktúra (Obr. 5.4) je doplnená o kalibračný tenzometrický senzor *EMS20* [31]. Z nameraných a vypočítaných údajov bola následne zostrojená prevodová charakteristika (Obr. 5.7) udávajúca závislosť frekvenčnej polohy lokálneho maxima priebehu koeficienta S_{II} od veľkosti pôsobiacej sily na mechanickú štruktúru.



Obr. 5.7. Prevodová charakteristika určujúca závislosť frekvenčnej polohy lokálneho maxima priebehu koeficienta S₁₁ od veľkosti pôsobiacej sily

Z vykonaných meraní na laboratórnom modeli a následnom spracovaní získaných údajov sme zistili, že navrhnutý snímač sily disponuje viacerými lepšími vlastnosťami s porovnaním s kalibračným tenzomerickým snímačom. Jednou z nich je aj neporovnateľne menšia hysterézna nelinearita pri zmene zmyslu pôsobiacej sily (tlak + – tlak -), ako môžeme vidieť porovnaním jednotlivých prevodových charakteristík na Obr. 5.8.



Obr. 5.8. Prevodová charakteristika a) kalibračného tenzometrického snímača sily EMS20, b) navrhovaného snímača sily

6 Zhodnotenie a hlavný prínos dizertačnej práce

6.1 Zhodnotenie dizertačnej práce

Hlavným cieľom predloženej práce bol teoretický návrh a experimentálne overenie novej metódy aplikovateľnej pre bezkontaktné meranie vzdialenosti. Samotný vývoj meracej metódy opísaný v tejto práci môžeme rozdeliť do troch základných častí.

Prvým krokom prvej časti bolo vytvorenie analytického modelu metódy. Tejto problematike sa venuje kompletne celá prvá kapitola. Vytvorený analytický model vyjadroval vzájomnú väzbu jednoduchej vodičovej štruktúry pozostávajúcej z dvojice dipólov. Toto ovplyvňovanie sa prejavovalo v zmene vstupných parametrov žiariča (budeného dipólu) vytvárajúceho EM pole, vplyvom vodivého elementu – ďalšieho dipólu nachádzajúceho sa v jeho blízkosti. Následné výpočty dokázali závislosť zmeny vstupných parametrov tohto žiariča od dĺžky ďalšieho vodivého elementu. Pre potvrdenie výsledkov a zvýšenie komplexnosti bol vytvorený ďalší analytický model, opisujúci vodičovú štruktúru pozostávajúcu z dipólu a elektrickej slučky. Aj v tomto prípade boli výpočtami preukázané výsledky rovnakého charakteru, teda ovplyvňovania vstupných parametrov dipólu – žiariča prítomnosťou slučky, pričom charakter ovplyvnenia závisel od polomeru slučky. Táto časť je zároveň rozpracovanie prvého bodu jednotlivých cieľov predloženej dizertačnej práce.

Ďalším krokom predloženej práce bolo overenie výsledkov získaných z analytických výpočtov prostredníctvom numerickej analýzy. Obe vodičové štruktúry boli riešené momentovou metódou v simulačnom programe FEKO. Jedným z dôvodov numerickej analýzy bolo odstránenie zjednodušení, ktoré boli použité pri tvorbe analytického modelu a vo výsledku spresnenia charakteru závislosti medzi zmenou vstupného parametra incidenčného dipólu a geometrickým rozmerom vplývajúceho elementu (dipól, slučka). Vyjadrenie presného charakteru závislosti pri analytickom modeli nebolo jasné v dôsledku potreby použitia niektorých zjednodušení ako napr. nulový priemer vodiča, materiálové konštanty (nekonečná vodivosť, jednotková relatívna permitivita a permeabilita a pod.). Podobne ako pri analytickom modeli bolo preukázané, že najväčšia miera ovplyvnenia vstupného parametra žiariča je pri vlnových dĺžkach budiaceho signálu veľmi blízkych rezonančným dĺžkam elementov nachádzajúcich sa v blízkosti budeného dipólu.

Tretím krokom prvej časti predloženej práce bolo overenie analytického a numerického modelu prostredníctvom merania na reálnej vzorke. Pre experiment bola zhotovená štruktúra skladajúca sa z dvojice dipólov. Porovnaním a zhodnotením výsledkov z numerických výpočtov a merania na reálnej vzorke sa definitívne potvrdili predpokladané úvahy o vzniku lokálnych extrémov na vstupe žiariča, vyjadrujúce rozmer v blízkosti nachádzajúceho sa vodivého elementu. Tieto časti práce predkladajú spracovanie druhého bodu zo zoznamu cieľov predloženej dizertačnej práce.

Druhá časť ponúkajúca rozpracovanie tretieho bodu predloženej práce. Je zameraná na vyriešenie nedostatkov navrhnutej meracej metódy – závislosť vstupnej impedancie od frekvencie pri incidenčnom dipóle, nevhodné elektrické väzby dipólov v prostredí, atď. Samotné nedostatky aplikácie prostredníctvom vodičovej štruktúry sú riešené náhradou jednotlivých prvkov tejto štruktúry za iné adekvátnejšie prvky. Budený dipól generujúci EM pole je nahradený pásikovým vedením - stripline. Tento typ žiariča EM poľa disponuje relatívne konštantnými frekvenčnými charakteristikami pre nami zvolené frekvenčné pásmo. Druhý dipólový prvok bol na základe analýzy paralelným rezonančným obvodom. Náhrada nahradený prvkov je podmienená zachovaním rovnakých vlastností (alebo získania lepších) ako pri pôvodnej vodičovej štruktúre. Za účelom overenia zachovania rovnakého princípu, teda ovplvvňovanie vstupných parametrov žiariča EM poľa bola takto modifikovaná štruktúra podrobená numerickej analýze. Výsledky získané v tejto kapitole prostredníctvom numerickej analýzy preukázali zachovanie funkčnosti navrhnutej meracej metódy aj pri modifikácii pôvodnej štruktúry. Následne bolo vykonané meranie aj na zrealizovanom laboratórnom modeli, ktorého výsledky boli porovnateľné z výsledkami numerickej analýzy.

Na základe týchto záverov bol zostrojený model pre numerické simulácie v mikrometrických rozmeroch. Konkrétne išlo o implementáciu modifikovanej štruktúry na mechanizmus mikrouchopovača za účelom merania vzájomnej vzdialenosti jeho ramien. Výsledky získané z numerických simulácií potvrdili funkčnosť navrhovanej meracej metódy aj v oblasti mikrorozmerov.

Tretia časť práce sa venuje návrhu snímača pracujúceho na princípe nepriameho merania sily na základe zmeny vzájomnej vzdialenosti pružných častí snímača. Táto časť zároveň spracováva štvrtý (posledný) bod z radu cieľov predloženej dizertačnej práce. Snímač pozostáva z mechanickej a elektrickej časti. Mechanickou časťou je navrhnutá pružne poddajná mechanická štruktúra. Táto štruktúra je navrhnutá tak, aby zabezpečila lineárny prevod medzi pôsobiacou silou a zmenou vzdialenosti paralelných častí mechanickej štruktúry. Na týchto častiach sú vytvorené kondenzátorové platne paralelného LC člena – elektrickej časti. Princíp snímania spočíva v zmene parametrov rezonančného člena (zmene vzájomnej vzdialenosti kondenzátorových platní) vplyvom vzniku deformácie pružnej mechanickej štruktúry.

Z uvedeného súhrnu vyplývajú hlavné výsledky dizertačnej práce, ktoré môžeme sformulovať do nasledovných bodov:

1. Teoretický návrh novej bezkontaktnej meracej metódy pre meranie vzdialenosti použiteľnej v mikrometrickej oblasti. Pod tento návrh spadá hlavne návrh a zostrojenie analytických modelov, popisujúcich fyzikálny princíp navrhovanej bezkontaktnej metódy. Ďalej vytvorenie numerických modelov a experimentálneho modelu vodičových štruktúr slúžiacich najmä pre overenie správnosti zostrojených analytických modelov.

 Vytvorenie metodiky snímania (merania) vzájomnej vzdialenosti ramien mikrouchopovača a jej následné numerické overenie. Vytvorená metodika merania využíva navrhnutú bezkontaktnú meraciu metódu a je spracovaná v podobe podrobnej dokumentácie.

Vytvorenie numerického modelu snímača sily pracujúceho na báze zmeny sily na vzdialenosť, aplikovanie bezkontaktnej metódy merania vzdialenosti a zostrojenie snímača sily. Overenie funkcie snímača sily pomocou laboratórneho experimentu. Overenie analyticky a numericky získaných priebehov prevodovej charakteristiky snímača sily prostredníctvom experimentu.

6.2 Hlavný prínos dizertačnej práce a možná využiteľnosť v praxi

Hlavným prínosom predloženej dizertačnej práce je vývoj, overenie funkčnosti a analyzovanie vlastností novej bezkontaktnej metódy pre meranie vzdialenosti vodivých elementov (resp. dĺžky vodivého predmetu) pracujúcej na základe zmeny vlastností parametrov EM poľa. Celkový výsledok vývoja tejto meracej metódy sa premietol do ideového návrhu snímača vzdialenosti ramien mikrouchopovača a technickej realizácie experimentálneho modelu snímača sily.

Využiteľnosťou navrhnutej metódy a na jej princípe pracujúcich snímačov v praxi sa priamo venuje 5 kapitola. V tejto kapitole je priamo opísaný návrh a konštrukcia snímača sily. Jednou zo základných častí opísaného snímača sily je deformačný člen prenášajúci veľkosť pôsobiacej sily na zmenu parametrov rezonančného obvodu.

V praxi, pri meraní sily sa deformačné členy najčastejšie používajú v kombinácii s tenzometrami. Tenzometre sa umiestnia na tie časti deformačného telesa, ktoré sú počas silového namáhania najviac deformované. (Na podobnom princípe pracuje taktiež snímač EMS50, ktorý spĺňal funkciu kalibračného snímača počas experimentoch na laboratórnom modeli nášho snímača sily (Obr. 5.4).) Napriek svojej popularite tento druh tenzometrických snímačov disponuje viacerými negatívnymi vlastnosťami, ktoré sú potrebné eliminovať rôznymi kompenzačnými metódami. Jedna množina negatívnych vlastností v prípade tenzometrických snímačov vzniká hneď v technológii implementácie tenzometrov na deformačný člen. Vo väčšine prípadov sa tenzometrre na deformačné členy lepia, čím sú vyvolané viaceré parazitné vlastnosti ako vplyv priečnej deformácie, nedokonalý prenos deformácie

z namáhaného člena na nalepený tenzometer, vplyv teploty pracovného prostredia, nízka preťažiteľnosť. Ďalšími negatívnymi vlastnosťami v prípade tenzometrických snímačov sú aj hysterézna nelinearita (Obr. 5.8a) a vplyv tečenia, čo bolo pozorované aj u kalibračného senzora EMS20, počas laboratórnych experimentov.

A práve tieto typy snímačov s tenzometrickými členmi by mohli byť v niektorých prípadoch nahradené snímačom sily, ktorý je opísaný v 5 kapitole tejto práce. Hlavným dôvodom uvedenia takéhoto snímača do praxe je ten, že negatívne vlastnosti vyskytujúce sa pri komerčne vyrábaných tenzometrických snímačoch tlaku (tečenie, parazitné kapacity, indikčnosti, malý dynamický rozsah, atd.) sú v našom prípade výrazne potlačené, alebo sa nevyskytujú vôbec. Na základe týchto skutočností a taktiež na základe konzultácií s odborníkmi zaoberajúcimi sa problematikou merania síl v praxi (EmSyst – spol. s.r.o.), by sa navrhnutý snímač mohol uplatniť najmä v:

- ➤ automobilovom priemysle:
 - meranie záťažovej sily pri elektrickom ovládaní okien automobilov,
 - meranie silového pôsobenia na tlačidlách diaľkových ovládačov pre automobily,
 - meranie zatváracej sily v servopohonoch,

strojárskom priemysle:

- kontrola strojov,
- meranie síl pri lisovaní ložísk a puzdier do posilňovačov zariadení,
- meranie lisovacej sily skrutiek do brzdových posilňovačov,
- meranie záťažovej sily v servopohonoch,
- meranie charakteristík pružín.

Už pri prvotných laboratórnych experimentoch sa ukázalo, že navrhovaný snímač sa javí ako vhodný ako pri statických snímanie síl, tak aj pre snímanie dynamických síl. Táto vlastnosť je veľkou výhodou najmä v priemyselných podnikoch, kde sa vyžaduje meranie obidvoch druhov silového pôsobenia.

Avšak nakoľko sa predložená dizertačná práca nezaoberala iba návrhom snímača, ale hlave vývojom a návrhom novej bezkontaktnej meracej metódy, tak sa ponúkajú nové možnosti využitia pre snímanie aj iných neelektrických veličín.

Použitá literatúra

- [1] JOHN, G. Measurement, instrumentation, and sensors handbook CRCnetBASE, 1999. Boca Raton, Fla.: Chapman, 1999. ISBN 08-493-2145-X.
- BENTLEY, John P., VOLF, J. *Principles of measurement systems*. 4th ed. New York: Pearson Prentice Hall, 2005, xiv, 528 p. ISBN 01-304-3028-5.
- [3] TANIGUCHI, N. On the Basic Concept of Nanotechnology. Proc. Int. Conf. Prod. Eng. Tokyo, 1974, part 2, 18/23, Tokyo: JSPE.
- [4] BHUSMAN, B., FUCHS, H., TOMITORI, M. Applied scanning probe methods XI: scanning probe microscopy techniques. 1st ed. New York: Springer, 2008, p. cm. ISBN 978-354-0850-366.
- [5] KŘIŠŤAN, L., VACHALA, V. Příručka pro navrhování elektronických obvodů. 1. vyd. Praha: SNTL Nakladatelství technické literatury, 1982, 393 s. ISBN Príručka pro navrhovaní elektronických obvodú.
- [6] POZAR, David M. *Microwave engineering*. 2nd ed. New York: Wiley, 1997c1998, XVI, 716 p. ISBN 04-711-7096-8.
- [7] HAJACH, P. Mikrovlnná technika. 1. vyd. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 2008, 273 s. ISBN 978-80-227-2984-0; 85-261-2008.
- [8] CHRISTOPOULOS, Ch. *The transmission-line modeling (TML) method in electromagnetics*. 1. ed. San Rafael, Calif.: Morgan, 2006. ISBN 15-982-9050-9.
- [9] KRAUS, John D. Antennas. 2nd ed., International ed. Singapore: McGraw-Hill, 1988. ISBN 00-710-0482-3.
- [10] OTTO, D. A note on the induced EMF method for antenna impedance. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1969, roč. 17, č. 1, s. 101-102. ISSN 0096-1973. DOI: 10.1109/TAP.1969.1139347.
- [11] VAVRA, Š., TURÁN J. Antény a šírenie elektromagnetických vln. 1. vyd. Bratislava: Alfa, vydavateľstvo technickej a ekonomickej literatúry, 1989, 424 s. ISBN 80-050-0131-2.
- [12] BALANIS, Constantine A. Antenna theory: analysis and design. 1st ed., New York: Harper, c1982, xvii, 790 p., ISBN 00-604-0458-2.
- [13] GLASER, J. Use of the Lorentz reciprocity theorem for the design and evaluation of feeds for reflectors. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 1969, roč. 17, č. 6, s. 813-814. ISSN 0018-926x. DOI: 10.1109/TAP.1969.1139538.
- [14] THIELE, G. Analysis of yagi-uda-type antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1969, roč. 17, č. 1, s. 24-31. ISSN 0096-1973. DOI: 10.1109/TAP.1969.1139356
- [15] MARŠALKA, L., HaRŤANSKÝ, R. Analysis of Possible Short Length Measurement Using Energy Sucking of Electromagnetic Field. In MAŇKA, J. -- WITKOVSKÝ, V. -- TYŠLER, M. -- FROLLO, I.

Measurement 2011 : Proceedings. 8th International Conference on Measurement. Smolenice, Slovak Republic, 27.-30.4.2011. Bratislava: Institute of Measurement Science Slovak Academy of Sciences, 2011, s. 241--244. ISBN 978-80-969-672-4-7.

- [16] HARŤANSKÝ, R., MARŠALKA, L., KOČNER, E., CHVORENKOV, V., V., KARAVAEV, Y., L. Izmerenye dliny probodnika v elektromagnitnom pole, . *Intelektualnye sistemy v proizvodstve*. No 2/2012, Naučnopraktičeskij žurnal, ISSN 1813-7911, pp. 012-015 (in Russian), IF=0.047
- [17] SADIKU, Matthew N. Numerical techniques in electromagnetics. 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2000, xiv, 743 s. ISBN 08-493-1395-3.
- [18] MARŠALKA, L., HARŤANSKÝ, R. Numerická aplikácia momentovej metódy pri simuláciách elektromagnetického poľa. EE časopis pre elektrotechniku a energetiku Roč. 17, mimoriadne č. : ELOSYS, Trenčín, 11.-14.10.2011. s. 211--216. ISSN 1335-2547.
- [19] CHRISTOPOULOS, Ch. The transmission-line modeling (TML) method in electromagnetics. 1. ed. San Rafael, Calif.: Morgan, 2006. ISBN 15-982-9050-9.
- [20] MARŠALKA, L., HARŤANSKÝ, R. Hybridizácia numerických metód pre simulácie vlastností elektromagnetického poľa. *In ELOSYS. Elektrotechnika*, informatika a telekomunikácie 2012 [elektronický zdroj] : Trenčín, 9.-12.10.2012. s. 221--225.
- [21] RAIDA, Z., ČERNOHORSKÝ, D., Gala D. Electromagnetic waves: Microwave technique. [online]. 1. vyd. Brno: FEEC VUT Brno, 2010 [cit. 20.10. 2011].
- [22] HARRINGTON, ROGER F. Field computation by moment methods. *New York: IEEE Press*, 1993, 229 s. ISBN 07-803-1014-4.
- [23] Super NEC Electromagnetic Simulation Package, Dostupné z: http://www.supernec.com/ [cit. 11.1. 2013].
- [24] General Electromagnetic Model for the Analysis of Complex Systems, Dostupné z: http://www.gemacs.com/ [cit. 11.1. 2013]
- [25] Electro Magnetic Modeling Computation and Analysis Program, Dostupné z: http://www.herrera.unt.edu.ar/nolineales/emmcap/ [cit. 11.1. 2013]
- [26] EM Software and Systems-S.A. (Pty). FEKO comprehesive EM solutions, Dostupné z: http://www.feko.info/applications [cit. 25.5. 2012].
- [27] HODSON, D. Experiments in science and science teaching. *Educational Philosophy and Theory*. 1988, roč. 20, č. 2, s. 53-66. ISSN 0013-1857. DOI: 10.1111/j.1469-5812.1988.tb00144.x.
- [28] FALK, A., HECKMAN. J. J. Lab Experiments Are a Major Source of Knowledge in the Social Sciences. Science. 2009-10-22, roč. 326, č.

5952, s. 535-538. ISSN 0036-8075. DOI: 10.1126/science.1168244.

- [29] RIZZI, Peter A. *Microwave engineering: passive circuits*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1988, xvi, 572 p. ISBN 01-358-6702-9.
- [30] ČSN EN 61000-4-20, Elektromagnetická kompatibilita, část 4-20: Zkušební a měřicí technika – Zkoušky emise a odolnosti ve vlnovodech s příční elektromagnetickým polem (TEM), Český normalizační institut, 2004.
- [31] Tenzometrický snímač silyEMS20, Dokumentácia dostupná online z: http://www.emsyst.sk/Produkty/data_sila/EMS20.pdf, [cit. 20.6. 2012]

Publikácie autora

• 2011

- AFD MARŠALKA, L., HARŤANSKÝ, R. Analysis of Possible Short Length Measurement Using Energy Sucking of Electromagnetic Field. In MAŇKA, J.
 WITKOVSKÝ, V. -- TYŠLER, M. -- FROLLO, I. Measurement 2011 : Proceedings. 8th International Conference on Measurement. Smolenice, Slovak Republic, 27.-30.4.2011. Bratislava: Institute of Measurement Science Slovak Academy of Sciences, 2011, s. 241--244. ISBN 978-80-969-672-4-7.
- AFC MARŠALKA, L., HARŤANSKÝ, R. Electromagnetic Method for Distance Measurement on MEMS Structures. MM Science Journal Special Edition : Proceedings of the RAAD 2011. 20th International Workshop on Robotics in Alpe-Adria-Danube Region (RAAD), October 5-7, 2011, Brno, Czech Republic. s. 48. ISSN 1803-1269.
- ADE HALLON, J., HARŤANSKÝ, R., KOVÁČ, K., MARŠALKA, L., KARAVAEV, Y. Issledovanie vlijania geometrii raspoloženia kabelej na povtorjaemosť izmerenij pri ispytanijach na elektromagnitnuju sovmestimosť. *Intellektuaľnyje sistemy v proizvodstve Vol. 18, No. 2.* s. 194--199. ISSN 1813-7911.
- AFD MARŠALKA, L., HARŤANSKÝ, R. Numerická aplikácia momentovej metódy pri simuláciách elektromagnetického poľa. *EE časopis pre* elektrotechniku a energetiku Roč. 17, mimoriadne č. : ELOSYS, Trenčín, 11.-14.10.2011. s. 211--216. ISSN 1335-2547.
 - 2012
- AFC MARŠALKA, L., HARŤANSKÝ, R. Electric Loop Antenna as Magnetic Field Probe. In Izmerenija, Kontrol' i Diagnostika - 2012 : II. Vserasijskaja naučno-techničeskaja konferencia studentov, aspirantov i molodych učonych. Iževsk, 14-16 Maj 2012. Iževsk: FGBOU VPO, 2012, s. 240--247. ISBN 978-5-9904140-1-3.
- **AFC** MARŠALKA, L., HARŤANSKÝ, R. Hybridizácia numerických metód pre simulácie vlastností elektromagnetického poľa. In *ELOSYS*. *Elektrotechnika, informatika a telekomunikácie 2012 [elektronický zdroj] : Trenčín, 9.-12.10.2012*. s. 221--225.

- AFC MARŠALKA, L., HARŤANSKÝ, R. Measurement of Length Conducting Circuit by Contactless Resonance Method. In *ELITECH'12 : 14th Conference of Doctoral Students. Bratislava, Slovak Republic, 22 May* 2012. Bratislava: Nakladateľstvo STU, 2012, s. 6. ISBN 978-80-227-3705-0.
- **ADF** HARŤANSKÝ, R., MARŠALKA, L. Wire Structures Mutual Impedance Change in Electromagnetic Field. *Journal of Electrical Engineering Vol. 63, No. 7/s.* s. 152--155. ISSN 1335-3632

• 2013

- ADE HARŤANSKÝ, R., MARŠALKA, L., KOČNER, E., CHVORENKOV, V. V., KARAVAEV, Y. L. 2012. Izmerenye dliny probodnika v elektromagnitnom pole, *Intelektualnye sistemy v proizvodstve*. No 2/2012, Naučno-praktičeskij žurnal, ISSN 1813-7911 (in Russian)
- AFD MARŠALKA, L., HARŤANSKÝ, R. Proposal of Novel Sensor Applicable to Contactless Displacement Measurement. In *Measurement 2013 :* proceedings of the 9th international conference on measurement. Smolenice, Slovakia, May 27-30, 2013. Bratislava: VEDA, 2013, s. 287--290. ISBN 978-80-969-672-5-4.
- AFD HARŤANSKÝ, R., SMIEŠKO, V., MARŠALKA, L. Isotropic Electromagnetic Sensor Measurement Error. In Measurement 2013 : proceedings of the 9th international conference on measurement. Smolenice, Slovakia, May 27-30, 2013. Bratislava: VEDA, 2013, s. 283--286. ISBN 978-80-969-672-5-4.
- AFD MARŠALKA, L., HARŤANSKÝ, R. Numerical modeling of sensor structure based on change of electromagnetic field parameters. In ELITECH'13 [elektronický zdroj]: 15th Conference of Doctoral Students. Bratislava, Slovak Republic, 5 June 2013. Bratislava: Nakladateľstvo STU, 2012, s. 6. ISBN 978-80-227-3947-4.

Summary

The main aim of my thesis is theoretical design and experimental verification of new method applicable in contactless measure of distance. The development of this measurement method described in my paper could be divided into three basic parts.

First step of first part is about creation of analytical model. The whole first chapter is dedicated to this topic. Created analytical model expresses mutual synergy of simple wired structure consisted of dipole pair. This influence was reflected in variation of input emitter parameters which could create EM field using conductive element - another dipole located in his vicinity area. The calculations proved dependence of this emitter input parameters varying on length of another conductive element - dipole located in mentioned wire close

area. As the confirmation of our results and the tendency to make our research more complex there were another analytical model describing wire structure consisting of dipole and electrical loop circuit created. There were also the same results confirmed by numerical calculations, specifically the dependence of input dipole - emitter parameters on presence of circuit loop, when the impact of influence is based on circuit loop radius.

As another step there was verification of results obtained from analytical calculations using numerical analysis. Both wired structures were investigated by moment-based method in simulation program FEKO. One of the other reasons why we have chosen the numerical analysis is specification of dependence between variations of dipole input parameter and geometrical size of incidence element (dipole, circuit loop). Representation of dependence consider analytical model is not unambiguous because of some simplifications requirements such as wire radius, material constants and so on. However the results of numerical calculations proved that the highest amount of emitter input parameter influence is if we consider the excitation signal wavelengths very closed to resonance elements lengths located in close area of excitation dipole.

The third step of proposed paper first part deals with measurement on real model. For that reason there was structure consists of dipole pair created. Expected considerations about local extremes on emitter entry, which can express the size of conductive element, were finally confirmed by comparison and evaluation of numerical calculations results.

Another part of paper deals with usage of proposed contactless method for distance measure. We used this measure method as adequate substitute of original wire structure parts. In this case we consider the generator of EM field to be strip line and element varying their own parameters represents parallel LC element. The structure modified this way were applicated in measurement of microgripper arms distance. The possibility to apply this measure method also in case of micrometric dimensions was confirmed by detailed numerical analysis performed using multiple numerical methods. Then the method was apply on development of strength sensor, which is working on indirectly measure of strength based on variation of this sensor various parts mutual distance principle. In this case there was also proven the same character if input parameters influence based on variation of parallel resonance circuit resonation. We obtained the same results in case of created laboratory sensor model measurement.