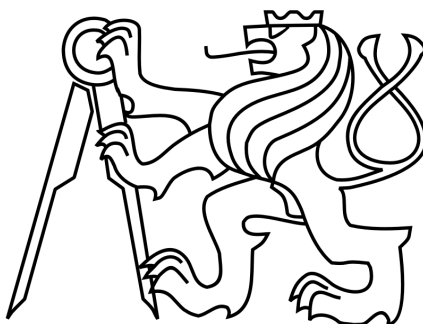


ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromagnetického pole



Malé odražeče pro bezčipovou rádiovou identifikaci

Diplomová práce

Vypracoval: Bc. Jaroslav Havlíček

Vedoucí práce: Doc. Ing. Milan Polívka, Ph.D.

leden 2015

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra elektromagnetického pole

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Jaroslav Havlíček**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Bezdrátové komunikace

Název tématu: **Malé odražeče pro bezčipovou rádiovou identifikaci**

Pokyny pro vypracování:

Momentovou metodou, např. [1-3], či EM simulátorem analyzujte několik variant dvourozměrných liniových či planárních odražečů na substrátu tvořené ideálním (event. ztrátovým) vodičem umístěných ve volném prostoru. Jako buzení uvažujte ozařování lineárně polarizovanou rovinou vlnou.

Určete proudové rozložení (v případě použití MoM dle [1] též polarizovatelnost) a efektivní odraznou plochu (RCS) [4-5] pro specifikovanou polarizaci dopadající vlny v závislosti na elektrické velikosti, topologii a počtu zvolených odražečů. Zkoumejte vliv počtu a vzdáleností odražečů na frekvenční přeladění a šířku jejich pásma. Vybrané odražeče realizujte a určete jejich RCS pomocí vlnovodové měřicí linky či bistatickým měřením metodou dvou antén. Porovnejte simulovaná a měřená data. V diskusi shrňte jejich vlastnosti a možnou využitelnost pro bezčipovou rádiovou identifikaci (RFID).

Seznam odborné literatury:

- [1] D. C. Jenn, RCS Calculation Using the Method of Moment Code, [Online]. Available: <http://www.dcjenn.com/miscsoftware>, [cit. 2013-10-14].
- [2] Makarov, S. N., Antenna and EM Modeling with Matlab, John Wiley and Sons, New York, 2002.
- [3] Makarov, S. N., Kempel, L. C., MATLAB Antenna Toolbox. A Draft. [On-line]. Available: <http://ece.wpi.edu/mom/index.html>, [cit. 2013-03-04].
- [4] Ethier, J., McNamara, D.A., "Computational Estimates of Electrically Small Antenna High-Contrast Polarizabilities," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.10, pp.1309-1312, 2011.
- [5] S. A. Tretyakov et al, Analytical Antenna Model for Chiral Scatterers: Comparison with Numerical and Experimental Data, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 44, no. 7, July 1996.

Uvedená literatura je dostupná u zadavatele práce nebo prostřednictvím databáze IEEEXplore.

Vedoucí: doc.Ing. Milan Polívka, Ph.D.

Platnost zadání: LS 2014/2015



prof. Ing. Pavěl Pechač, Ph.D.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Řipka, CSc.
děkan

V Praze dne 18. 11. 2014

ČESTNÉ PROHLÁŠENÍ

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

Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé bakalářské práce nebo její části se souhlasem katedry.

V Praze dne

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych touto formou poděkoval vedoucímu práce Doc. Ing. Milanu Polívkovi, Ph.D. za cenné rady, vstřícnost a věnovaný čas. Dále patří mé poděkování Ing. Milanu Švandovi, Ph.D. za pomoc při měření v anténní komoře. V neposlední řadě chci poděkovat své rodině za podporu, bez které bych dnes nebyl tam, kde jsem.

ANOTACE

Technologie RFID je dnes dobře známá. Její další rozšiřování je omezeno výrobními náklady tagů. Současným trendem je bezčipová RFID, jejímž cílem je zlevnění tagů na úroveň čárových kódů.

Cílem této práce je analýza několika uniplanárních odražečů vycházejících z půlvlnného dipólu, které by potenciálně mohly mít využití v bezčipové RFID. Pomocí simulací byla určena jejich efektivní odrazná plocha (*RCS*), která ovlivňuje čtecí vzdálenost tagu. Šířka pásma rezonance odražeče a jeho plocha jsou pak parametry, které jsou určující pro jeho bitovou kapacitu. Tři nejvhodnější odražeče byly použity pro sestavení 20-ti bitových tagů, ve dvou uspořádáních. Průběhy *RCS* těchto tagů byly určeny pomocí simulace a monostatickým měřením v bezodrazové komoře.

KLÍČOVÁ SLOVA

Radiofrekvenční identifikace, bezčipová radiofrekvenční identifikace, efektivní odrazná plocha, dipólová anténa, odražeč

ABSTRACT

RFID technology is well known but RFID tags are too expensive to substitute optic bar codes. A reasonable solution to cheapen tags is chipless RFID technology.

The aim of this study is to analyse several types of uniplanar scatterers which are based on a half wavelength dipole. These scatterers potentially could be useful for chipless RFID. Their radar cross section was determined via simulations (*RCS* affects reading range of a tag). Bandwidth of the scatterer resonance and its area affect bit capacity of the tag. The three most suitable scatterers were used to arrange a 20-bits tags in two variants. Their *RCS* characteristics were determined via both simulations and monostatic measuring in anechoic chamber.

KEY WORDS

Radio-frequency identification, chipless radio-frequency identification, radar cross-section, dipole antenna, scatterer

SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK

BW	šířka pásma (bandwidth)
CPW	koplanární vedení (coplanar waveguide)
IE3D	návrhový systém, simulátor elektromagnetického pole
IZD	induktivně zatížený dipól
KZD	kapacitně zatížený dipól
MOM	Momentová metoda (method of moments)
PPM	pulzně-poziční modulace (pulse-position modulation)
RCS	efektivní odrazná plocha (radar cross-section)
RFID	radiofrekvenční identifikace (radio-frequency identification)
SAW	povrchová akustická vlna (surface acoustic wave)
TFTC	tenkovrstvý tranzistorový obvod (thin film transistor circuit)
UWB	ultra-širokopásmový (ultra-wideband)

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ

a	délka strany čtvercového referenčního plechu
α	polarizovatelnost
α_n	neznámý koeficient
BW_{10b}	šířka pásma potřebná pro přenos 10 bitů
C	hypotetická bitová kapacita
d_{max}	maximální čtecí vzdálenost
\mathbf{E}	vektor elektrického pole
\mathbf{E}_i	vektor elektrického pole dopadající vlny
\mathbf{E}_s	vektor elektrického pole odražené vlny
f	hledaná funkce
f_n	bázová funkce
g	zdrojová funkce
G	zisk antény
ka	součin vlnového čísla a poloměru kružnice opsané odražeči
l	délka ramena ohnutého dipólu
$L(f)$	lineární operátor aplikovaný na funkci f
λ	vlnová délka
m	šířka mezery mezi rameny ohnutého dipólu
N	počet bázových funkcí
Q	činitel jakosti
\mathbf{P}	vektor dipólového momentu
P_{min}	minimální přijatý výkon
P_v	výkon vysílaný čtečkou
r	vzdálenost mezi ozařovaným objektem a bodem pozorování
RCS_{max}	efektivní odrazná plocha v rezonanci
s	šířka vodiče ohnutého dipólu
S_{11}	vstupní činitel odrazu
$ S_{11} $	modul vstupního činitele odrazu
σ_{ef}	efektivní odrazná plocha
w	testovací funkce
x, y, z	osy souřadného systému
Ω	oblast (objem, plocha nebo křivka), na které je funkce f definována

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Přehled metod bezčipové RFID.....	13
Obr. 1.2: Princip funkce SAW tagu.....	14
Obr. 1.3: Příklad řetězce C-článků.....	15
Obr. 1.4: Ukázka kódování binární informace do spektra.....	16
Obr. 1.5: Ohnutý dipól.....	18
Obr. 1.6: Tag s Peanovou křivkou a jeho frekvenční charakteristika.....	19
Obr. 1.7: Příklad uspořádání spirálových rezonátorů a jejich detekce.....	20
Obr. 1.8: Tag se spirálovými rezonátory.....	21
Obr. 1.9: Rezonátory navázané na koplanární vedení.....	21
Obr. 2.1: Polarizace atomu.....	24
Obr. 3.1: Dipól, struktura.....	25
Obr. 3.2: Dipól, proudové rozložení v rezonanci.....	25
Obr. 3.3: Kruhový prstenec, struktura.....	26
Obr. 3.4: Kruhový prstenec, proudové rozložení v rezonanci.....	26
Obr. 3.5: Čtvercový prstenec, struktura.....	27
Obr. 3.6: Čtvercový prstenec, proudové rozložení v rezonanci.....	27
Obr. 3.7: Meandrový dipól, struktura.....	28
Obr. 3.8: Meandrový dipól, proudové rozložení v rezonanci.....	28
Obr. 3.9: Ohnutý dipól (var. 1), struktura.....	28
Obr. 3.10: Ohnutý dipól (var. 1), proudové rozložení v rezonanci.....	29
Obr. 3.11: Ohnutý dipól (var. 2), struktura.....	29
Obr. 3.12: Ohnutý dipól (var. 2), proudové rozložení v rezonanci.....	29
Obr. 3.13: Ohnutý dipól (var. 3), struktura.....	30
Obr. 3.14: Ohnutý dipól (var. 3), proudové rozložení v rezonanci.....	30
Obr. 3.15: Ohnutý dipól (var. 4), struktura.....	30
Obr. 3.16: Ohnutý dipól (var. 4), proudové rozložení v rezonanci.....	30
Obr. 3.17: KZD (var. 1), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo) ..	31
Obr. 3.18: KZD (var. 2), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo) ..	32
Obr. 3.19: KZD (var. 3), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo) ..	33
Obr. 3.20: IZD (var. 1), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo)....	34
Obr. 3.21: IZD (var. 2), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo)....	35
Obr. 3.22: IZD (var. 3), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo)....	36
Obr. 3.23: Srovnání odražečů, $RCS(BW_{10b})$	38
Obr. 3.24: Srovnání odražečů, $RCS(C)$	38
Obr. 3.25: Srovnání odražečů, $RCS(ka)$	39
Obr. 4.1: Pětice IZD (var. 2), krok zkracování 0,5 mm.....	40
Obr. 4.2: Pětice KZD (var. 2), krok zkracování 0,34 mm.....	41
Obr. 4.3: Pětice KZD (var. 2), krok zkracování 0,5 mm.....	41
Obr. 4.4: Pětice KZD (var. 3), krok zkracování 0,25 mm.....	42
Obr. 4.5: Pětice KZD (var. 3), krok zkracování 0,5 mm.....	42
Obr. 5.1: KZD (var. 2), zkracování 0,34 mm.....	44
Obr. 5.2: KZD (var. 2), zkracování 0,34 mm, bez 6. a 15. odražeče.....	44

Obr. 5.3: KZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,34 mm.....	45
Obr. 5.4: KZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,34 mm, bez 6. a 15. odražeče	45
Obr. 5.5: KZD (var. 2), zkracování 0,5 mm	46
Obr. 5.6: KZD (var. 2), zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče.....	46
Obr. 5.7: KZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm.....	47
Obr. 5.8: KZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče	47
Obr. 5.9: KZD (var. 3), zkracování 0,25 mm	48
Obr. 5.10: KZD (var. 3), zkracování 0,25 mm, bez 6. a 15. odražeče.....	48
Obr. 5.11: KZD (var. 3), přeuspořádáno, zkracování 0,25 mm.....	49
Obr. 5.12: KZD (var. 3), přeuspořádáno, zkracování 0,25 mm, bez 6. a 15. odražeče ..	49
Obr. 5.13: KZD (var. 3), zkracování 0,5 mm	50
Obr. 5.14: KZD (var. 3), zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče.....	50
Obr. 5.15: KZD (var. 3), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm.....	51
Obr. 5.16: KZD (var. 3), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče	51
Obr. 5.17: IZD (var. 2), zkracování 0,5 mm.....	52
Obr. 5.18: IZD (var. 2), zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče	52
Obr. 5.19: IZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm	53
Obr. 5.20: IZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče.....	53
Obr. 5.21: Ohnutý dipól (var. 1), zkracování 0,5 mm	54
Obr. 5.22: Ohnutý dipól (var. 1), zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče.....	54
Obr. 5.23: Ohnutý dipól (var. 1), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm.....	55
Obr. 5.24: Ohnutý dipól (var. 1), přeuspoř., zkrac. 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče.....	55

SEZNAM TABULEK

Tabulka 3.1: Shrnutí výsledků analýzy odražečů	37
--	----

OBSAH

Úvod.....	12
1. Tagy pro bezčipovou rádiovou identifikaci.....	13
1.1 Detekce v časové oblasti	13
1.2 Detekce ve frekvenční oblasti	15
2. Metody a veličiny	22
2.1 Metoda momentů	22
2.2 Efektivní odrazná plocha (<i>RCS</i>).....	23
2.3 Polarizovatelnost a dipólový moment	24
3. Analýza samostatně stojících odražečů	25
3.1 Půlvlnný dipól	25
3.2 Kruhový přerušovaný prstenec	25
3.3 ČTVERCOVÝ PŘERUŠENÝ PRSTENEC	26
3.4 MEANDROVÝ DIPÓL.....	27
3.5 OHNUTÝ DIPÓL (VARIANTA 1)	28
3.6 OHNUTÝ DIPÓL (VARIANTA 2)	29
3.7 OHNUTÝ DIPÓL (VARIANTA 3)	29
3.8 OHNUTÝ DIPÓL (VARIANTA 4)	30
3.9 KAPACITNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 1)	31
3.10 KAPACITNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 2)	32
3.11 KAPACITNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 3)	33
3.12 INDUKTIVNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 1).....	34
3.13 INDUKTIVNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 2).....	35
3.14 INDUKTIVNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 3).....	36
3.15 DISKUZE VÝSLEDKŮ ANALÝZY	37
4. Vliv vzdálenosti mezi odražeči na <i>RCS</i>	40
5. Měření <i>RCS</i> 20-ti bitových tagů	43
Závěr	56
Literatura a informační zdroje	58

ÚVOD

Technologie RFID (Radio frequency identification - radiofrekvenční identifikace) může obecně sloužit k identifikaci libovolných objektů, která je realizována prostřednictvím bezdrátového přenosu binární informace (unikátního identifikačního čísla) mezi identifikačním štítkem (RFID tagem) a příslušnou čtečkou. Identifikační informaci lze využít zejména v logistice, ke zrychlení skladovacích procedur. V továrnách může RFID poskytovat informace o přesném stavu výrobního procesu v reálném čase. Tato data lze využívat k řízení a zefektivňování výroby. Technologie RFID se dále uplatňuje v knihovnách, při masových sportovních akcích, při inventarizaci majetku, či ve zdravotnictví k jednoznačné identifikaci pacientů a léků.

Ohromný potenciál růstu technologie RFID je v segmentu běžného spotřebního zboží, kde jsou dosud k identifikaci používány čárové kódy. Výhodou přechodu na RFID by byla plná automatizace procesu markování a to díky vyšší čtecí vzdálenosti a schopnosti číst více tagů najednou. Klasické RFID tagy jsou však ve srovnání s čárovým kódem cca stokrát dražší [1], což expanzi RFID zatím brání. Perspektivním přístupem k řešení tohoto problému je bezčipová RFID, kde je identifikační informace zakódována přímo do struktury tagu. Odpadají tedy náklady na výrobu a kontaktáž čipu. Tyto struktury jsou často tvořeny planárními vodivými odražeči (rezonátory). V současnosti je výzkum zaměřen především na zvýšení bitové kapacity takovýchto tagů při zachování přijatelné čtecí vzdálenosti. Jednoduché bezčipové RFID tagy lze rovněž využívat jako senzory.

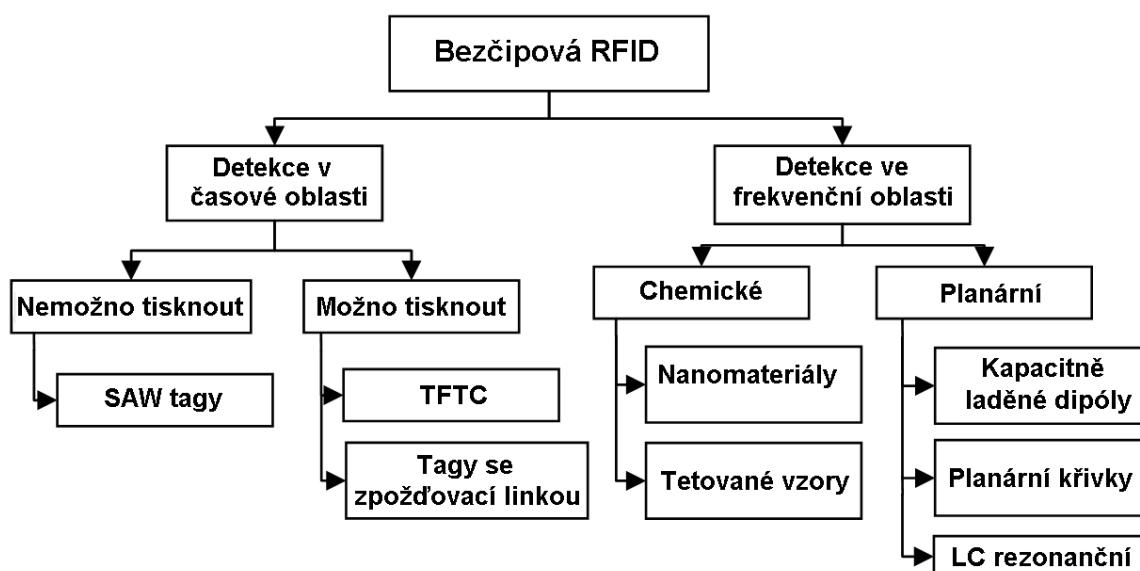
Tato práce se zabývá analýzou několika rezonátorů vycházejících z geometrie půlvlnného dipólu umístěných na substrátu. Předmětem analýzy bylo určení proudového rozložení na povrchu odražečů (v rezonanci) a výpočet jejich efektivní odrazné plochy (*RCS*). Na základě frekvenční charakteristiky *RCS* byla vypočítána šířka pásma *BW* jednotlivých odražečů. Analýza byla provedena pomocí profesionálního simulátoru pole IE3D, který je založen na řešení Maxwellových rovnic v integrálním tvaru metodou momentů (MOM). Šířka pásma rezonance odražeče je určující pro bitovou kapacitu hypotetického bezčipového RFID tagu. Jeho čtecí vzdálenost je pak dána úrovní *RCS*. Cílem práce je zjistit, zda by některé z analyzovaných odražečů mohly z hlediska bezčipové RFID přinést lepší parametry než stávající struktury.

Z odražečů, které vykazovaly nejlepší parametry, byly sestaveny pokusné 20-ti bitové tagy v dvou odlišných uspořádáních. Průběhy jejich *RCS* byly nasimulovány a ověřeny monostatickým měřením v bezodrazové komoře.

1. TAGY PRO BEZČIPOVOU RÁDIOVOU IDENTIFIKACI

Následující přehled technologií bezčipové RFID vychází z článku S. Preradovice a N. C. Karmakary [2]. Aktualizované verze tohoto přehledu je také možné najít v publikacích [1] a [3], ve kterých však tyto autoři primárně publikovali vlastní návrh bezčipového RFID tagu. Přehled jednotlivých technologií je doplněn o praktické příklady realizace z dalších zdrojů.

O popularitě konceptu bezčipové radiové identifikace svědčí velké množství přístupů, které se ho snaží více či méně úspěšně realizovat. Jednotlivé technologie lze pro přehlednost dělit podle různých kritérií. Například podle toho, zda jsou tagy detekovány v časové nebo ve frekvenční oblasti. Podrobná klasifikace tagů je na obrázku 1.1 [1].

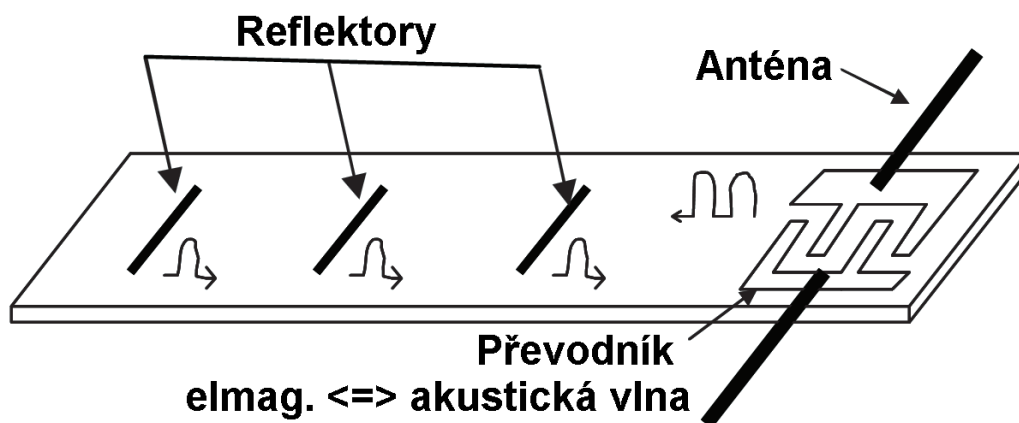


Obr. 1.1: Přehled metod bezčipové RFID

1.1 DETEKCE V ČASOVÉ OBLASTI

Princip detekce bezčipového tagu v časové oblasti je analogický funkci aktivního radaru. Čtečka nejprve vyšle krátký dotazovací pulz a poté čeká na odezvu tagu. Prvním zástupcem tohoto typu detekce je SAW tag (surface acoustic wave - štítek s povrchovou akustickou vlnou) [3]. Tento tag je tvořen anténou a destičkou z piezoelektrického materiálu, na které se nachází interdigitální převodník a soustava reflektorů (viz obrázek 1.2 [2]). Pulz elektromagnetické vlny vyslaný čtečkou je přijat anténou a převeden na akustickou vlnu, která se dále šíří tagem. Postupně dochází k odrazům od různě uspořádaných reflektorů zpět k převodníku a anténě. Čtečka tak přijme přesně definovanou posloupnost pulzů odezvy, která je jednoznačně daná uspořádáním

reflektorů konkrétního tagu. SAW tagy jsou v současnosti komerčně vyráběny firmou RFSAW Inc [1]. Jejich výhodami jsou velká čtecí vzdálenost (cca 10 m), malé rozměry, vysoká bitová kapacita (až 256 bitů) a velký rozsah pracovních teplot [4]. Nevýhodou je cena tagů, která je sice nižší než u klasických tagů s křemíkovým čipem, ale rovněž není srovnatelná s cenou čárových kódů. Princip technologie také znemožňuje levnou výrobu tiskem.



Obr. 1.2: Princip funkce SAW tagu

Dále lze do kategorie detekce v čase oblasti zahrnout technologii TFTC (thin film transistor circuit - tenkovrstvý tranzistorový obvod). Tato technologie je v současnosti předmětem intenzivního výzkumu a představuje zcela odlišný přístup k výrobě elektroniky. Cílem je nahradit klasické výrobní procesy křemíkových obvodů (litografie, difuze příměsí ve vakuu, atd.) tiskem, který je nesrovnatelně rychlejší, levnější a šetrnější k životnímu prostředí. Funkci polovodiče zde plní vhodné organické sloučeniny vykazující potřebné vlastnosti (např. polytiofén), elektrody jsou tvořeny stříbrnými nanočásticemi [5]. Z těchto materiálů je třeba připravit inkoust. Povrchem vhodným pro tisk může být například ohebná plastová folie. Technologie TFTC by měla najít uplatnění zejména při výrobě ohebných displejů. Potenciálně velmi nízké výrobní náklady jsou však klíčovou vlastností i z pohledu RFID. Výhodou TFTC oproti jiným přístupům k bezčipové RFID je možnost zápisu dalších dat na tag. V současnosti se výzkum zaměřuje na zlevnění procesu tisku (vývoj levných inkoustů) a zvýšení pohyblivosti nosičů náboje, což by umožnilo zvýšení pracovní frekvence tagů. Podle prognózy firmy IDTechEx, zabývající se poradenstvím v oboru nových technologií, je technologie TFTC pro bezčipovou RFID nejperspektivnější [4].

Poslední kategorií tagů pro detekci v časové oblasti jsou tagy se zpožďovací linkou. Princip funkce těchto tagů je stejný jako u SAW tagů. Odezva na čtecí pulz však nevzniká odrazem od reflektorů na piezoelektrickém materiálu, ale odrazem na diskontinuitách mikropáskového vedení. Výhodou oproti SAW tagům je levná výroba

tiskem. Zásadním nedostatkem je však příliš nízká bitová kapacita (jednotky bitů) [3]. Z podstaty technologie přitom není možné v budoucnosti předpokládat její výrazné navýšení při zachování malých rozměrů. Tagy tohoto typu lze využít jako senzory (např. určování permitivity [6]).

Odlišné způsob využití zpožďovací linky v bezčipové RFID představuje práce S. Gupty, B. Nikfala a C. Caloze [7]. Jejich planární tag je tvořen řetězcem různě dlouhých navzájem spojených úseků vázaného vedení, označovaných jako C-články (viz obrázek 1.3). Tato struktura vykazuje disperzi (míra zpoždění závisí na frekvenci signálu). Přenos identifikační informace je zajištěn pulzně-poziční modulací (PPM). Čtečka vyše k tagu sérii velmi krátkých pulzů (několik ns) o různé frekvenci, z nichž každý reprezentuje jeden bit. Po průchodu tagem (nedochází k odrazu, tag je opatřen dvěma anténami) jsou některé pulzy znatelně zpožděny a jiné téměř vůbec a to v závislosti na konkrétní podobě tagu. Logické úrovně jsou tedy jednotlivým pulzům přiřazovány podle klíče zpožděn/nezpožděn. Maximální počet kódovatelných bitů je mimo jiné omezen požadavkem na maximální dobu celé identifikace.



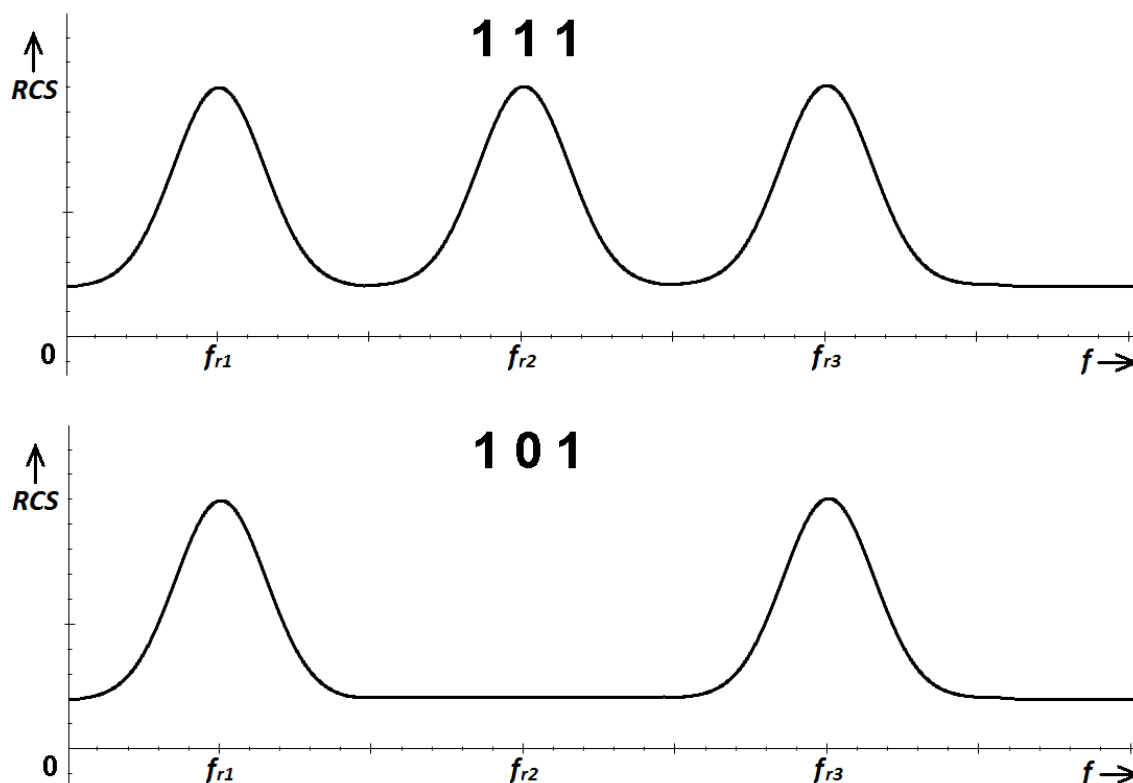
Obr. 1.3: Příklad řetězce C-článků

1.2 DETEKCE VE FREKVENČNÍ OBLASTI

Identifikační informace tagů, jejichž detekce je realizovaná ve frekvenční oblasti, je zakódována do spektra jejich odezvy na čtecí signál. V anglicko-jazyčné literatuře se pro tyto tagy používá označení „Spectral signature-based tags“ [1] (tagy založené na modifikaci spektra).

Z hlediska odrazu elektromagnetické vlny lze obecně každému objektu přiřadit jeho efektivní odraznou plochu RCS, která kvantifikuje jeho „odrazivost“ (podrobněji popsáno v podkapitole 2.2). Tagy jsou tvořeny strukturami vykazujícími rezonanci, což se na určitých frekvencích projevuje právě rezonančními maximy RCS. Binární identifikační informace je kódována přítomností či nepřítomností těchto špiček. Pro tři bity to schematicky znázorňuje obrázek 1.4. Na horním grafu vidíme zakódování

posloupnosti 111 (nebo 000 při použití obrácené logiky), na dolním pak posloupnost 101 (nebo 010).



Obr. 1.4: Ukázka kódování binární informace do spektra

Všechny metody detekce ve frekvenční oblasti je možno realizovat tiskem. I tuto kategorii lze rozdělit do dvou hlavních podskupin (viz obrázek 1.1). První z nich jsou tagy, jejichž rezonanční poklesy jsou způsobeny jejich chemickým složením.

Do této podkategorie lze zařadit produkty izraelské startupové firmy CrossID, která v roce 2004 představila techniku pro ověřování pravosti bankovek a dokumentů [8]. Byla vyvinuta vlákna, která lze vkládat při výrobě do papíru, a inkoust pro potisk. Vlákna i složky inkoustu jsou tvořeny materiály s různými magnetickými vlastnostmi, které se projevují rezonancemi na různých frekvencích. Velikost těchto částic se pohybuje na hranici nanometrických rozměrů. Bylo vyvinuto 70 různých látek pro inkousty, což umožňuje zakódování až 70 bitů informace. Je tedy možné zakódovat $2^{70} \approx 10^{21}$ různých objektů [8]. Výroba inkoustů měla být levná, bylo tedy v plánu metodu použít vedle ochrany před paděláním i pro náhradu čárových kódů. V současnosti (prosinec 2014) však firma CrossID patrně nevykazuje žádnou činnost (internetové doména uvedená v článku [8] je uvolněná k prodeji).

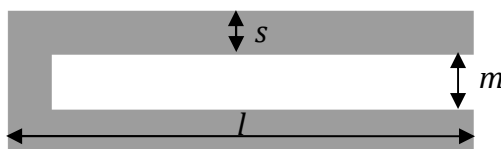
Druhou metodou této podkategorie je technologie tetování vzorů, jejímž vývojem se zabývá firma Somark [3]. Použitý inkoust může být okem neviditelný. Tato metoda je primárně určena pro identifikaci zvířat. Mohla by se například uplatnit při

zdokonalení evidence dobytka. V současnosti však firma tuto technologii ještě komerčně nenabízí.

Poslední podskupinou představenou v této kapitole jsou tagy tvořené planárními obvody [3]. Tvar frekvenčního spektra odráženého těmito tagy je dán jejich prostorovým uspořádáním, což poskytuje velký prostor pro rozmanitost těchto přístupů k bezčipové RFID. Výhodou těchto tagů je možnost potenciálně velmi levné výroby tiskem. Jejich nevýhodami často bývají velké rozměry při relativně malé bitové kapacitě, vysoké požadavky na šířku pásma a relativně malá čtecí vzdálenost. Cílem výzkumu v této oblasti je nacházet takové planární struktury, které by alespoň některé tyto nevýhody minimalizovaly.

Nezákladnějším prvkem, který může tvořit takovýto tag je půlvlnný dipól [2]. Tyto dipóly jsou umístěny rovnoběžně vedle sebe. Každý z nich má jinou délku a tedy i jinou rezonanční frekvenci. Jednotlivé bity identifikační informace jsou tedy kódovány přítomností či nepřítomností příslušného dipólu. Nevýhodou tohoto řešení je relativně velká velikost výsledného tagu. Obzvláště pokud má detekce probíhat na frekvencích nižších než cca 3 GHz. Problémem je rovněž velká šířka pásma rezonance dipólů. Dosažitelná bitová kapacita tagu tvořeného dipóly je tedy značně omezena nejen jeho maximální přípustnou velikostí ale také spektrálně. Detekci samotnou pak zpravidla komplikují vzájemné vazby mezi dipóly, které mohou způsobit posun rezonanční frekvence.

Výrazně lepších výsledků dosahují jiné planární struktury, které však nezřídka z půlvlnného dipólu vycházejí. Příkladem takovéto struktury je plně tisknutelný planární tag, který je tvořen řadou dvaceti ohnutých dipólů umístěných rovnoběžně vedle sebe [9]. Na obrázku 1.5 lze vidět, že je takovýto dipól tvořen dvěma rovnoběžnými (na jednom konci spojenými) rameny délky l oddělenými mezerou šířky m . Šířka vodiče ramen i jejich spojení je totožná (s). Resonanční frekvence dipólu je dána délkou ramen a jí odpovídající vlnová délka je přibližně rovna čtyřnásobku délky ramen. Činitel jakosti je roven poměru l/m . Zvětšování mezery m má tedy za následek nárůst BW příslušné rezonance (viz grafy publikované v [10]). Kódování identifikační informace ve frekvenční oblasti může být realizováno buď prostřednictvím změny velikosti radarového průřezu, či prostřednictvím změny skupinového zpoždění (první derivace fáze podle frekvence). Přitom platí, že každý ohnutý dipól svou rezonancí odpovídá jednomu bitu (viz obrázek 1.4). Pokud má být na dané frekvenci logická nula, tak jsou pásy nahrazeny vodivým obdélníkem stejných vnějších rozměrů, což posune rezonanční frekvenci výrazně výše (mimo detekční pásmo).



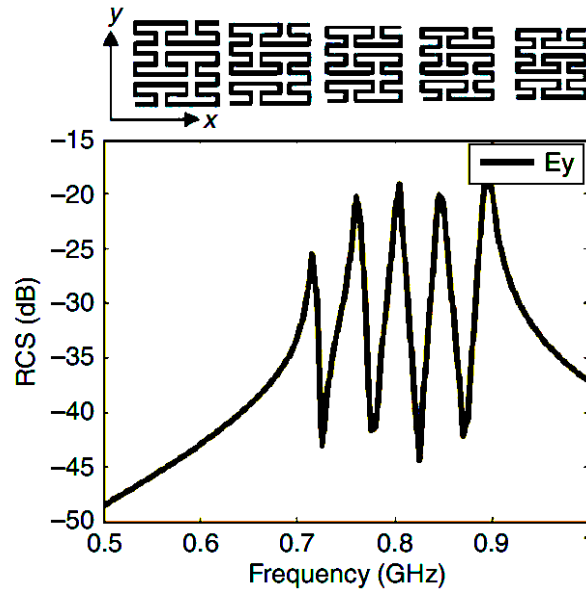
Obr. 1.5: Ohnutý dipól

Výhoda těchto tagů spočívá ve schopnosti zakódovat poměrně velký počet bitů na relativně malé ploše (20 bitů na destičce 7 x 2,5 cm [9]). Frekvenční posuny rezonancí způsobené dalšími předměty v bezprostřední blízkosti tagu je vhodné kompenzovat. Konkrétní metoda je také uvedena v [9]. Tagy založené na tomto návrhu by v budoucnu teoreticky mohly nahradit dnešní čárové kódy. Jejich uniplanární uspořádání umožňuje levnou, masovou výrobu tiskem. Informační kapacitu tagu by bylo vhodné zvýšit na 43 bitů (standard čárových kódů EAN13). Nedostatkem tohoto tagu je kolísání amplitudy jednotlivých rezonancí až o 5 dBsm [9]. Rovněž by bylo žádoucí další zmenšení tagu při zachování bitové kapacity, popřípadě zvýšení RCS (umožňuje zvýšení čtecí vzdálenosti).

Zvýšení bitové kapacity na plochu tagu takového uspořádání je možné provést induktivním nebo kapacitním zkrácením jednotlivých ohnutých dipólů, jak bylo publikováno v článku [11]. Prostřednictvím kapacitního zkrácení bylo dosaženo redukce o 31 % (z velikosti původního ohnutého dipólu). Indukční zkrácení dosáhlo redukce o 21 %. Elektrické zmenšení je však vykoupeno nižší RCS, což je patrné zejména při kapacitním zkrácení, kdy se ohnutý dipól vlivem zkratu interdigitálním kapacitorem začne chovat spíše jako závit nakrátko. Kolísání amplitud rezonancí, které je způsobeno vzájemnými vazbami mezi ohnutými dipóly je možné účinně omezit mírným zešíkvením ramen dovnitř [12]. Také dojde k mírnému zúžení rezonance (snižuje nárok na spektrum přenosu informace). Cenou za tyto výhody je mírné snížení RCS (menší čtecí vzdálenost). Nadějnou metodou výrazného navýšení RCS (až o téměř 20 dBsm) je využití komplementárních struktur [13] (rezonátory tvořené vodičem jsou nahrazeny štěrbinami totožného tvaru ve vodivé poše). Mnohem silněji se zde projevují vzájemné vazby mezi rezonátory, protože proudy buzené jednotlivými rezonátory často tečou totožným vodičem. Také je zde více možností uzavření proudových smyček. Problém lze omezit vhodnou změnou pořadí rezonátorů [13]. Stejně řazení bylo použito i v této práci. Nevýhodou komplementárního uspořádání je relativně malý rozdíl mezi maximem a minimem rezonance RCS (v průměru pouze cca 1 dBsm). Je třeba další výzkum v této oblasti.

Jiným prvkem použitelným při návrhu tagu tohoto typu jsou různé fraktální struktury, například Hilbertova nebo Peanova křivka [2]. Výhodou takovýchto tagů je, že rezonují na frekvencích, které odpovídají vlnovým délkám výrazně větším, než jsou

jejich rozměry. Tagy jsou tedy relativně malé i pro detekci na kmitočtech pásma UHF (300 MHz až 3 GHz). Nevýhodou této metody složitost úprav návrhu tagu pro různé kombinace bitů. Na obrázku 1.6 [2] lze vidět příklad pěti bitového tagu s Peanovou křivkou druhého řádu.

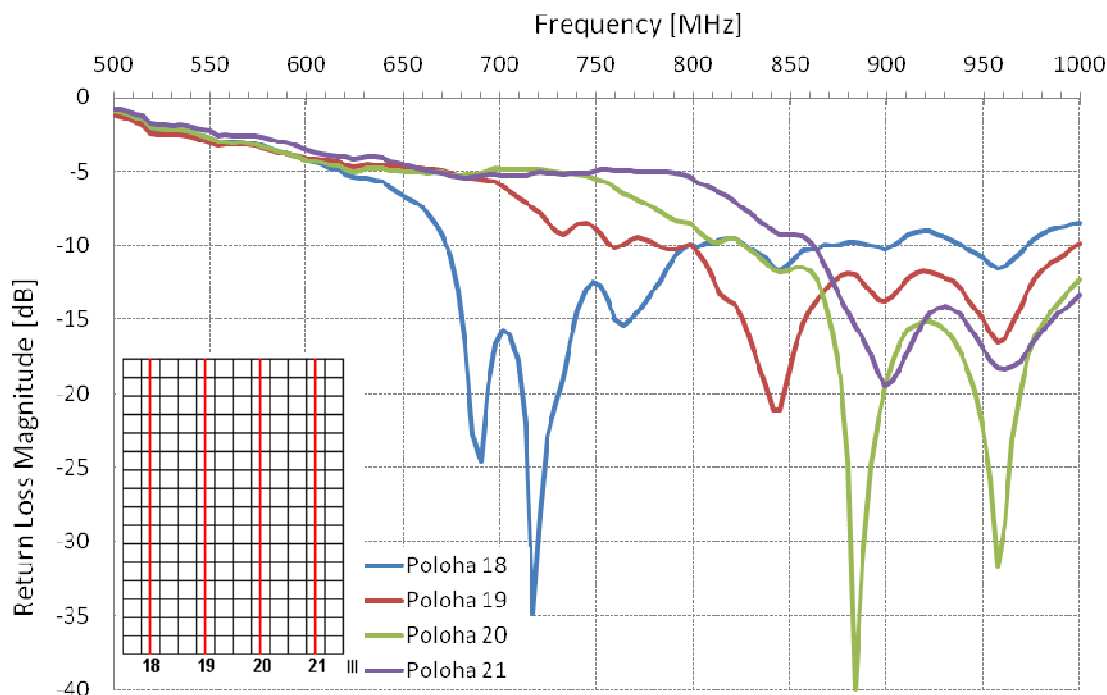


Obr. 1.6: Tag s Peanovou křivkou a jeho frekvenční charakteristika

Poslední podskupinou planárních tagů detekovaných ve frekvenční oblasti jsou tagy tvořené LC rezonátory, mezi které lze zařadit například šterbinový rezonátor. Lze sem však zařadit i planární spirálovou cívku. Vedle vlastní indukčnosti totiž tyto cívky vykazují i parazitní mezizávitovou kapacitu, což jim propůjčuje charakter rezonátoru. Jedna spirálka kóduje svou přítomností nebo absencí na tagu jeden bit informace. Výhodou takovýchto spirálových rezonátorů jsou výrazně menší rozměry ve srovnání s vlnovou délkou, která odpovídá jejich rezonanční frekvenci. Nevýhodou je jejich omezený detekční dosah. Odezva na vlnu vyslanou čtecí anténou bývá natolik slabá, že je nutné, aby byl jeden bit na tagu reprezentován více rezonátory stejné velikosti. Takovéto řešení však značně zvětšuje rozměry tagu. Dalším problémem jsou pak vzájemné vazby mezi velkým množstvím blízko u sebe ležících rezonátorů, které mají často za následek změny poloh jednotlivých rezonancí, jak ve frekvenci, tak v amplitudě *RCS*. Některé rezonance mohou zcela zaniknout. Čtení informace takovýchto tagů je pak obtížně proveditelné.

Hledání vhodného uspořádání spirálových rezonátorů, které by umožňovalo využití v RFID, pak bývá často velmi složité, což dokládá následující příklad [14]. Na obrázku 1.7 lze vidět uspořádání čtvercových (délka strany 7 mm) spirálových rezonátorů, které je tvořeno dvanácti sloupci a šestnácti řadami (znázorněno vlevo dole, čtverečky představují jednotlivé rezonátory). Trojice sloupců vedle sebe jsou tvořeny stejným typem spirálového rezonátoru. Struktura se tedy skládá pouze ze čtyř typů

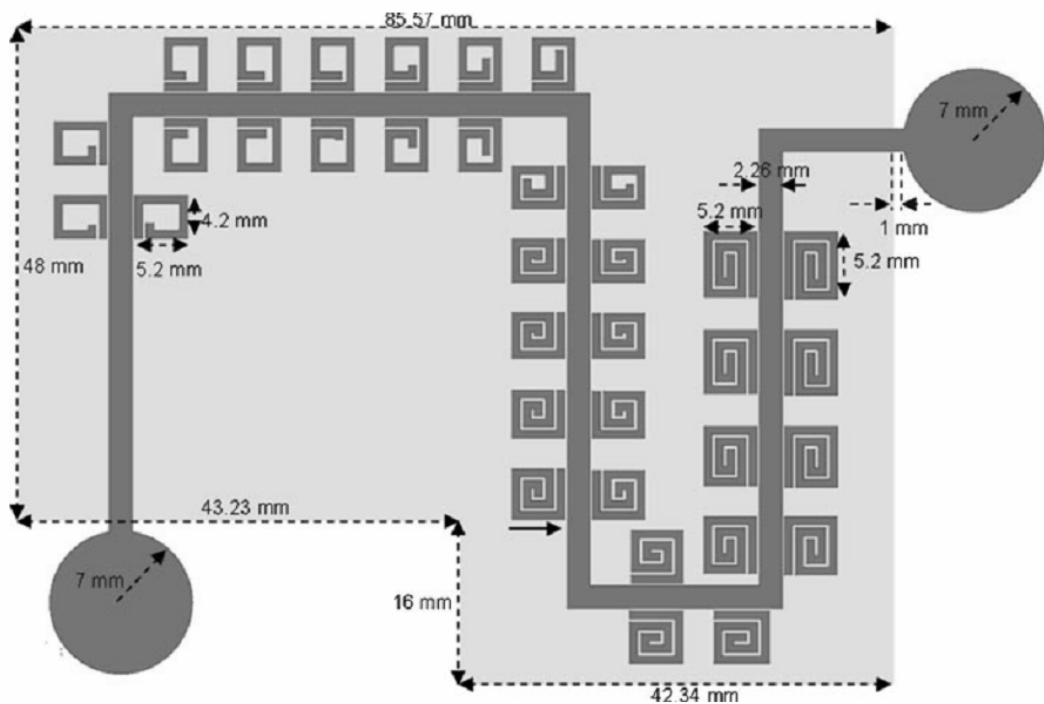
rezonátorů (šlo by o čtyřbitový tag), celkem je tu však 192 rezonátorů. Detekce byla provedena symetrizovaným dipólem (monostaticky), který byl příkládán do poloh vyznačených červenými čarami. Šlo tedy o měření v blízké zóně, kde se rezonance spirálek projevují poklesem modulu činitele odrazu $|S_{11}|$ (return loss) antény. Podle pravidelnosti uspořádání struktury by se mohlo zdát, že jednotlivé průběhy budou tvarově velmi blízké a pouze frekvenčně posunuté. Navzdory tomuto předpokladu jsou však tyto průběhy značně odlišné, což je způsobeno silnými parazitními vzájemnými vazbami mezi rezonátory.



Obr. 1.7: Příklad uspořádání spirálových rezonátorů a jejich detekce

Návrh rozměrných polí rezonátorů však není jediným přístupem k sestavení fungujícího bezčipového tagu. Alternativu lze vidět na obrázku 1.8 [3]. Tento tag je tvořen dvěma širokopásmovými (UWB) kruhovými monopólovými anténami a mikropásmovým vedením, na které jsou postupně navázány spirálové rezonátory s různou rezonanční frekvencí. Na přijímací anténu tagu dopadá čtecí širokopásmový signál, který dále prochází vedením. Na svých rezonančních frekvencích se příslušné spirály vůči procházejícímu signálu chovají jako pásmové zadržky. Spektrum výstupního signálu odvysílaného zpět ke čtečce druhou anténou pak tedy vykazuje poklesy. Interference mezi čtecím signálem a odezvou na něj jsou minimalizovány díky tomu, že jedna anténa má horizontální a druhá vertikální polarizaci. Kódovat informaci lze buď přítomností nebo nepřítomností jednotlivých spirál na tagu nebo stačí zkratovat spirálky, jejichž rezonance se nemají uplatnit. Nevýhodou použití klasického mikropásmového vedení je nutnost přítomnosti zemní roviny (na obrázku 1.8 je znázorněna světle šedou barvou), což znemožňuje výrobu takového tagu tiskem.

Tento problém lze vyřešit použitím koplanárního vedení (CPW). Způsob navázání rezonátorů do CPW znázorňuje obrázek 1.9. Detailní popis návrhu tagů s oběma typy vedení včetně výsledků měření je publikován v [3].



Obr. 1.8: Tag se spirálovými rezonátory



Obr. 1.9: Rezonátory navázané na koplanární vedení

2. METODY A VELIČINY

Tato kapitola definuje pojmy uvedení v zadání práce. Metoda momentů se pro analýzu odražečů ukázala jako méně vhodná ve srovnání se simulátorem pole IE3D. Polarizovatelnost jednotlivých odražečů tedy nebyla určována. V této kapitole však uvedena je.

2.1 METODA MOMENTŮ

Momentová metoda je velmi oblíbeným nástrojem numerické matematiky pro řešení lineárních diferenciálních, integrálních i integrodiferenciálních rovnic. Základním principem metody je převedení původní rovnice na soustavu lineárních algebraických rovnic, což je zde ukázáno na příkladu obecné rovnice 2.1. Veškeré vztahy uvedené v této kapitole byly převzaty z [15].

$$L(f) = g \quad (2.1)$$

Kde L je libovolný lineární operátor a g je zdrojová funkce. Cílem metody je nalézt funkci f , pro kterou platí:

$$f = L^{-1}(g) \quad (2.2)$$

Pro řešení je použit skalární součin dvou funkcí, který je definován integrálem 2.3.

$$\langle f, g \rangle = \int_{\Omega} w f g d\Omega \quad (2.3)$$

kde w je testovací funkce a Ω je oblast (objem, plocha nebo křivka), na které je funkce f hledána. Funkce f je pro potřebu výpočtu rozložena do řady bázevých funkcí f_n dle vztahu 2.4.

$$f = \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n \quad (2.4)$$

kde α_n jsou neznámé koeficienty. Takovéto vyjádření je přibližné. Přesné by bylo za podmínky $N = \infty$. Vztah 2.5 vznikne dosazením řady 2.4 do rovnice 2.1.

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n L(f_n) = g \quad (2.5)$$

Obě strany rovnice je dále nutno vynásobit postupně N testovacími funkcemi w_m (vztah 2.6).

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \langle w_m, L(f_n) \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad m = 1, \dots, N \quad (2.6)$$

Čímž vznikne soustava N algebraických lineárních rovnic, kde jsou neznámou koeficienty α_n . Maticový zápis této rovnice představuje vztah 2.7.

$$[A_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \quad (2.7)$$

kde

$$A_{mn} = \langle w_m, L(f_n) \rangle \quad (2.8)$$

$$g_m = \langle w_m, g \rangle \quad (2.9)$$

Vektor $[\alpha_n]$ je získán jednoduchou úpravou 2.10.

$$[\alpha_n] = [A_{mn}]^{-1}[g_m] \quad (2.10)$$

Přesnost řešení se zvyšuje s rostoucím N . Dalším faktorem ovlivňujícím přesnost je volba vhodných básových funkcí f_n a testovacích funkcí w_m . Základním typem těchto funkcí jsou buď funkce definované pouze na subintervalech definičního oboru funkce f (tzv. impulzní funkce - např. konstantní a trojúhelníkové funkce) nebo funkce definované v celé oblasti Ω (např. Fourierovy řady). Testovací funkcí může být také Diracův impuls. Volba f_n a w_m má také velký vliv na rychlost výpočtu.

MOM je oblíbeným nástrojem pro řešení úloh elektromagnetického pole. Lze ji použít k určení proudové rozložení stejně jako pro výpočet RCS a polarizovatelnosti. Mnoho simulačních programů tuto metodu používá, lze ji však rovněž implementovat přímo v prostředí MATLAB. Byly vydány publikace s předpřipravenými skripty, které takovéto využití MOM značně usnadňují. Kniha [16] a následně zveřejněné skripty [17] S. N. Makarova jsou dobrým příkladem těchto prací.

2.2 EFEKTIVNÍ ODRAZNÁ PLOCHA (RCS)

Efektivní odrazná plocha RCS (v matematických vzorcích označována jako σ_{ef}) je fyzikální veličina používaná zejména v radarové technice. Kvantifikuje míru odrazu elektromagnetické vlny od ozařovaného objektu a často se výrazně liší od jeho skutečné plochy. Matematicky ji lze definovat vztahem 2.11 [18].

$$\sigma_{ef} = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2} \quad (2.11)$$

Kde r je vzdálenost mezi bodem pozorování a ozařovaným objektem, E_s je vektor elektrického pole odražené vlny v bodě pozorování a E_i je vektor elektrického pole dopadající vlny v místě dopadu. Analogicky lze místo vektorů elektrického pole dosazovat vektory magnetického pole, či výkonové hustoty.

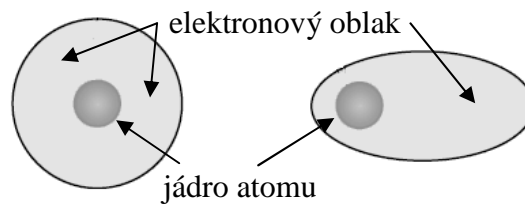
Z hlediska RFID je RCS tagů určující pro jejich maximální čtecí vzdálenost, což je patrné ze zjednodušené rovnice dosahu (vztah 2.12), která vznikne jednoduchou úpravou radarové rovnice [19].

$$d_{max}^4 = P_v \sigma_{ef} G^2 \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 P_{min}} \quad (2.12)$$

Kde d_{max} je maximální čtecí vzdálenost, P_v je výkon vysílaný čtečkou, G je zisk antény čtečky, λ je vlnová délka vlny dopadající na tag a P_{min} je minimální přijatý výkon pro úspěšnou detekci tagu (zahrnuje v sobě i případnou rezervu na únik).

2.3 POLARIZOVATELNOST A DIPÓLOVÝ MOMENT

Elektrony v izolantech se (na rozdíl od vodičů) nemohou pohybovat zcela volně, ale pouze velmi omezeně v bezprostředním okolí atomového jádra, kterému náleží. Je-li takovýto izolant vystaven působení elektrického pole, dochází k polarizaci jeho atomů. Jádro atomu, které má kladný náboj, je přitahováno ve směru vektoru elektrického pole \mathbf{E} kdežto záporně nabitě elektrony ve směru opačném. Po dosažení rovnováhy mezi vnějším elektrickým polem a přitažlivou silou atomového jádra a elektronů (příliš silné elektrické pole však může izolant ionizovat) dochází k zformování miniaturního dipólu. Lze definovat veličinu označovanou jako dipólový moment (\mathbf{P}), jehož směr je totožný s vektorem \mathbf{E} . Jeho velikost je dána vztahem 2.13 [20].



Obr. 2.1: Polarizace atomu

$$\mathbf{P} = \alpha \mathbf{E} \quad (2.13)$$

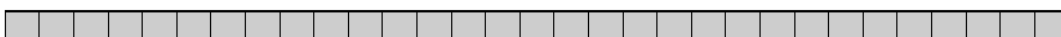
Koeficient α označuje polarizovatelnost, která je dána strukturou konkrétního atomu. Polarizovatelnost molekul je třeba definovat jako tenzor, protože míra jejich polarizace zpravidla závisí také na směru působení vektoru \mathbf{E} . Polarizovatelnost lze definovat i u odražečů.

3. ANALÝZA SAMOSTATNĚ STOJÍCÍCH ODRAŽEČŮ

Všechny planární odražeče byly postupně umístěny do roviny tvořené osami x a y a ozařovány vlnou jednotkové intenzity ze směru osy z . Orientace vektoru E byla volena podle potřeby. Všechny odražeče byly analyzovány v simulátoru pole IE3D na substrátu tloušťky 0,2 mm, nekonečné plochy o relativní permitivitě 3,38 a ztrátovém činiteli 0,002 (Rogers RO4003). Proudové rozložení je vždy znázorněno relativně (nikoliv v konkrétních jednotkách). Maximální (jednotková) proudová hustota je znázorněna tmavě červenou a minimální (nulová) je reprezentována tmavě modrou.

3.1 PŮLVLNNÝ DIPÓL

Půlvlenný dipól je nejjednodušší analyzovanou strukturou, je tvořen vodičem dlouhým 37 mm a širokým 1 mm. V rámci analýzy v IE3D byl za použití okrajových buněk rozdělen na 99 segmentů (viz obr. 3.1). Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou x (s dipólem). Ve středu dipólu je proudová hustota maximální, její minima jsou na jeho koncích (viz obr. 3.2). Dipól rezonuje na frekvenci 3,4 GHz při maximu $RCS = -22,2$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 636 MHz.



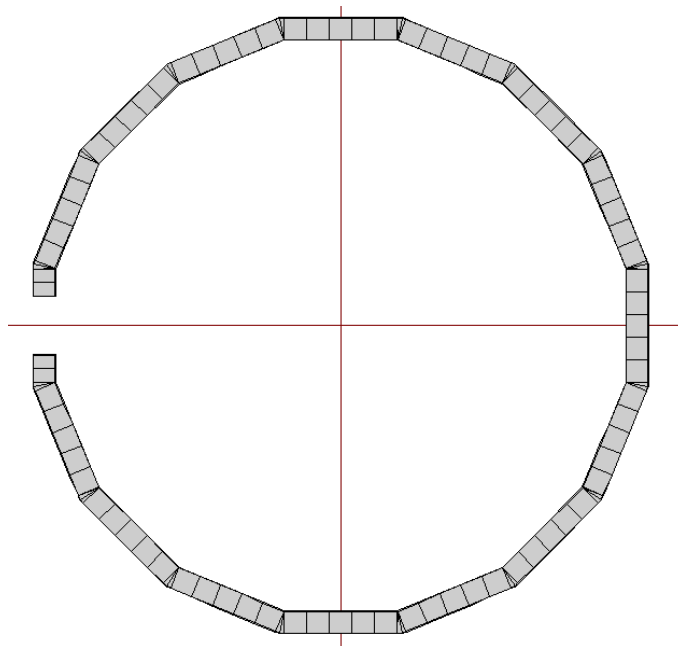
Obr. 3.1: Dipól, struktura



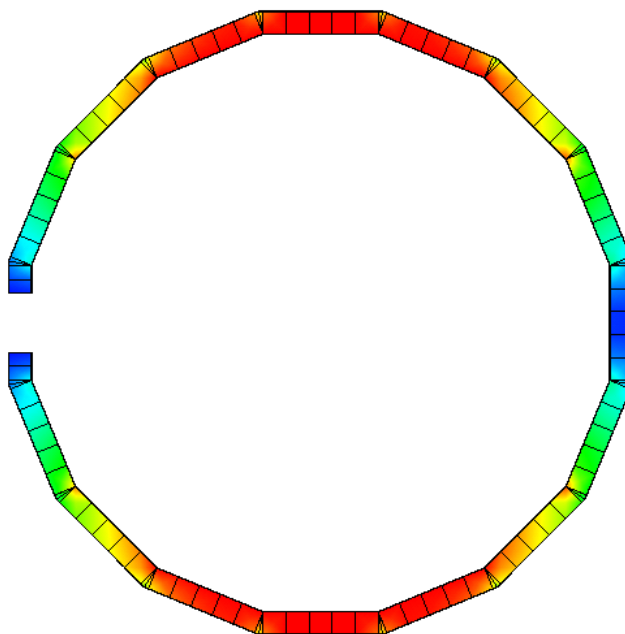
Obr. 3.2: Dipól, proudové rozložení v rezonanci

3.2 KRUHOVÝ PŘERUŠENÝ PRSTENEC

Kruhový přerušovaný prstenec má střední průměr 26 mm, přerušování je dlouhé 2,5 mm a šířka vodiče je 1 mm. Prstenec je tvořen 15 rovnými úseky dlouhými 4,9 mm (viz obr. 3.3). V rámci analýzy v IE3D byl za použití okrajových buněk rozdělen na 403 segmentů. Odražeč je celovlnným rezonátorem, proto zaujímá výrazně větší plochu než ostatní rezonátory. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou x . Na povrchu prstence jsou patrná dvě maxima a dvě minima proudové hustoty (viz obr. 3.4), což dokládá celovlnnou rezonanci. Rezonanční frekvence prstence je 3,71 GHz při $RCS = -20,1$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 867,1 MHz.



Obr. 3.3: Kruhový prstenec, struktura

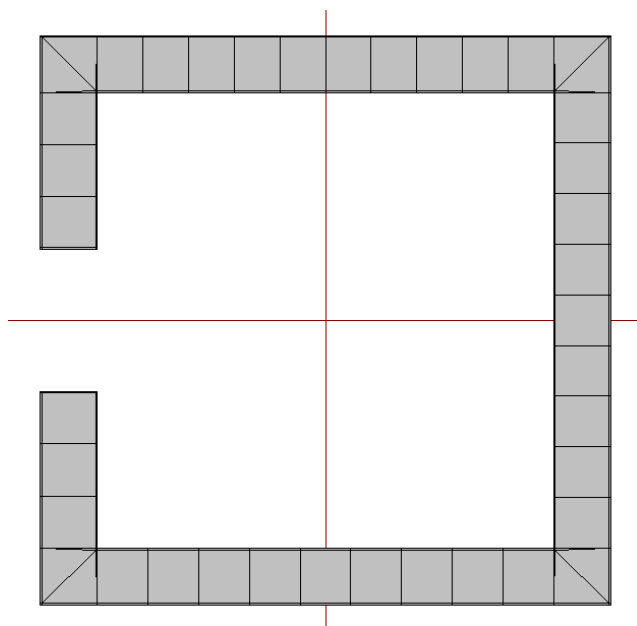


Obr. 3.4: Kruhový prstenec, proudové rozložení v rezonanci

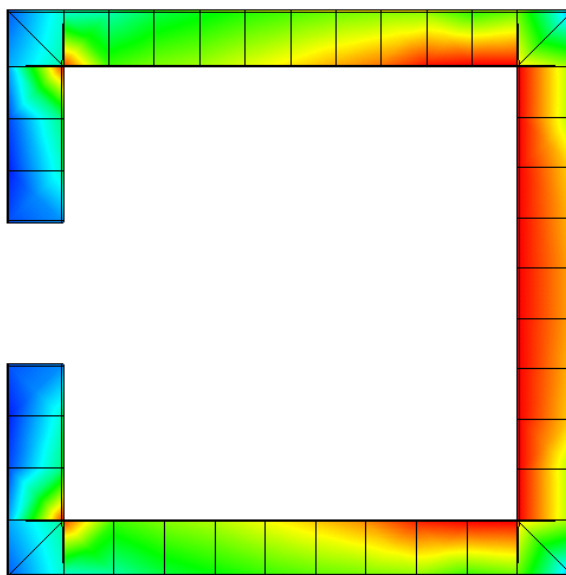
3.3 ČTVERCOVÝ PŘERUŠENÝ PRSTENEC

Čtvercový přerušovaný prstenec má strany dlouhé 10 mm, přerušení je dlouhé 2,5 mm a šířka vodiče je 1 mm (viz obr. 3.5). V rámci analýzy v IE3D byl za použití okrajových buněk rozdělen na 140 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y (s přerušovanou hranou). Maxima proudové hustoty jsou ve dvou vnitřních rozích, které jsou dále od přerušování (viz obr. 3.6). Vinou konkrétní podoby segmentace

v těchto bodech to však není zcela jasně patrné. Minima jsou na koncích přerušení prstence. Rezonanční frekvence prstence je 4,085 GHz při $RCS = -27$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 158,8 MHz.



Obr. 3.5: Čtvercový prstenec, struktura

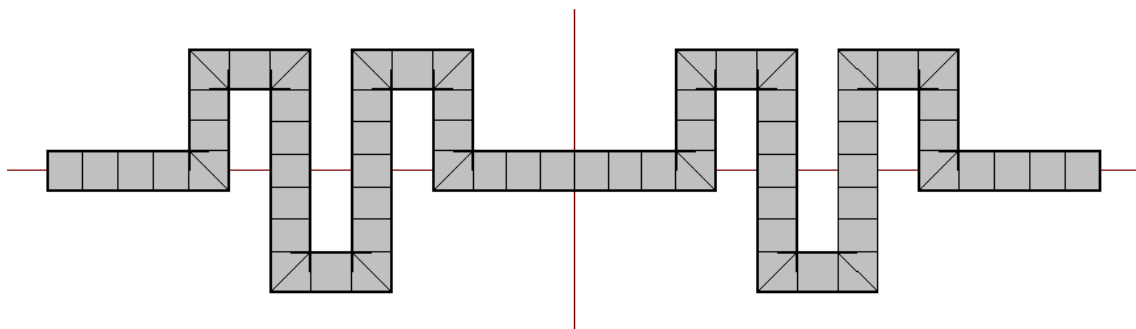


Obr. 3.6: Čtvercový prstenec, proudové rozložení v rezonanci

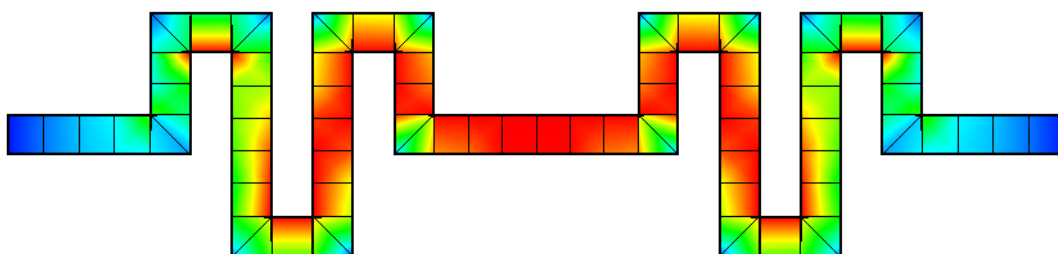
3.4 MEANDROVÝ DIPÓL

Meandrový dipól je tvořen vodičem šířky 1 mm o celkové délce 56 mm (viz obr. 3.7). Struktura dipólu byla doplněna o 6 meandrů délky 3 mm (počítáno od středu dipólu k okraji meandru). Mezery mezi rameny meandrů jsou 1 mm široké. V rámci

analýzy v IE3D byl meandrový dipól za použití okrajových buněk rozdělen na 278 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou x (s dipólem). Největší proudová hustota je ve středu dipólu a na vnitřních okrajích meandrů (viz obr. 3.8). Minima jsou na koncích dipólu. Rezonanční frekvence dipólu je 3,555 GHz při $RCS = -23$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 375,6 MHz.



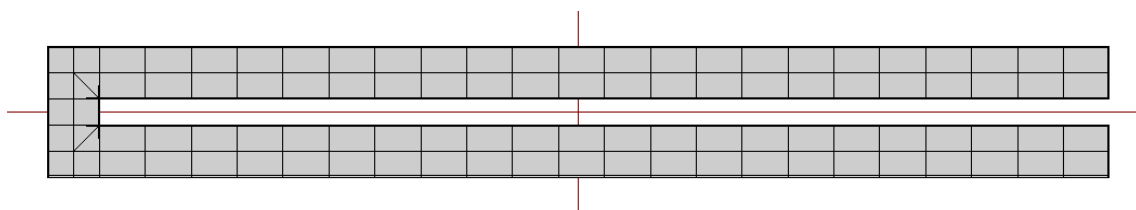
Obr. 3.7: Meandrový dipól, struktura



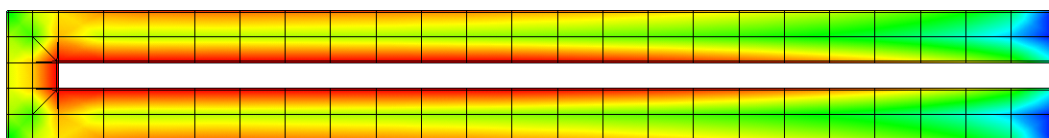
Obr. 3.8: Meandrový dipól, proudové rozložení v rezonanci

3.5 OHNUTÝ DIPÓL (VARIANTA 1)

Ohnutý dipól je tvořen dvěma rameny dlouhými 20,5 mm, spojenými na jednom konci (viz obr. 3.9). Mezera mezi rameny je 0,5 mm. Všechny vodiče jsou široké 1 mm. Odražeč byl publikován v [9] a v této práci plní funkci reference. V rámci analýzy v IE3D byl za použití okrajových buněk rozdělen na 214 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y (kolmý na ramena). Maximum proudové hustoty je ve dvou vnitřních rozích (viz obr. 3.10). Minima jsou na nespojených koncích ramen. Rezonanční frekvence dipólu je 3,012 GHz při $RCS = -36,8$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 17,2 MHz.



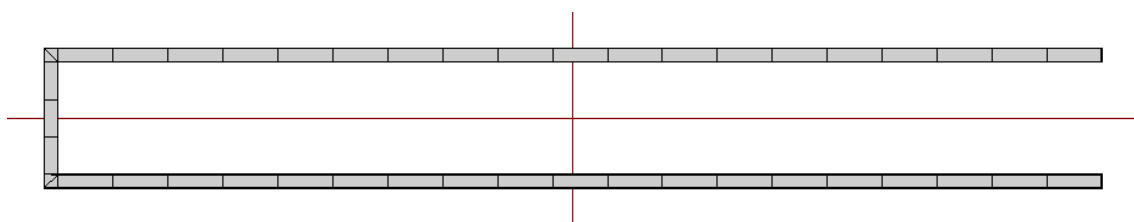
Obr. 3.9: Ohnutý dipól (var. 1), struktura



Obr. 3.10: Ohnutý dipól (var. 1), proudové rozložení v rezonanci

3.6 OHNUTÝ DIPÓL (VARIANTA 2)

Druhý ohnutý dipól je také tvořen dvěma rameny dlouhými 20,5 mm, spojenými na jednom konci (viz obr. 3.11). Mezera mezi rameny je 2 mm. Všechny vodiče jsou široké 0,25 mm. Odražeč byl publikován v [12] a v této práci je spíše pro porovnání. V rámci analýzy v IE3D byl za použití okrajových buněk rozdělen na 145 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y (kolmý na ramena). Maximum proudové hustoty je uprostřed spojky ramen (viz obr. 3.12). Minima jsou na nespojených koncích ramen. Rezonanční frekvence dipólu je 2,855 GHz při $RCS = -35$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 18,2 MHz.



Obr. 3.11: Ohnutý dipól (var. 2), struktura

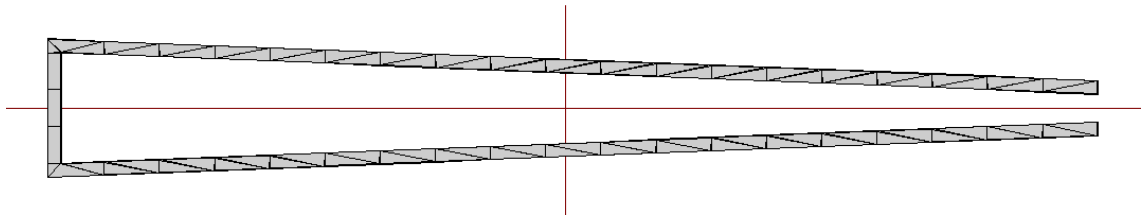


Obr. 3.12: Ohnutý dipól (var. 2), proudové rozložení v rezonanci

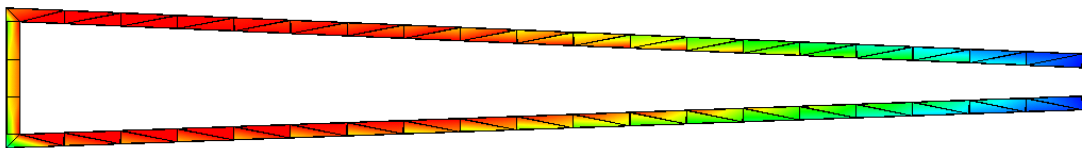
3.7 OHNUTÝ DIPÓL (VARIANTA 3)

Třetí ohnutý dipól je tvořen také dvěma rameny, dlouhými 20,5 mm, spojenými na jednom konci. Ramena však nejsou rovnoběžná, jejich nespojené konce směřují k sobě (viz obr. 3.13). Mezera mezi konci ramen je 0,5 mm. Všechny vodiče jsou široké 0,25 mm. Odražeč byl publikován v [12] a v této práci je spíše pro porovnání. V rámci analýzy v IE3D byl za použití okrajových buněk rozdělen na 403 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y . Maximum proudové hustoty je uprostřed

spojky ramen (viz obr. 3.14). Minima jsou na nespojených koncích ramen. Rezonanční frekvence dipólu je 2,565 GHz při $RCS = -43,8$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 16 MHz.



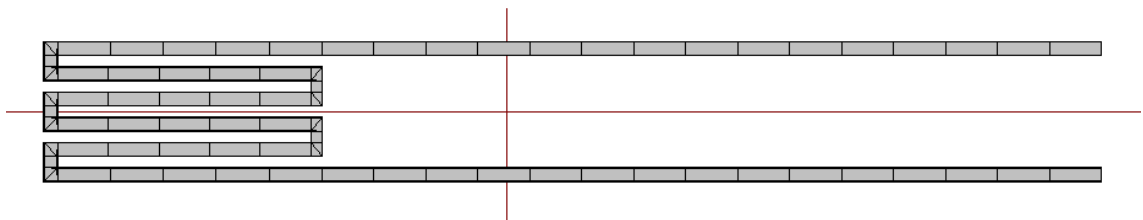
Obr. 3.13: Ohnutý dipól (var. 3), struktura



Obr. 3.14: Ohnutý dipól (var. 3), proudové rozložení v rezonanci

3.8 OHNUTÝ DIPÓL (VARIANTA 4)

Čtvrtý ohnutý dipól je tvořen také dvěma rameny, dlouhými 20,5 mm, jejich spojení je však realizováno meandry (délka 5 mm), které dipól induktivně zkracují (viz obr. 3.15). Všechny vodiče jsou široké 0,25 mm. Mezery mezi rameny meandrů jsou 0,2 mm široké. Mezera mezi rameny dipólu je 2 mm široká. Odražeč analogického uspořádání byl publikován v [11]. V rámci analýzy v IE3D byl za použití okrajových buněk rozdělen na 281 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y (kolmý na ramena). Maximum proudové hustoty je na povrchu meandrů (viz obr. 3.16). Minima jsou na nespojených koncích ramen. Rezonanční frekvence dipólu je 2,623 GHz při $RCS = -40,4$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 29,2 MHz.



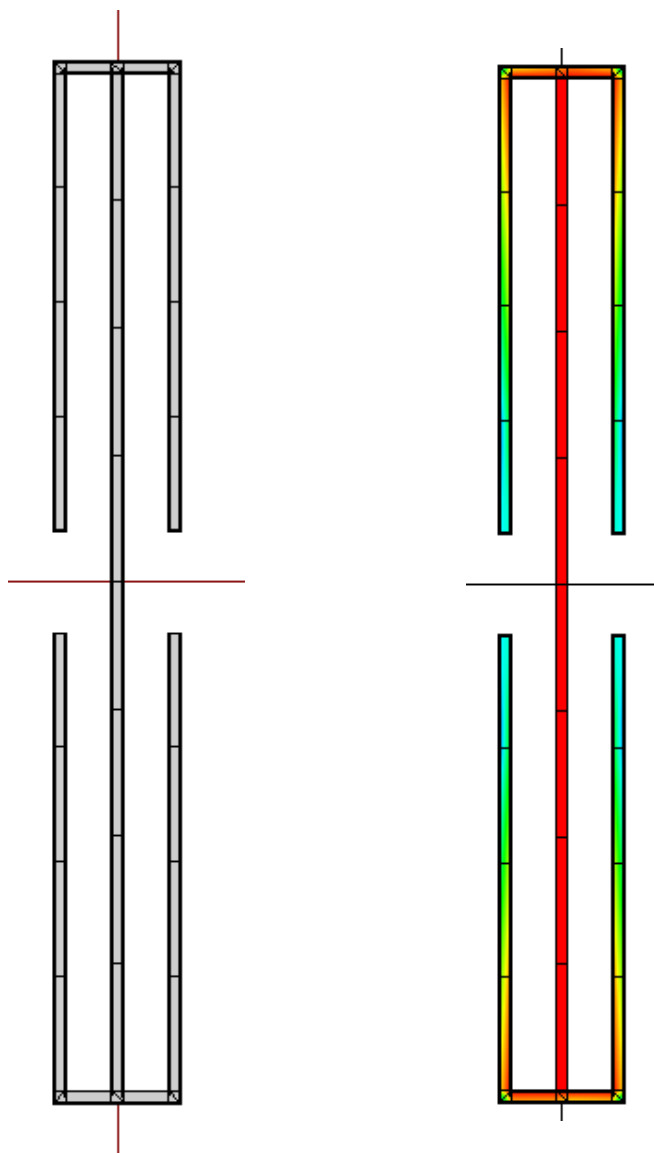
Obr. 3.15: Ohnutý dipól (var. 4), struktura



Obr. 3.16: Ohnutý dipól (var. 4), proudové rozložení v rezonanci

3.9 KAPACITNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 1)

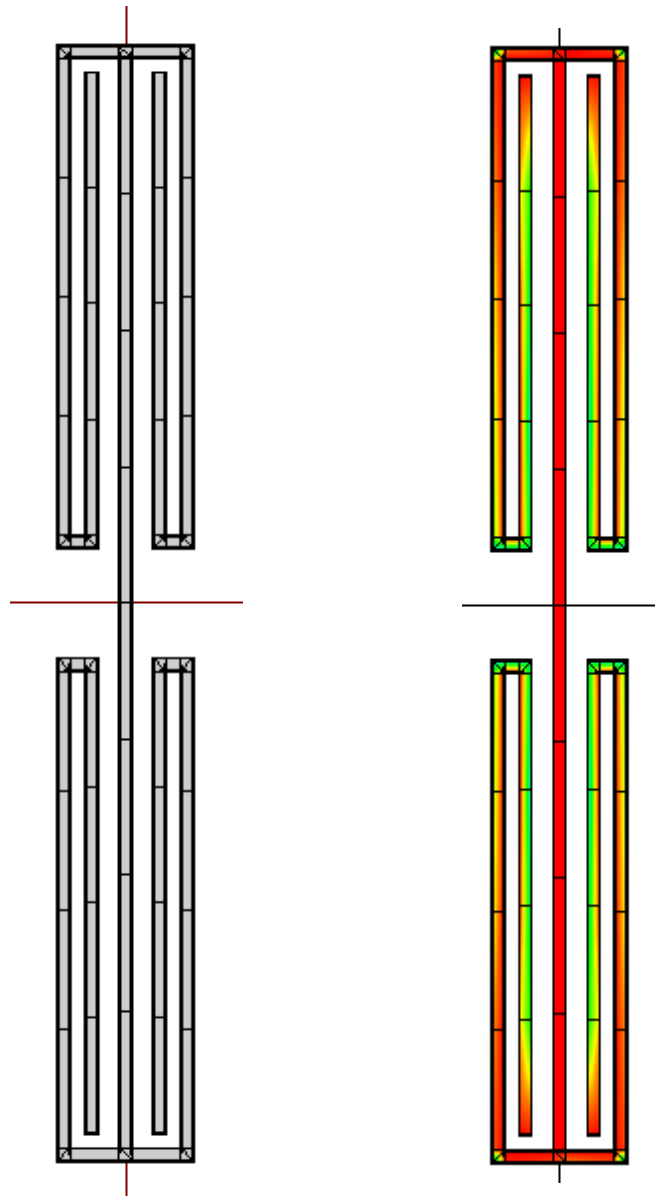
Kapacitně zatížený dipól (KZD) je 20,5 mm dlouhý a 2,5 mm široký. Na rozdíl od ohnutých dipólů je orientován podél osy y (viz obr. 3.17). Mezera mezi dipólem a rameny kapacitního zatížení je 0,875 mm široká. Protější konce horních a dolních ramen jsou od sebe vzdáleny 2 mm. Všechny vodiče jsou široké 0,25 mm. V rámci analýzy v IE3D byl tento odražeč za použití okrajových buněk rozdělen na 144 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y . Maximum proudové hustoty je na povrchu dipólu (viz obr. 3.17). Minima jsou na koncích zkracujících ramen. Rezonanční frekvence dipólu je 3,263 GHz při $RCS = -23,4$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 120,2 MHz.



Obr. 3.17: KZD (var. 1), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo)

3.10 KAPACITNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 2)

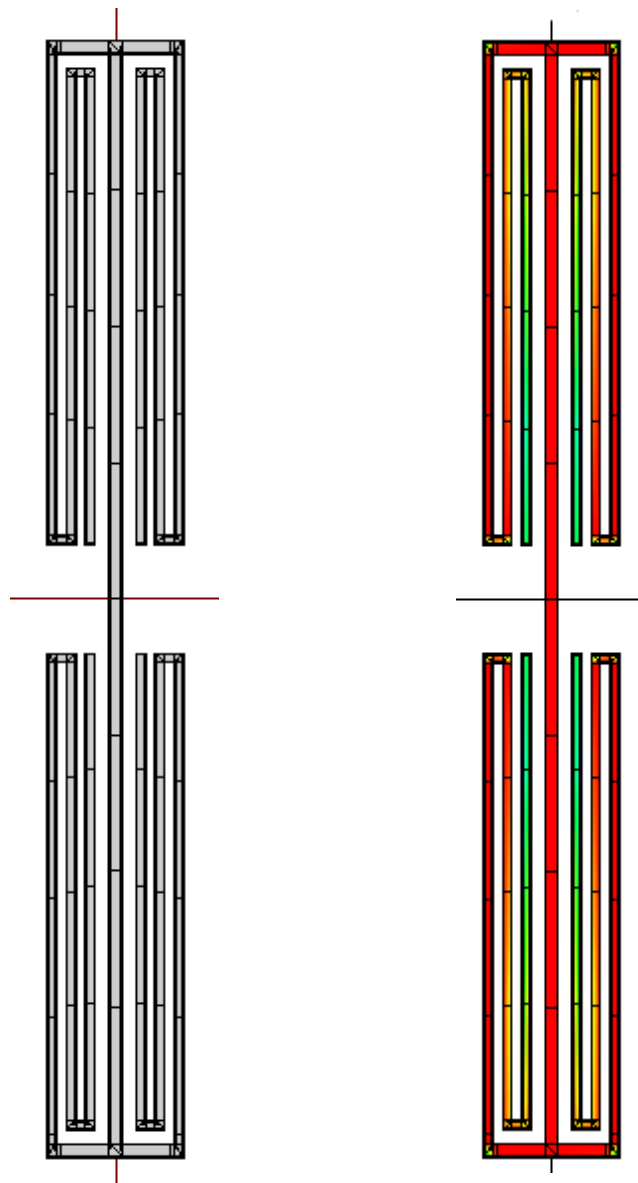
Druhá varianta KZD je také 20,5 mm dlouhá a 2,5 mm široká a je rovněž orientována podél osy y . Struktura první varianty KZD je zde zachována v totožných rozměrech a je doplněna o nové zahnuté rameno kapacitního zatížení (viz obr. 3.18). Mezera mezi vnitřním a vnějším ramenem je 0,25 mm široká. Mezera mezi dipólem a vnitřním ramenem kapacitního zatížení je 0,375 mm široká. Protějšší konce horních a dolních ramen jsou od sebe vzdáleny 2 mm. Všechny vodiče jsou široké 0,25 mm. V rámci analýzy v IE3D byl tento odražeč za použití okrajových buněk rozdělen na 268 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y . Maximum proudové hustoty je na povrchu dipólu (viz obr. 3.18). Minima jsou na vnějších okrajích spojení ramen. Rezonanční frekvence dipólu je 2,723 GHz při $RCS = -24,4$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 54,7 MHz.



Obr. 3.18: KZD (var. 2), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo)

3.11 KAPACITNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 3)

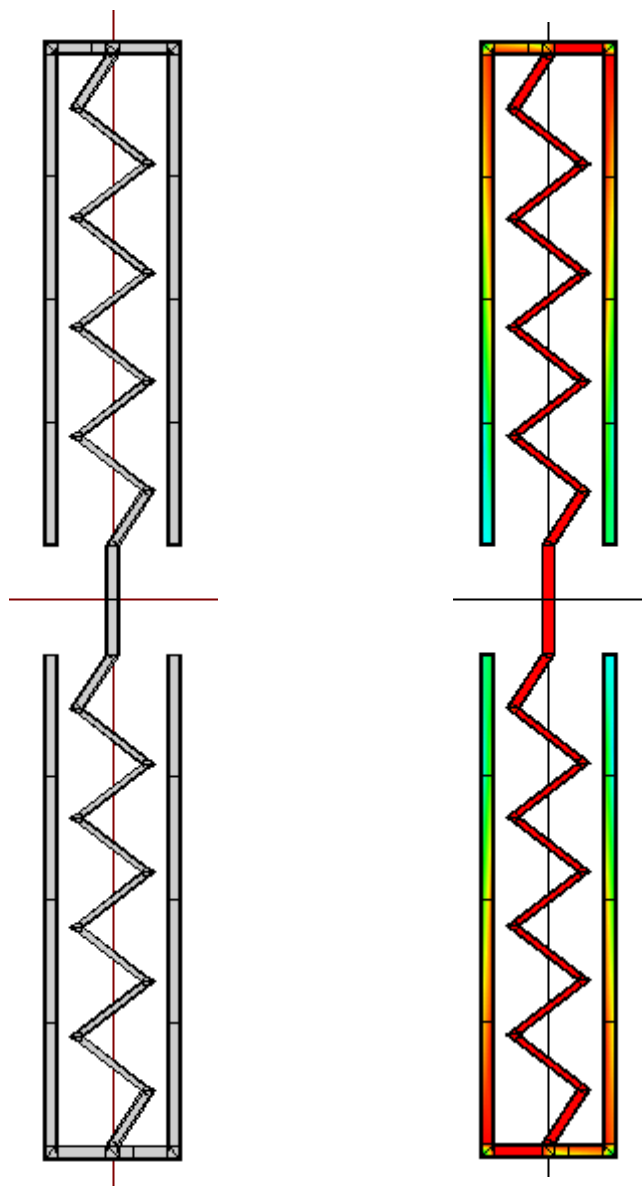
Třetí varianta KZD je také 20,5 mm dlouhá a 2,5 mm široká a je rovněž orientována podél osy y . Struktura druhé varianty KZD je zde zachována (pouze šířka ramen je snížena na 0,175 mm) a je doplněna o nové zahnutí ramene kapacitního zatížení (viz obr. 3.19). Mezera mezi dipólem a vnitřním ramenem kapacitního zatížení je 0,25 mm široká. Ostatní mezery mezi rameny jsou 0,175 mm široké. V rámci analýzy v IE3D byl tento odražeč za použití okrajových buněk rozdělen na 410 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y . Maximum proudové hustoty je na povrchu dipólu (viz obr. 3.19). Minima jsou na koncích ramen. Rezonanční frekvence dipólu je 2,57 GHz při $RCS = -26,8$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 48,1 MHz.



Obr. 3.19: KZD (var. 3), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo)

3.12 INDUKTIVNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 1)

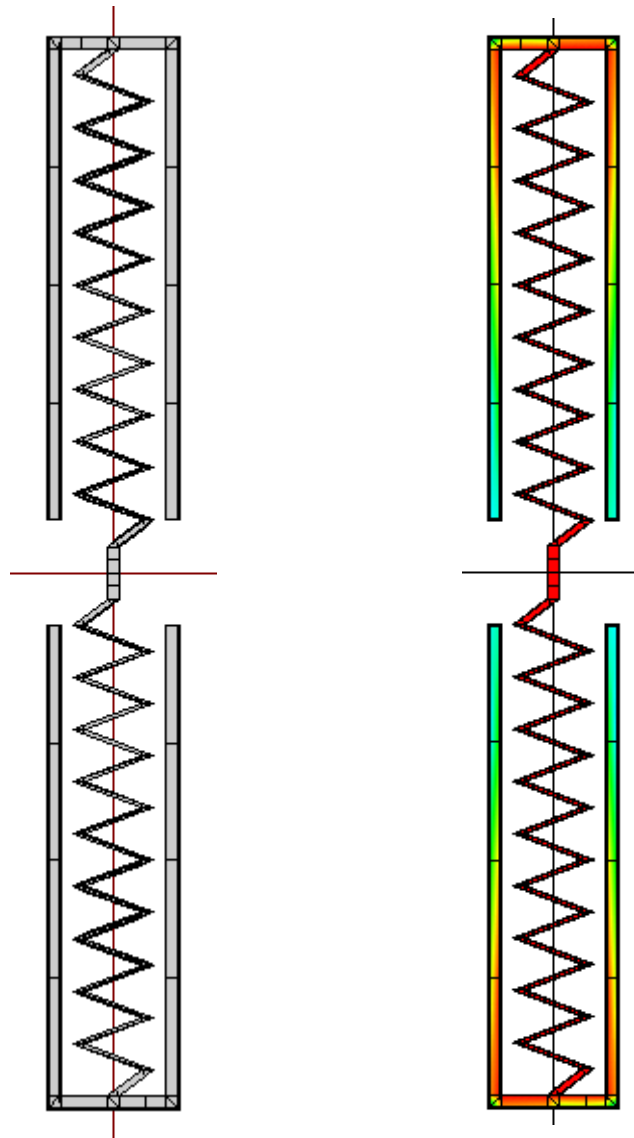
Induktivně zatížený dipól (IZD) je také 20,5 mm dlouhý, 2,5 mm široký a je rovněž orientován podél osy y (viz obr. 3.20). Indukční zkrácení je realizováno sérií šikmých, vzájemně propojených úseků tloušťky 0,15 mm (ve variantě 1 je jich 18). Mezera mezi jejich konci a okrajovými rameny (rovnoběžné s osou y) je 0,225 mm široká. Protější konce horních a dolních ramen, která jsou široká 0,25 mm, jsou od sebe vzdáleny 2 mm. Střední svislý vodič propojující horní a dolní skupinu šikmých úseků je dlouhý 2 mm. V rámci analýzy v IE3D byl tento odražeč za použití okrajových buněk rozdělen na 366 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y . Maximum proudové hustoty je na povrchu šikmých úseků (viz obr. 3.20). Minima jsou na koncích ramen. Rezonanční frekvence dipólu je 2,83 GHz při $RCS = -23,9$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 78,3 MHz.



Obr. 3.20: IZD (var. 1), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo)

3.13 INDUKTIVNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 2)

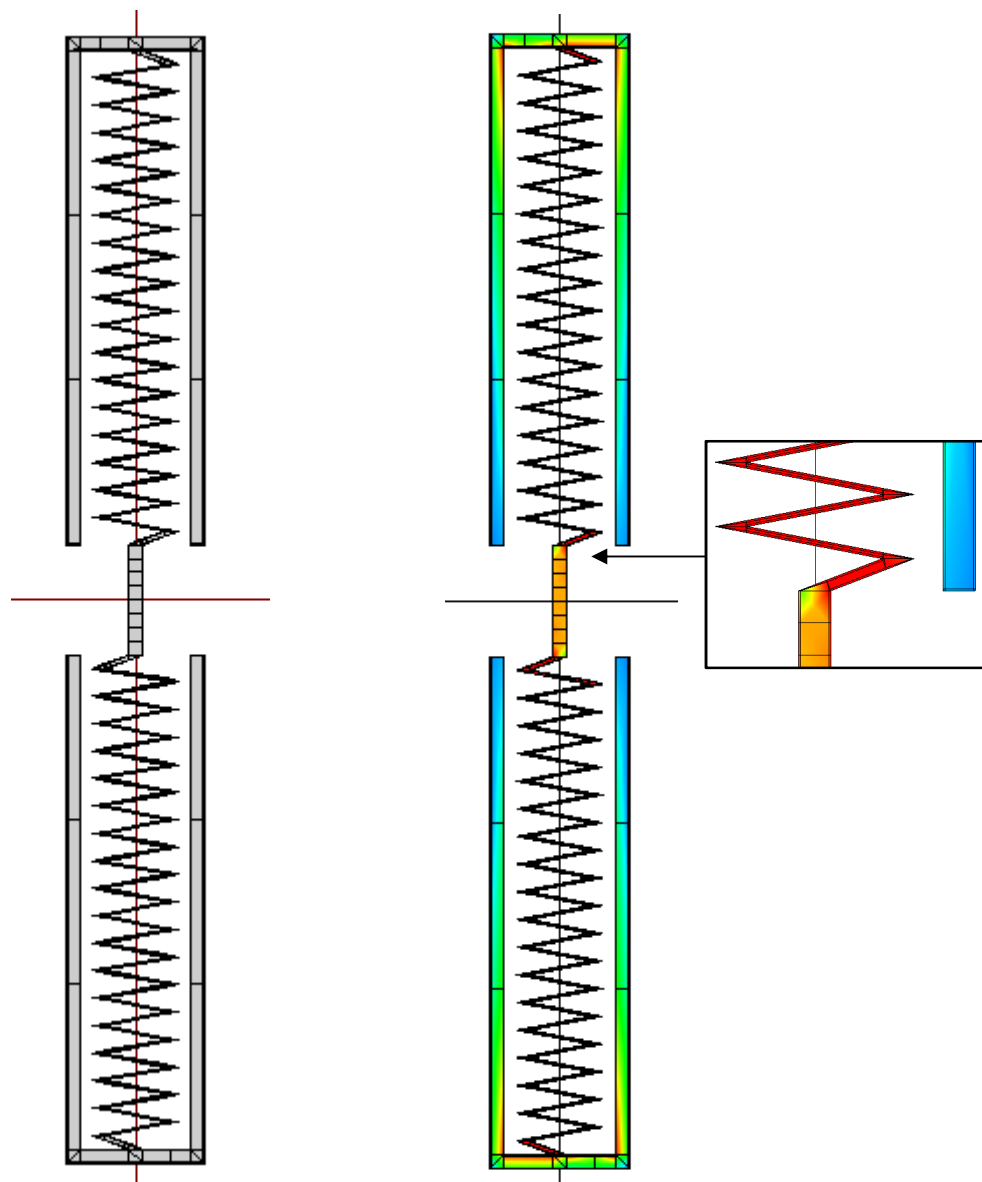
Druhá varianta IZD je také 20,5 mm dlouhá, 2,5 mm široká a je rovněž orientována podél osy y (viz obr. 3.21). Indukční zkrácení je realizováno sérií šikmých, vzájemně propojených úseků tloušťky 0,1 mm (ve variantě 2 je jich 38). Mezera mezi jejich konci a okrajovými rameny (rovnoběžné s osou y) je 0,225 mm široká. Protější konce horních a dolních ramen, která jsou široká 0,25 mm, jsou od sebe vzdáleny 2 mm. Střední svislý vodič propojující horní a dolní skupinu šikmých úseků je dlouhý 1 mm. V rámci analýzy v IE3D byl tento odražeč za použití okrajových buněk rozdělen na 632 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y . Maximum proudové hustoty je na povrchu šikmých úseků (viz obr. 3.21). Minima jsou na koncích ramen. Rezonanční frekvence dipólu je 2,343 GHz při $RCS = -27,6$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 63,7 MHz.



Obr. 3.21: IZD (var. 2), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo)

3.14 INDUKTIVNĚ ZATÍŽENÝ DIPÓL (VARIANTA 3)

Třetí varianta IZD je také 20,5 mm dlouhá, 2,5 mm široká a je rovněž orientována podél osy y (viz obr. 3.22). Indukční zkrácení je realizováno sérií šikmých, vzájemně propojených úseků tloušťky 0,05 mm (ve variantě 3 je jich 72). Mezera mezi jejich konci a okrajovými rameny (rovnoběžné s osou y) je 0,225 mm široká. Protější konce horních a dolních ramen, která jsou široká 0,25 mm, jsou od sebe vzdáleny 2 mm. Střední svislý vodič propojující horní a dolní skupinu šikmých úseků je dlouhý 2 mm. V rámci analýzy v IE3D byl tento odražeč za použití okrajových buněk rozdělen na 1076 segmentů. Vektor E dopadající vlny byl rovnoběžný s osou y . Maximum proudové hustoty je na povrchu šikmých úseků (viz obr. 3.22). Minima jsou na koncích ramen. Rezonanční frekvence dipólu je 1,83 GHz při $RCS = -36,9$ dBsm. Šířka pásma (pokles RCS o 3 dB) je 83 MHz.



Obr. 3.22: IZD (var. 3), struktura (vlevo), proudové rozložení v rezonanci (vpravo)

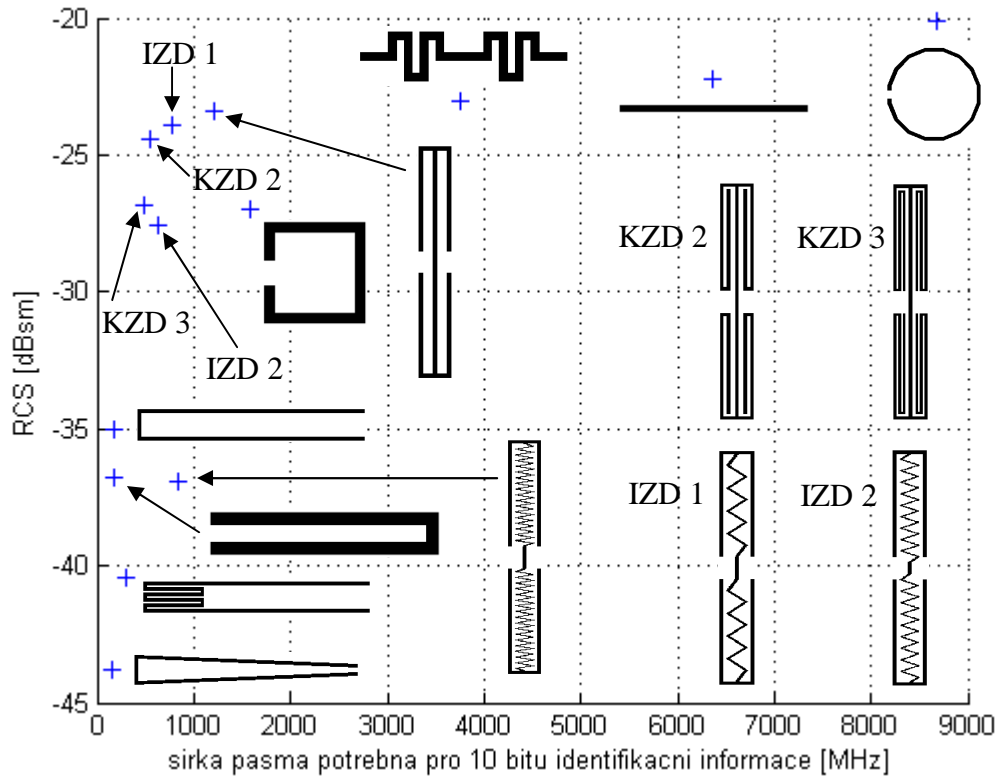
3.15 DISKUZE VÝSLEDKŮ ANALÝZY

Z teorie elektricky malých antén vyplývá, že se snižujícími se fyzickými rozměry rezonanční struktury (při zachování její rezonanční frekvence), dochází ke zvyšování jejího činitele jakosti Q a tedy ke snižování šířky pásma rezonance BW . Takovéto malé struktury však zpravidla méně vyzařují (nižší RCS).

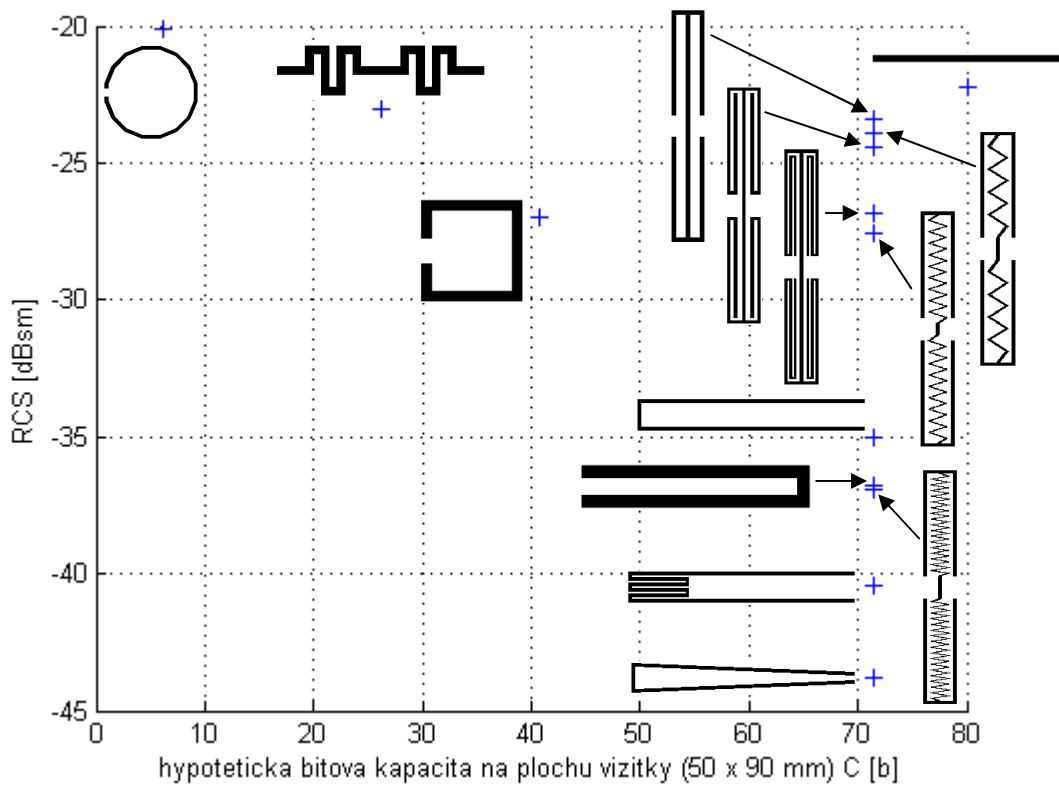
Tabulka 3.1: Shrnutí výsledků analýzy odražečů

Typ odražeče	ka [-]	f_r [GHz]	RCS_{max} [dBsm]	BW [MHz]
Půlvlnný dipól	1,32	3,400	-22,2	636,0
Kruhový přerušovaný prstenec	1,05	3,710	-20,1	867,1
Čtvercový přerušovaný prstenec	0,61	4,085	-27,0	158,8
Meandrový dipól	0,99	3,555	-23,0	375,6
Ohnutý dipól (var.1)	0,65	3,012	-36,8	17,2
Ohnutý dipól (var.2)	0,62	2,855	-35,0	18,2
Ohnutý dipól (var.3)	0,55	2,565	-43,8	16,0
Ohnutý dipól (var.4)	0,57	2,623	-40,4	29,2
KZD (var.1)	0,71	3,263	-23,4	120,2
KZD (var.2)	0,59	2,723	-24,4	54,7
KZD (var.3)	0,56	2,570	-26,8	48,1
IZD (var.1)	0,61	2,830	-23,9	78,3
IZD (var.2)	0,51	2,343	-27,6	63,7
IZD (var.3)	0,40	1,830	-36,9	83,0

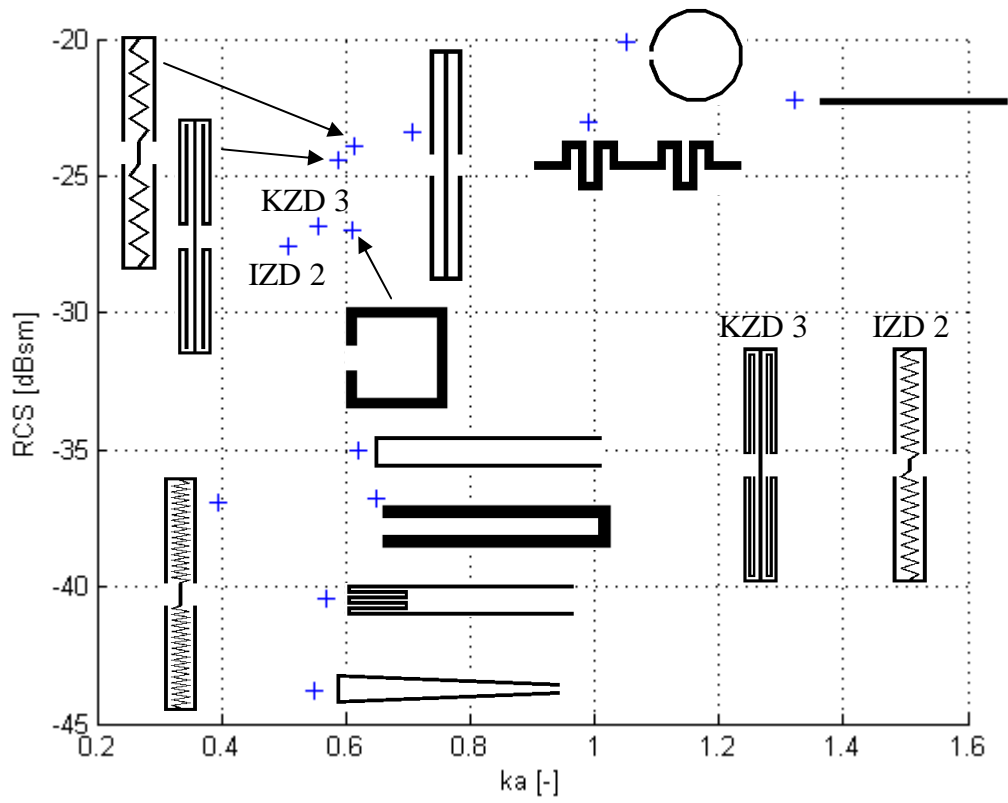
Tabulka 3.1, která shrnuje dosažené výsledky simulací, a následující grafy tento teoretický poznatek potvrzují. Analyzované odražeče jsou zde porovnávány z hlediska dosaženého RCS_{max} v závislosti na šířce pásma potřebného pro přenos 10 bitů (pro pokles RCS_{max} o 3 dB), viz obr. 3.23. Dále v závislosti na hypotetické bitové kapacitě C dané počtem odražečů (1 odražeč = 1 bit), které se vlezou na plochu vizitky o rozměrech 50x90 mm (obr. 3.24). K rozměrům odražečů byly připočteny distanční mezery 0,5 mm. Nebylo však zohledněno, zda je možné odražeče na danou plochu umístit, tak aby ji beze zbytku vyplňovali (C bylo určeno prostým dělením ploch). A konečně RCS_{max} v závislosti na elektrické velikosti odražeče, vyjádřené součinem vlnového čísla a poloměru kružnice opsané odražeči ka (obr. 3.25).



Obr. 3.23: Srovnání odražečů, $RCS(BW_{10b})$



Obr. 3.24: Srovnání odražečů, $RCS(C)$

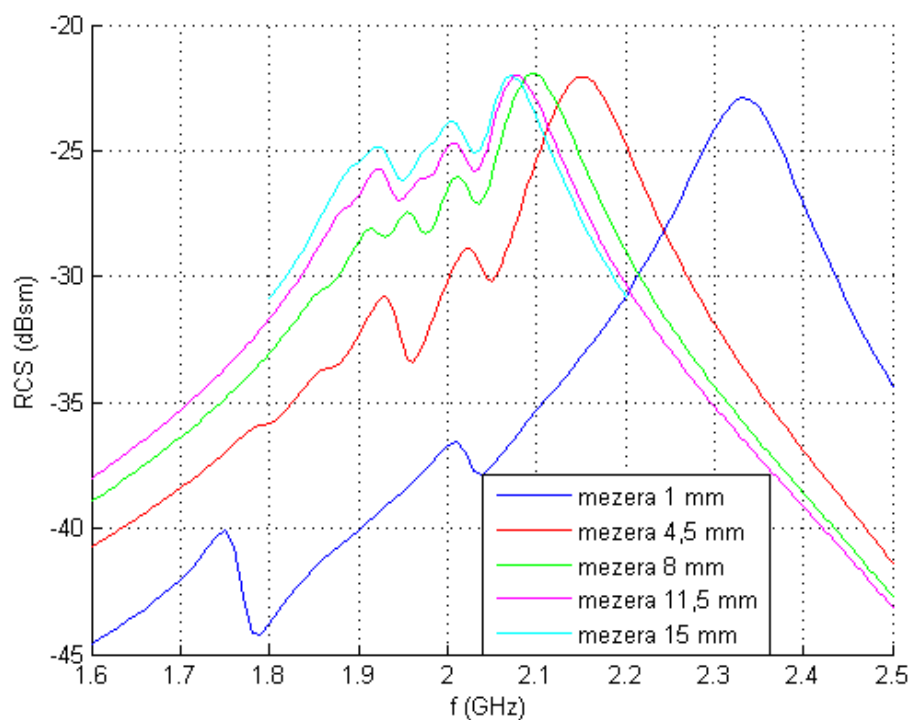


Obr. 3.25: Srovnání odražečů, $RCS(ka)$

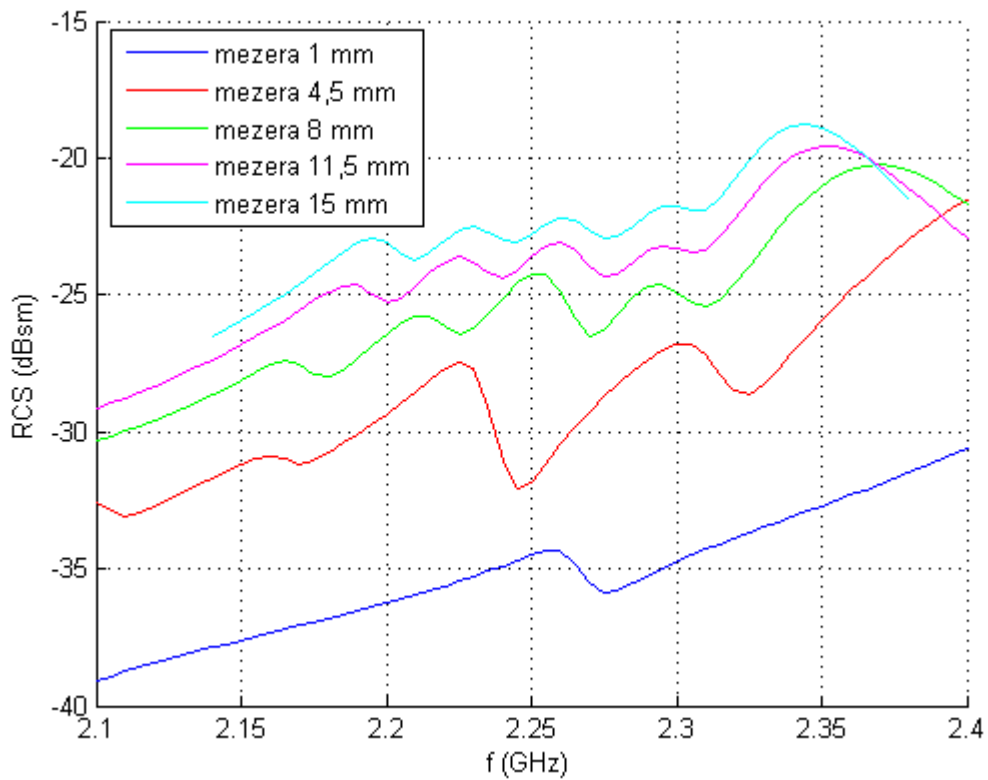
4. VLIV VZDÁLENOSTI MEZI ODRAŽEČI NA RCS

Návrh bezčipového RFID tagu je často značně komplikován vzájemnými vazbami mezi jednotlivými odražeči, z kterých je složen. Dochází k frekvenčnímu přeladění rezonančních maxim, stejně jako ke změnám jejich RCS. Někdy mohou být deformace spektra vlivem parazitních vazeb natolik výrazné, že je detekce identifikační informace tagu zcela nemožná. Síla vazeb závisí na konkrétním uspořádání daných odražečů a také na vzdálenosti mezi nimi (s rostoucí vzdáleností vazby slábnou).

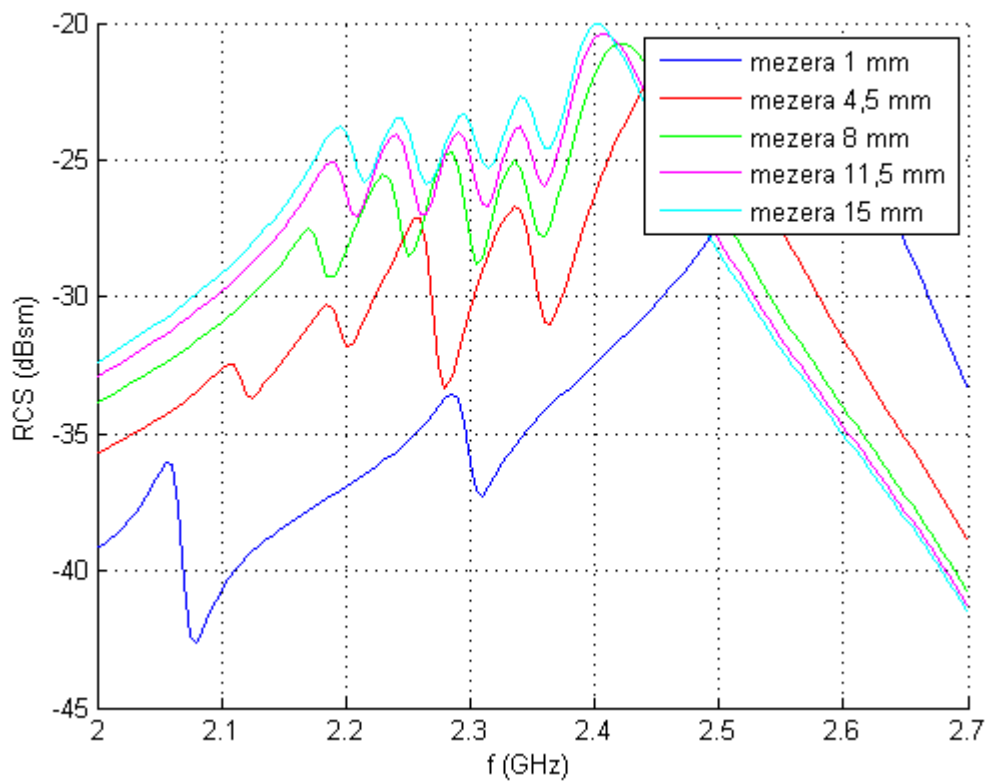
Tato kapitola posuzuje vliv vzájemných vazeb mezi odražeči, které byly zvoleny k sestavení 20-ti bitových tagů (viz kapitola 5). Jde o odražeče KZD (varianty 2 a 3) a IZD (varianta 2). Byly provedeny simulace vždy pětice těchto odražečů, které od sebe byly vzdáleny postupně 1; 4,5; 8; 11,5 a 15 mm. Pětice jsou tvořeny vždy jedním typem odražeče, z nichž každý má odlišnou délku a tedy i jinou rezonanční frekvenci. Protože na sílu vazeb může mít vliv i to, do jaké míry se délky sousedních odražečů liší, byly u obou variant KZD navrženy dvě pětice. V prvních peticích jsou v případě varianty 2 odražeče zkracovány vždy o 0,17 mm z každé strany (tj. celkové zkrácení 0,34 mm). V případě varianty 3 o 0,125 mm (tj. celkové zkrácení 0,25 mm). V druhých peticích je krok zkracování 0,25 mm (tj. celkové zkrácení 0,5 mm). O tuto délku jsou zkracovány též odražeče IZD. Společná šířka odražečů 2,5 mm byla ve všech případech zachována. Všechny pětice byly umístěny na substrát tloušťky 0,2 mm, nekonečné plochy o relativní permitivitě 3,38 a ztrátovém činiteli 0,002 (Rogers RO4003). Následující charakteristiky RCS byly simulovány v IE3D (za použití okrajových buněk).



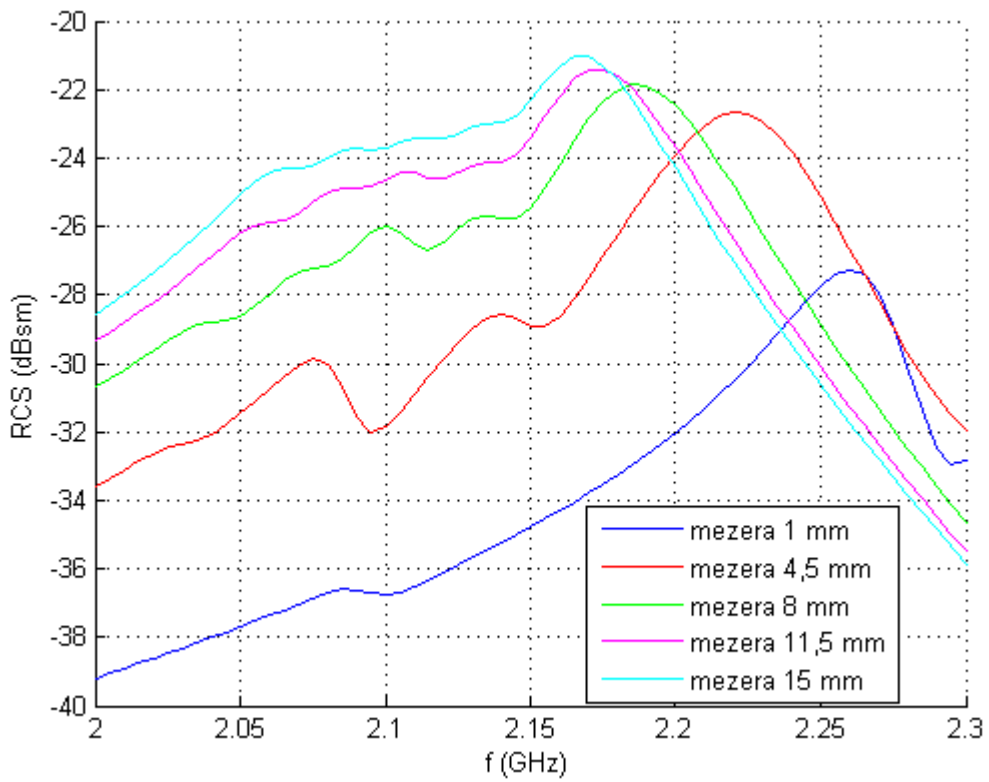
Obr. 4.1: Pětice IZD (var. 2), krok zkracování 0,5 mm



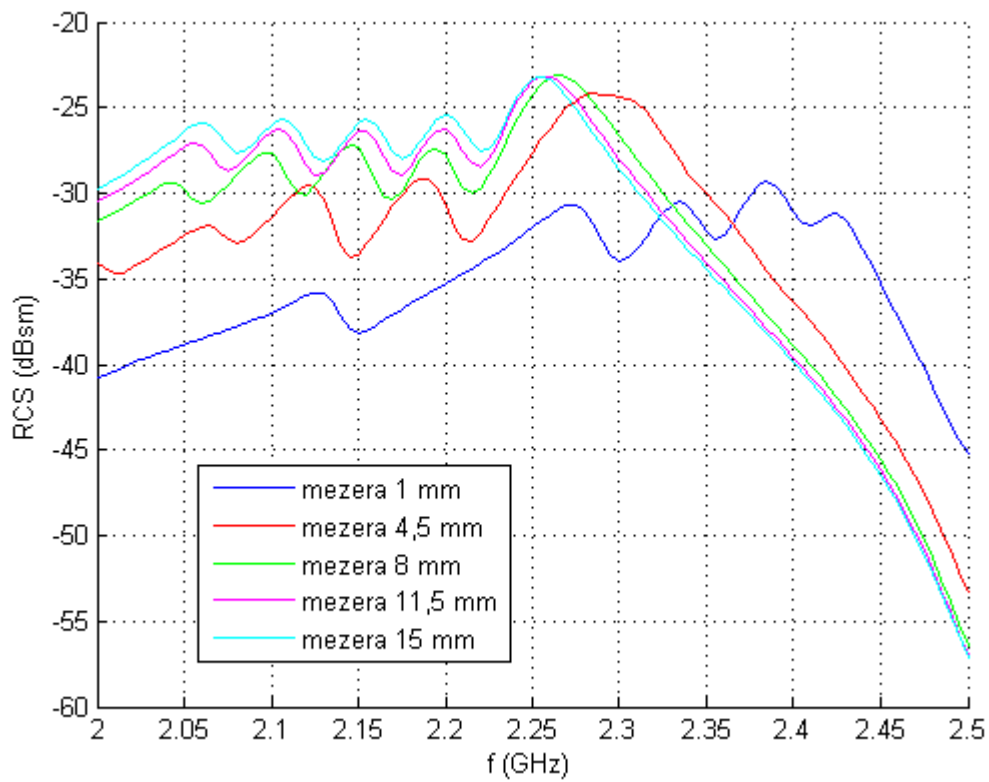
Obr. 4.2: Pětice KZD (var. 2), krok zkracování 0,34 mm



Obr. 4.3: Pětice KZD (var. 2), krok zkracování 0,5 mm



Obr. 4.4: Pětice KZD (var. 3), krok zkracování 0,25 mm



Obr. 4.5: Pětice KZD (var. 3), krok zkracování 0,5 mm

5. MĚŘENÍ RCS DVACETIBITOVÝCH TAGŮ

Konečným cílem práce bylo změřeni charakteristik RCS dvacetice několika vybraných typů odražečů a jejich porovnání se simulacemi v IE3D. Těmito odražeči jsou KZD (varianty 2 a 3) a IZD (varianta 2). Jednotlivé odražeče v dvacetici byly u všech typů zkracovány stejným způsobem jako pětice v předchozí kapitole. Byla navržena dvě různá uspořádání odražečů v dvacetici. V prvním jsou odražeče vedle sebe uspořádány podle velikosti od nejdelšího po nejkratší. V druhém jsou uspořádány tak, že mezi každými dvěma, jejichž rezonance spolu ve spektru bezprostředně sousedí, jsou vždy čtyři jiné odražeče (viz např. obr. 5.3). Takovéto uspořádání omezuje vliv vzájemných vazeb mezi odražeči a bylo publikováno v [13]. Ve všech případech je mezera mezi odražeči 1 mm. Dále byla nasimulována a změřena uspořádání, kde byly z výše popsaných odstraněny dva odražeče, vždy 6. a 15. (viz např. obr. 5.2). Cílem bylo zjistit, jak by se pokusné dvacetibitové tagy chovaly při kodování binárních dat. Pro porovnání byly vyrobeny a změřeny také dvacetice ohnutých dipólů varianty 1 publikované v [9]. Všechny dvacetice byly umístěny na substrát tloušťky 0,2 mm o relativní permitivitě 3,38 a ztrátovém činiteli 0,002 (Rogers RO4003).

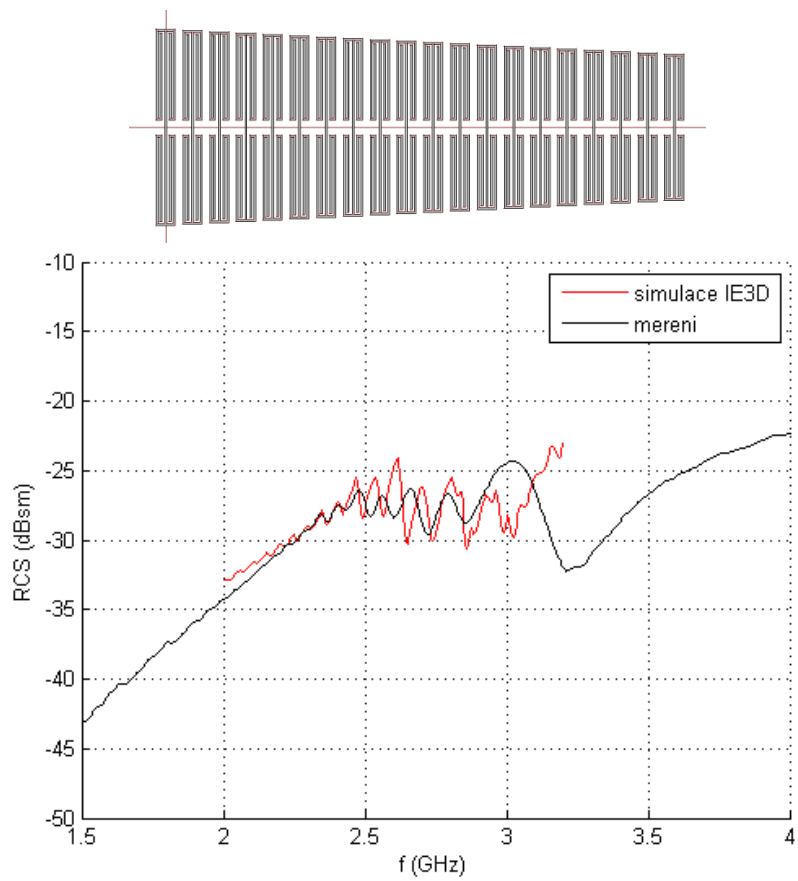
Měření samotné bylo realizováno monostatickou metodou v bezodrazové komoře (modifikace metody použité v [9]). Byla při něm použita trychtýřová anténa DRH20 (viz katalogové údaje [21]), která byla připojena mikrovlnným kabelem Huber + Suhner Sucoflex 100 (délka 9,5 m) k vektorovému síťovému analyzátoru R&S ZVA40 (frekvenční rozsah 10 MHz až 40 GHz). Kalibrace byla provedena kalibrační sadou Rosenberger RPC-2.92. Vzdálenost mezi ústím antény a měřenými odražeči byla 0,75 m.

Princip metody je založen na měření RCS neznámého objektu σ_{tag} prostřednictvím odrazů od referenčního objektu, jehož RCS je známé (σ_{ref}). Kromě odrazu od tohoto referenčního objektu a od měřeného objektu je třeba změřit také odraz od „pozadí“, který nelze ani v bezodrazové komoře zanedbat. Odrazy se projevují změnami komplexního S-parametru S_{11} antény. Výsledné RCS měřeného objektu lze pak spočítat pomocí vztahu 5.1 (modifikace vztahu publikovaného v [9]). Jako reference byl použit čtvercový plech o straně délky $a = 100$ mm, jehož RCS lze snadno vypočítat analyticky (viz vztah 5.2 [22]).

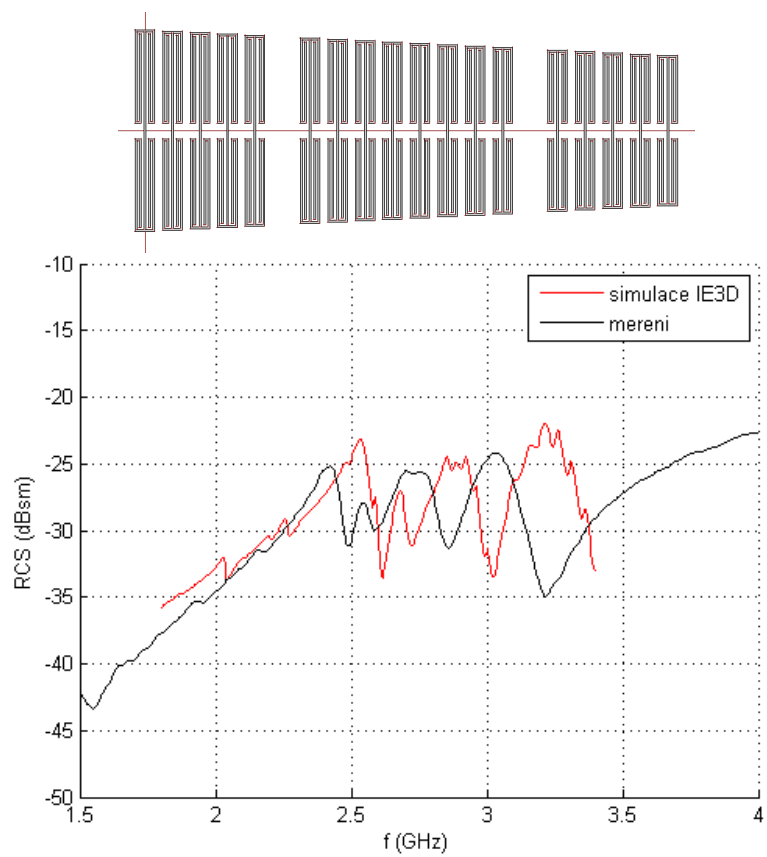
$$\sigma_{tag} = \left(\frac{S_{11tag} - S_{11fs}}{S_{11ref} - S_{11fs}} \right)^2 \cdot \sigma_{ref} \quad (5.1)$$

$$\sigma_{ref} = \frac{4\pi a^2}{\lambda^2} \quad (5.2)$$

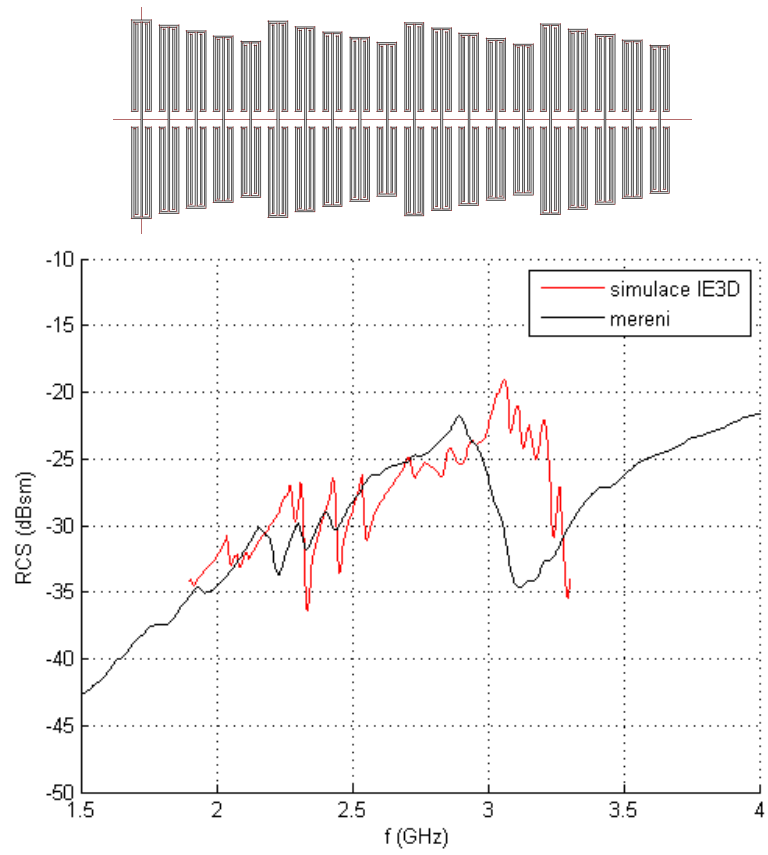
Kde S_{11tag} je komplexní činitel odrazu antény při měření odražečů, S_{11ref} při měření referenčního plechu a S_{11fs} při měření „pozadí“.



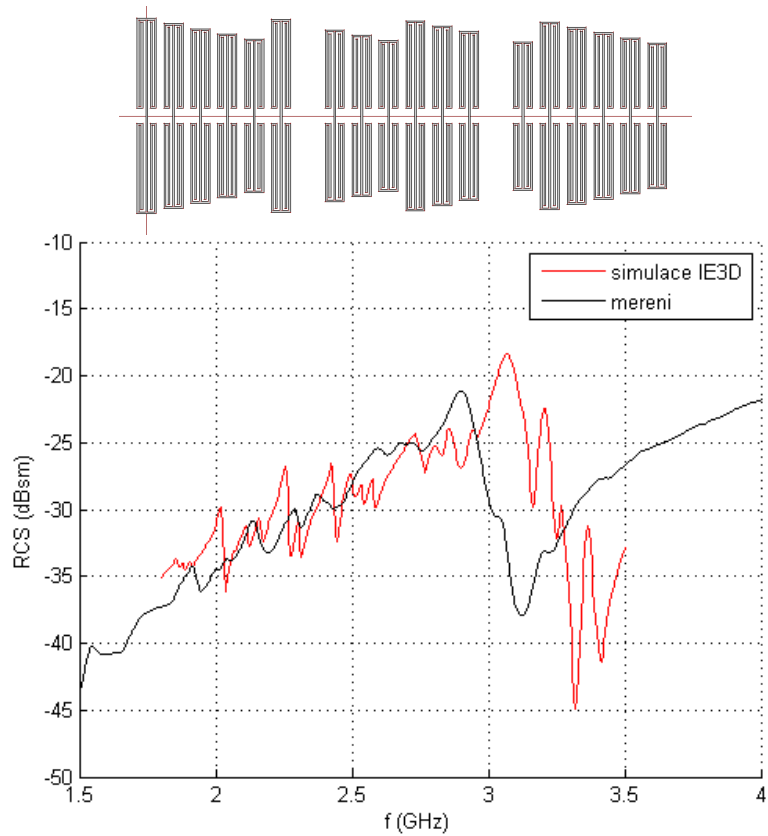
Obr. 5.1: KZD (var. 2), zkracování 0,34 mm



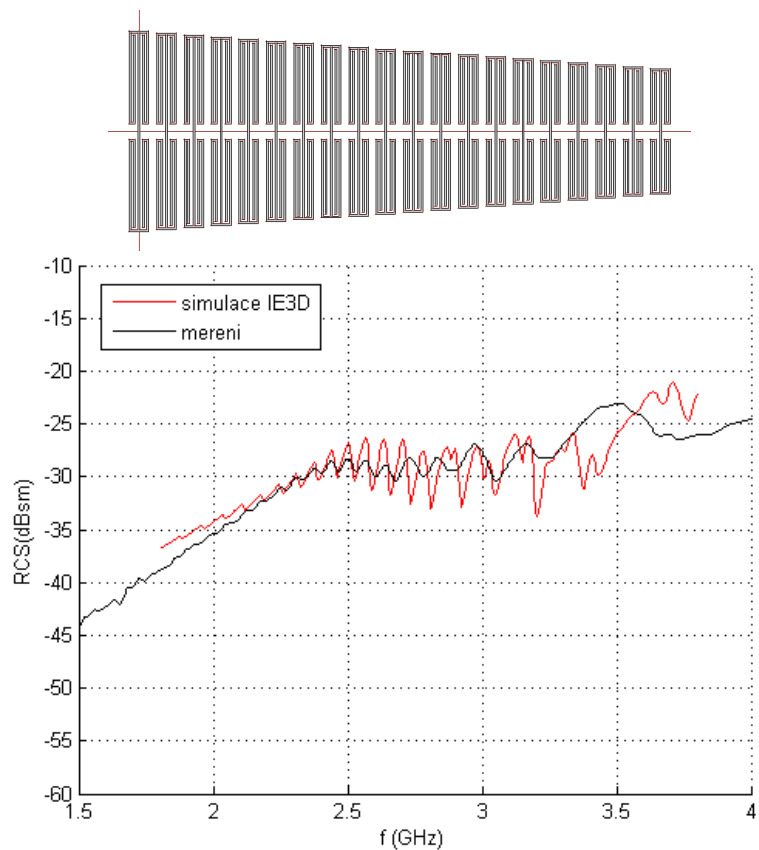
Obr. 5.2: KZD (var. 2), zkracování 0,34 mm, bez 6. a 15. odražeče



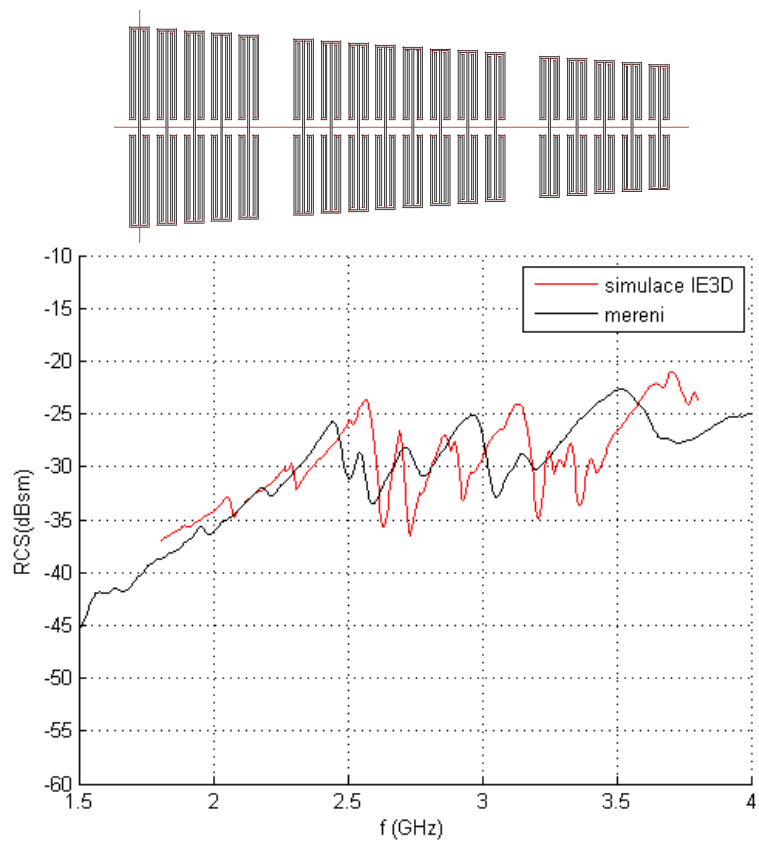
Obr. 5.3: KZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,34 mm



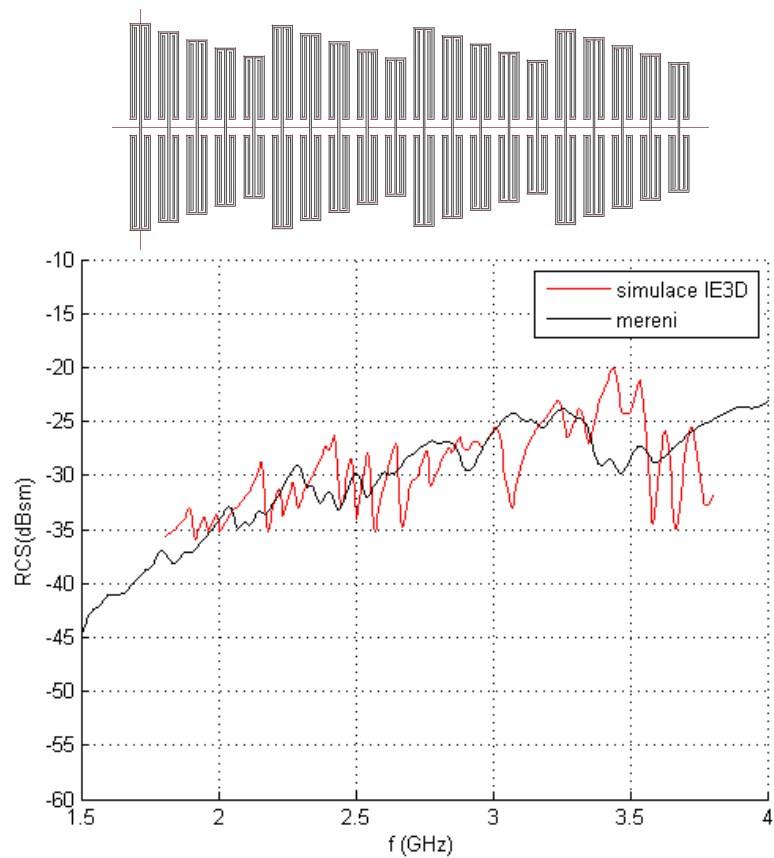
Obr. 5.4: KZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,34 mm, bez 6. a 15. odražeče



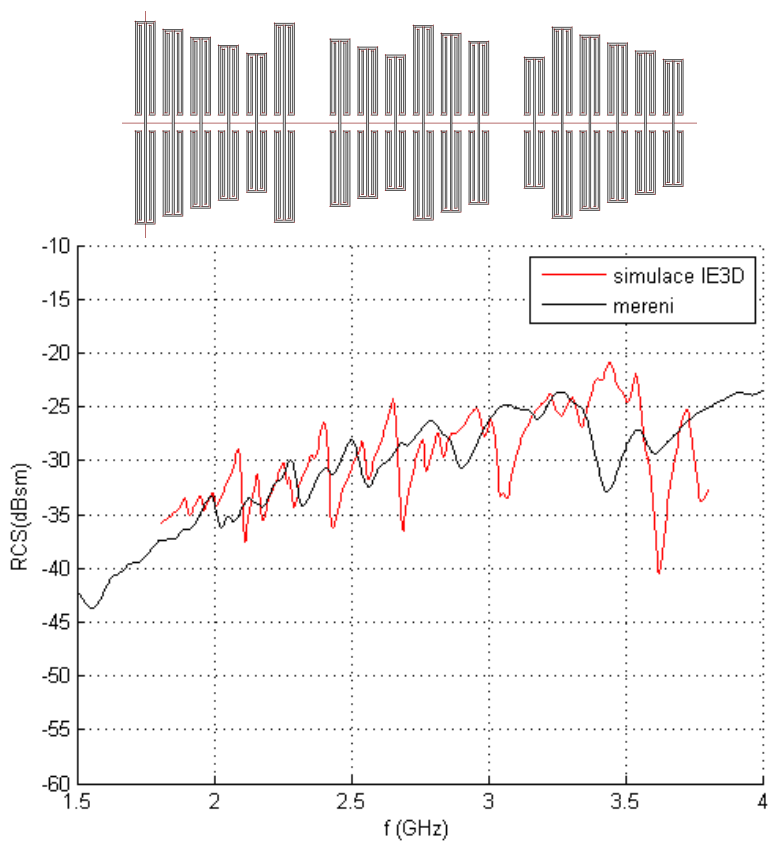
Obr. 5.5: KZD (var. 2), zkracování 0,5 mm



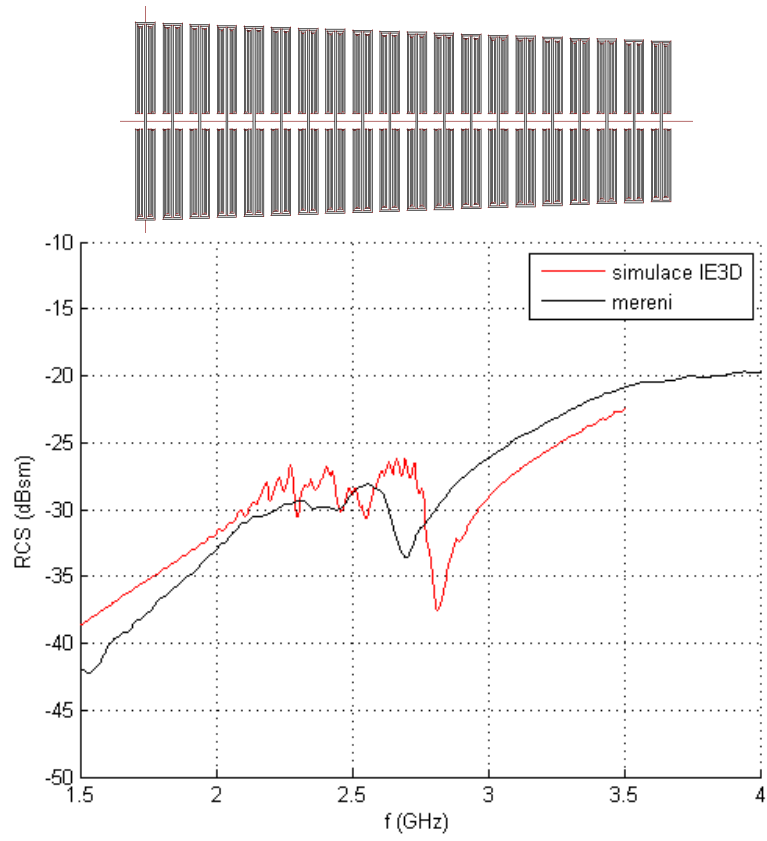
Obr. 5.6: KZD (var. 2), zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče



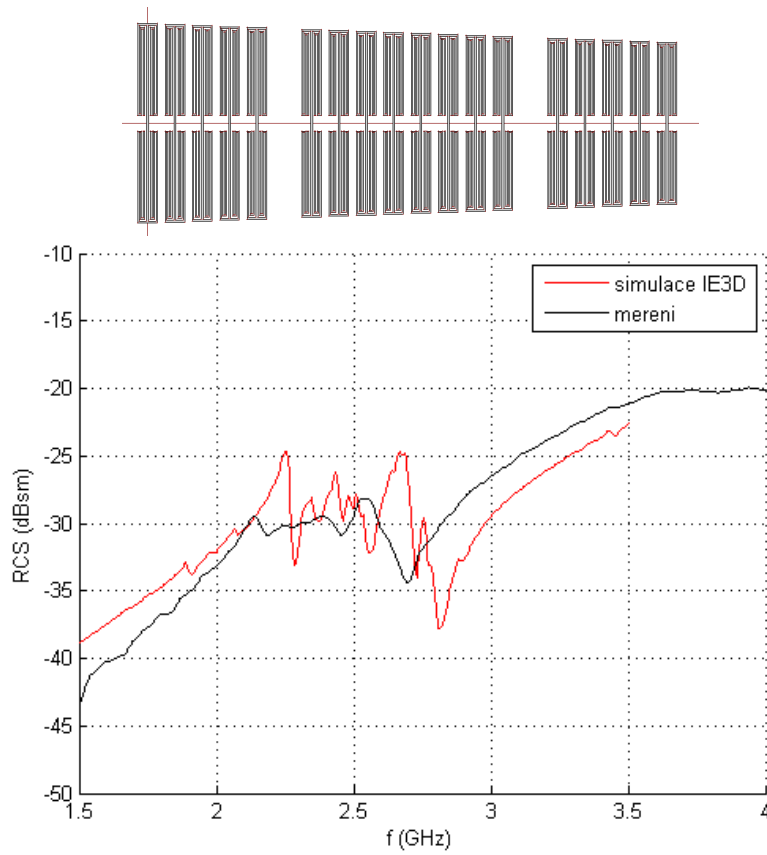
Obr. 5.7: KZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm



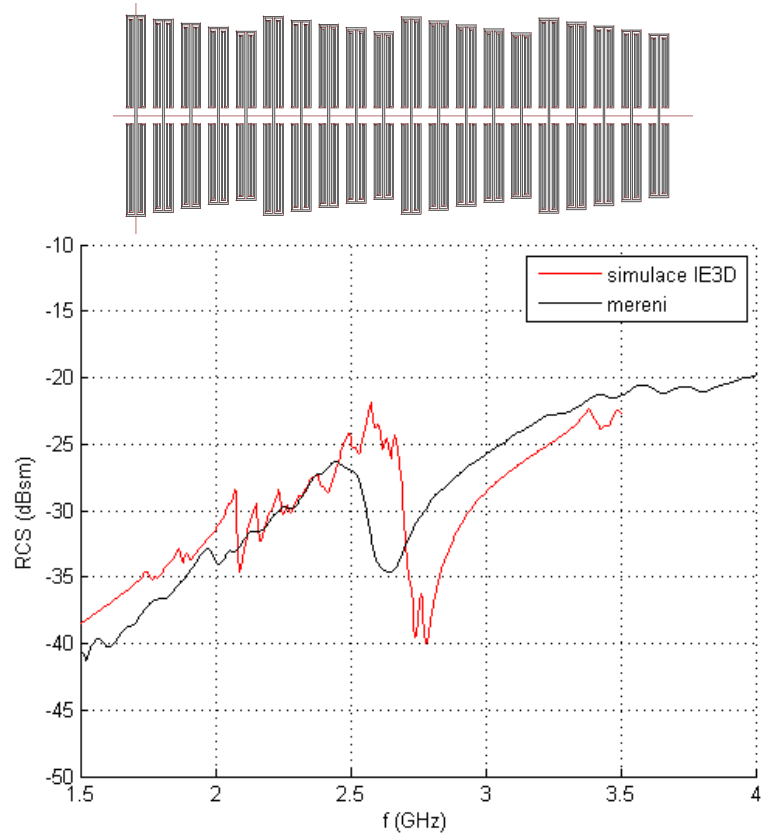
Obr. 5.8: KZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče



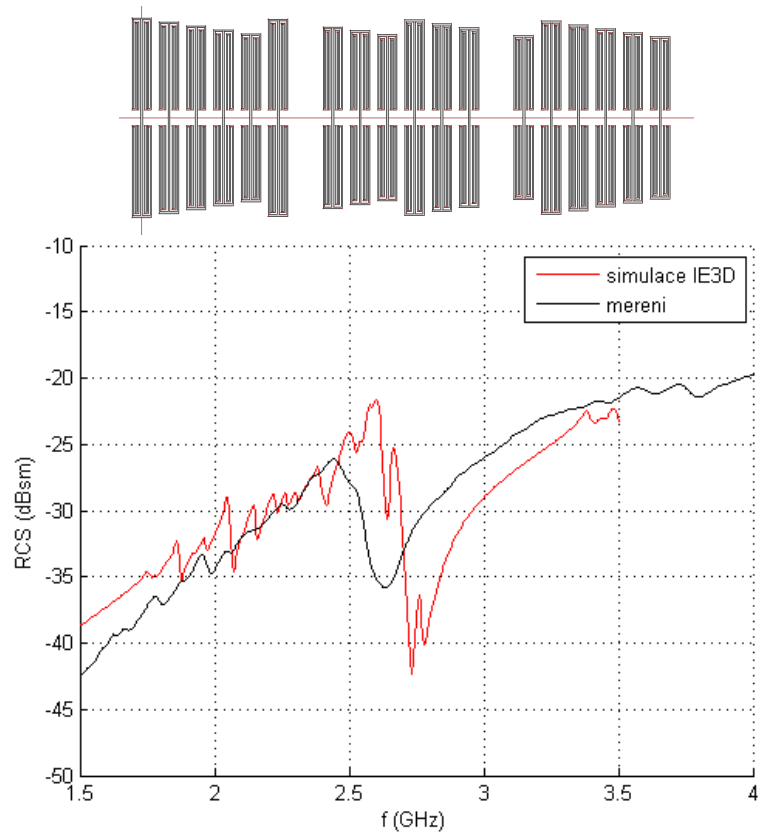
Obr. 5.9: KZD (var. 3), zkracování 0,25 mm



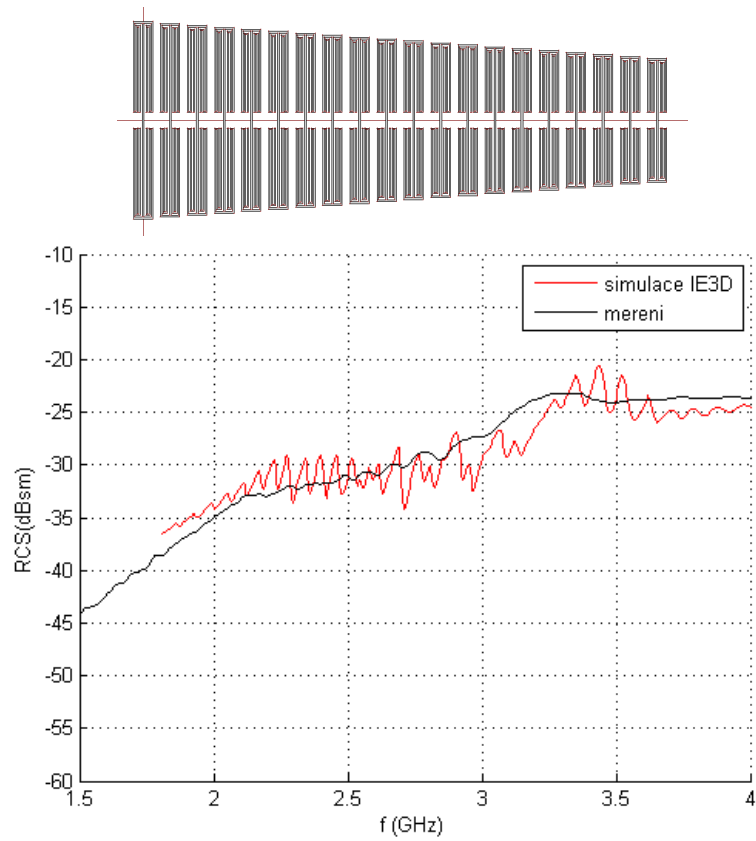
Obr. 5.10: KZD (var. 3), zkracování 0,25 mm, bez 6. a 15. odražeče



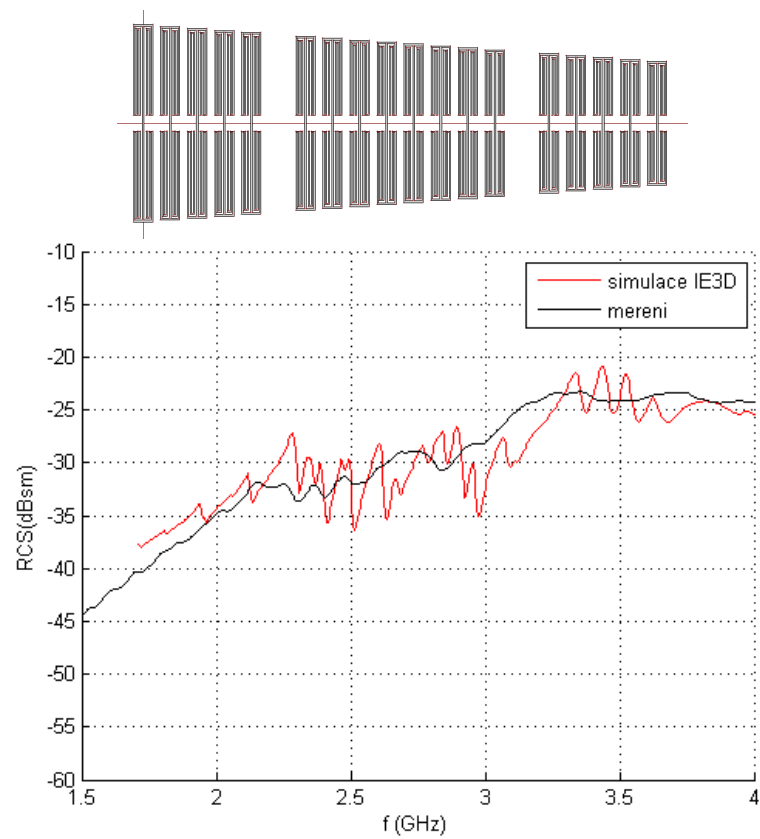
Obr. 5.11: KZD (var. 3), přeuspořádáno, zkracování 0,25 mm



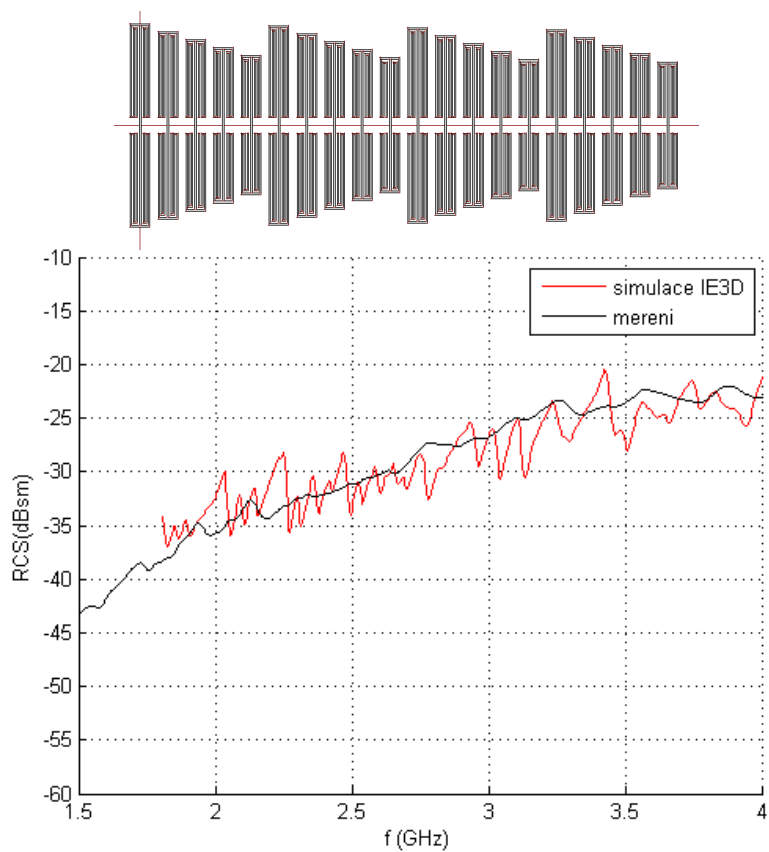
Obr. 5.12: KZD (var. 3), přeuspořádáno, zkracování 0,25 mm, bez 6. a 15. odražeče



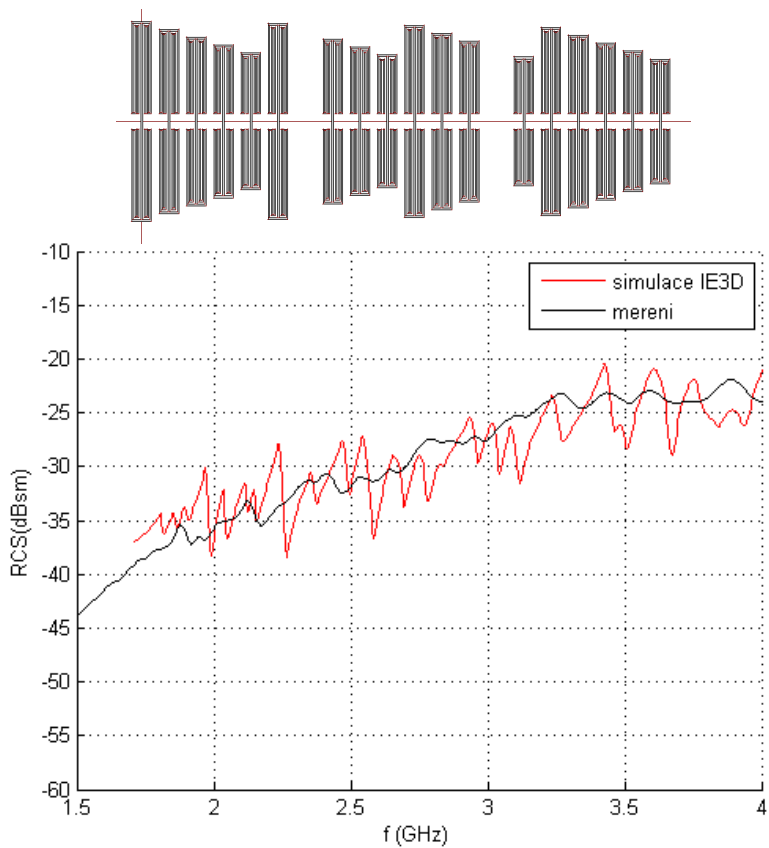
Obr. 5.13: KZD (var. 3), zkracování 0,5 mm



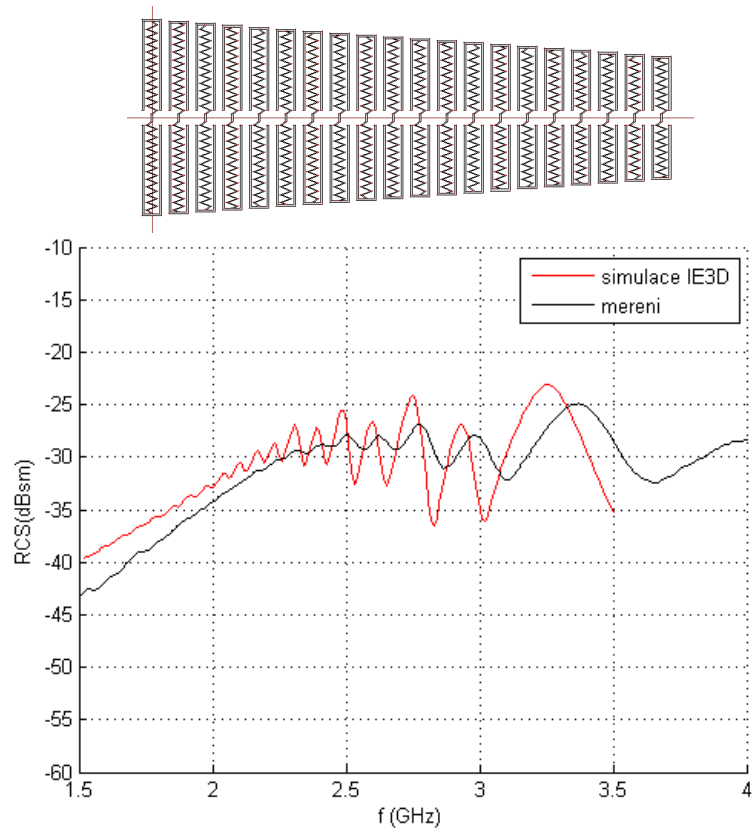
Obr. 5.14: KZD (var. 3), zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče



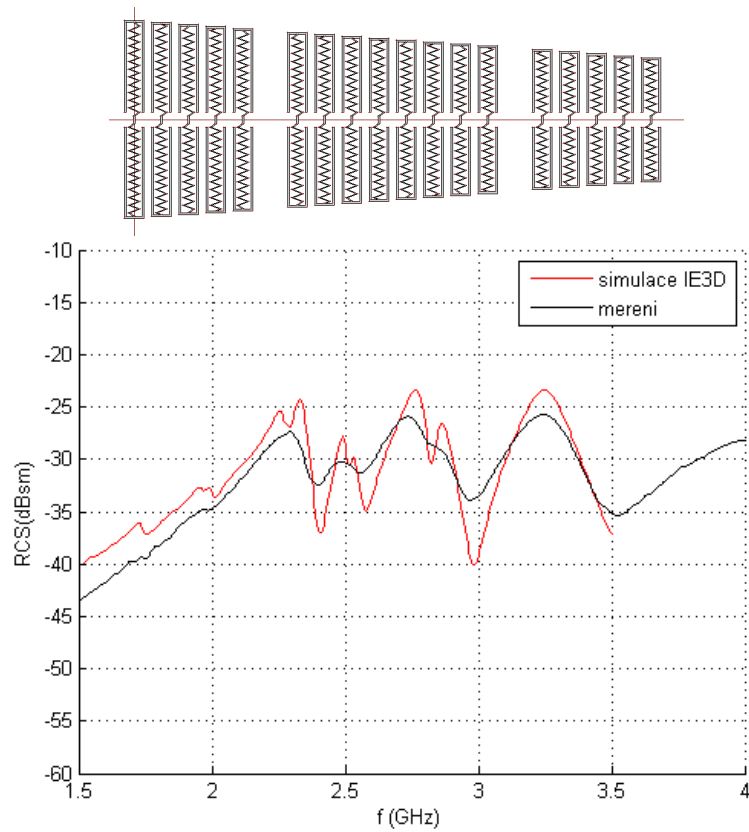
Obr. 5.15: KZD (var. 3), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm



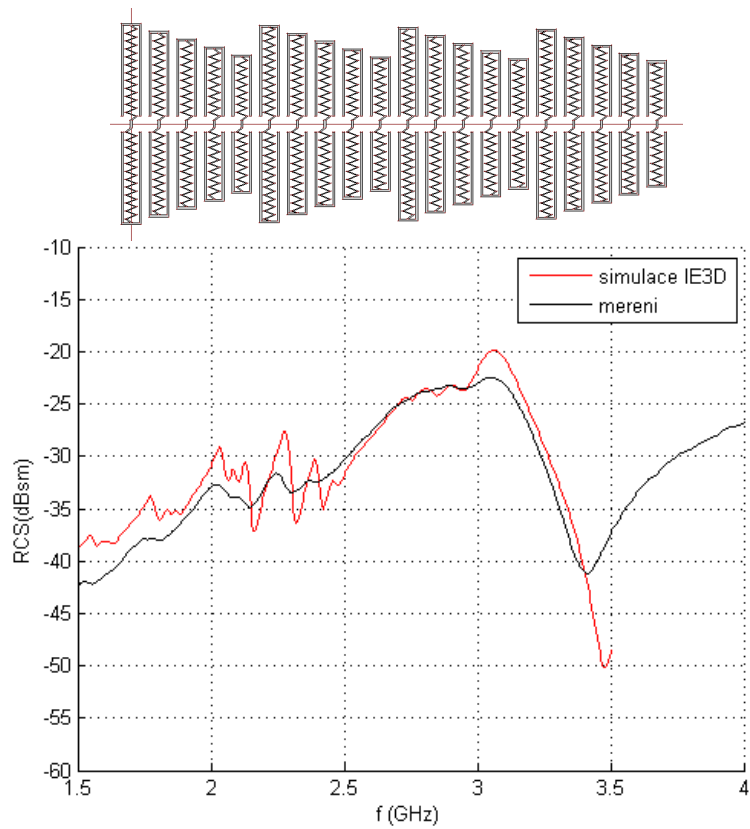
Obr. 5.16: KZD (var. 3), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče



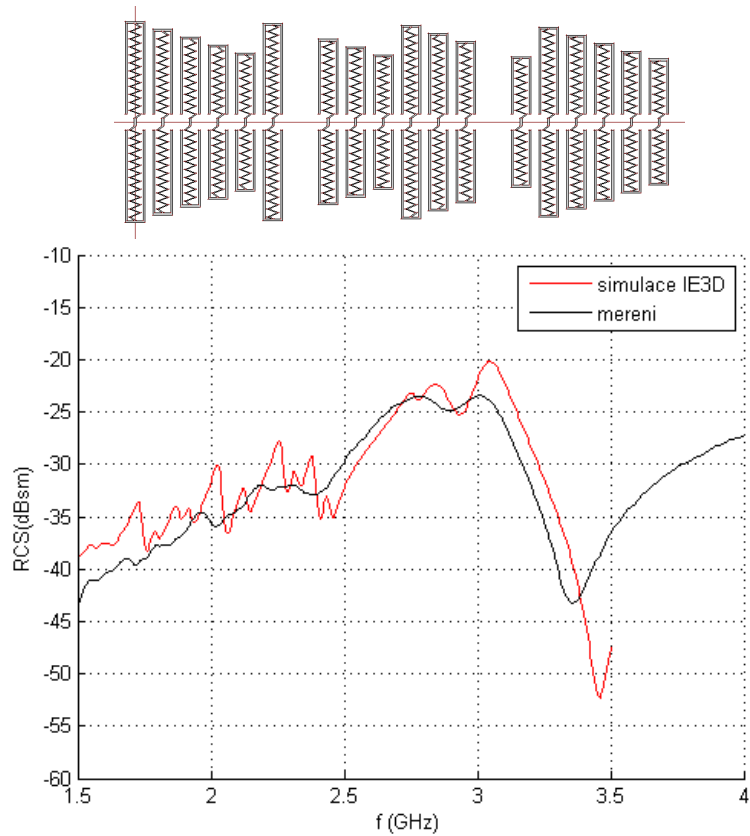
Obr. 5.17: IZD (var. 2), zkracování 0,5 mm



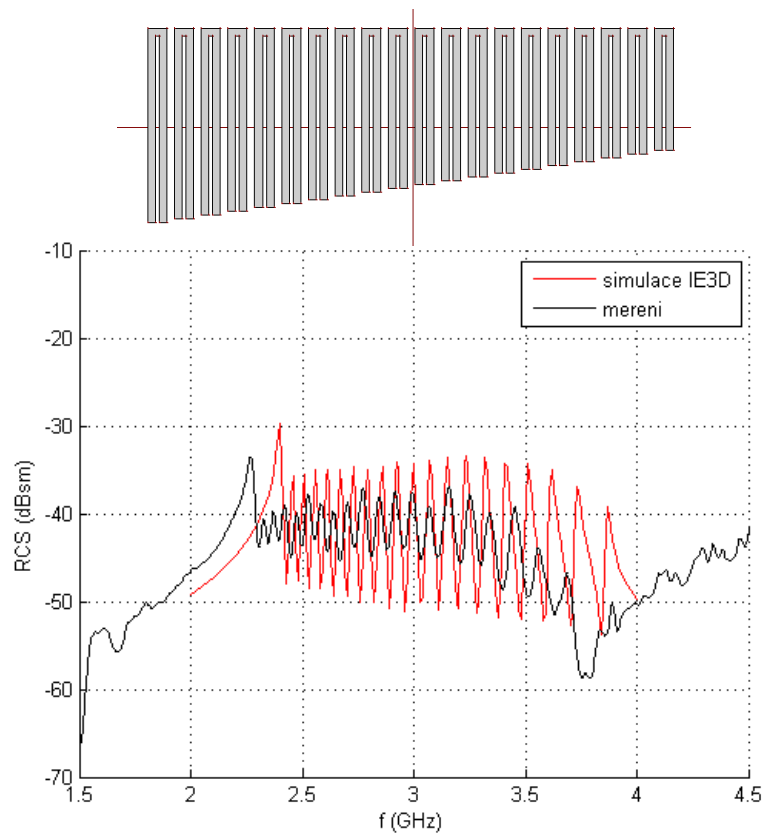
Obr. 5.18: IZD (var. 2), zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče



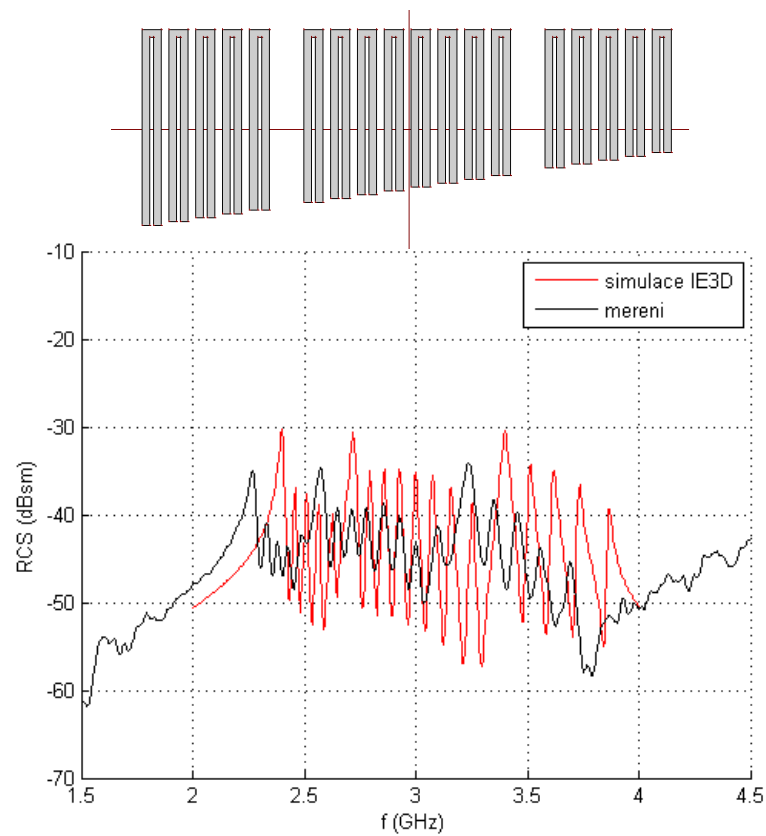
Obr. 5.19: IZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm



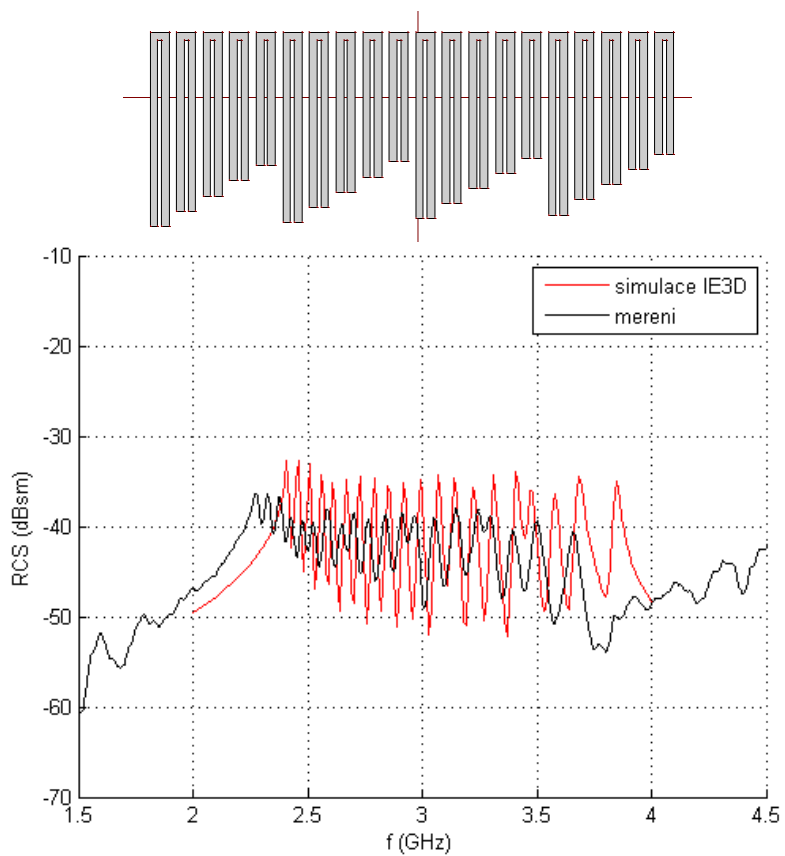
Obr. 5.20: IZD (var. 2), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče



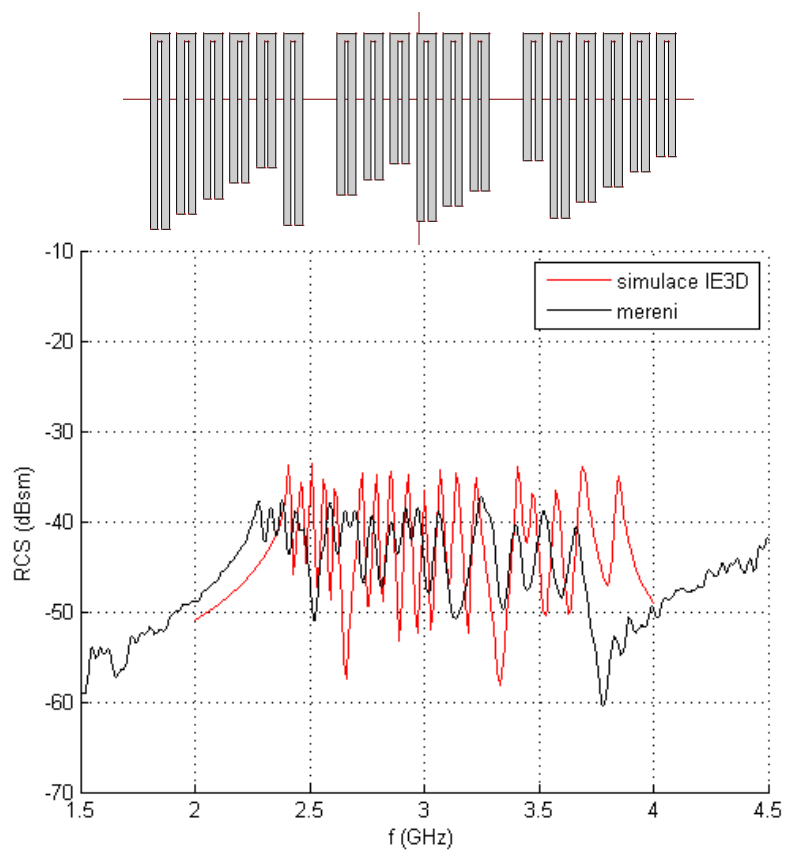
Obr. 5.21: Ohnutý dipól (var. 1), zkracování 0,5 mm



Obr. 5.22: Ohnutý dipól (var. 1), zkracování 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče



Obr. 5.23: Ohnutý dipól (var. 1), přeuspořádáno, zkracování 0,5 mm



Obr. 5.24: Ohnutý dipól (var. 1), přeuspoř., zkrac. 0,5 mm, bez 6. a 15. odražeče

ZÁVĚR

Využitelnost analyzovaných odražečů v technologii bezčipové RFID byla vyhodnocena na základě dvou klíčových parametrů hypotetického tagu, který by jimi byl tvořen. Prvním je maximální čtecí vzdálenost tagu, která sice závisí především na parametrech RFID čtečky, ale zároveň je dána i maximem RCS v rezonanci (žádoucí je vysoká odrazivost). Druhým parametrem je bitová kapacita. Ta je omezena rozměry tagu (v rámci práce zvolena velikost vizitky 50x90 mm) a také šířkou pásma, která je pro přenos identifikační informace vyhrazena. Z hlediska vysoké bitové kapacity je tedy vhodné, aby byly odražeče malé a jejich rezonance byla frekvenčně úzká. Provedené analýzy odražečů dokazují, že požadavky na velkou bitovou kapacitu na jedné straně a velkou čtecí vzdálenost na druhé, jdou však zpravidla proti sobě, protože zmenšováním plochy odražečů ztrácíme jejich odrazivost (viz obr 3.23, 3.24 a 3.25).

Maximálního RCS_{max} dosáhnul kruhový přerušovaný prstenec, který však zaujímá ve srovnání s ohnutými dipóly a odražeči KZD/IZD cca desetinásobnou plochu. Tím jsou velmi omezeny jeho možnosti z hlediska bitové kapacity, která je v tomto případě silně limitována i vysokou šířkou pásma rezonance prstence (viz obr. 3.23). Půlvlnný a meandrový dipól mají RCS_{max} o cca 3 dB menší. Z hlediska bitové kapacity jsou také neefektivní a to především kvůli velké šířce pásma. Pro dosažení relativně vysoké bitové kapacity při současném zachování vysokého RCS_{max} (tj. potenciálně vyššího čtecího dosahu) se jeví jako nejvhodnější ohnutý dipól varianty 2 nebo některý z odražečů KZD/IZD (s výjimkou IZD varianty 3). Ostatní ohnuté dipóly mají RCS_{max} výrazně nižší, přitom však nenabízí znatelně užší BW . Nejvyšší míry elektrického zkrácení dosáhl IZD var. 3, (viz obr. 3.25). Ostatní odražeče KZD/IZD, vykazují z hlediska elektrické velikosti také dobré výsledky (ka se pohybuje mezi 0,51 až 0,71). Výhodou je rovněž relativně silná odezva (RCS mezi -27,6 až -23,4 dBsm). Jejich slabinou při využití v RFID je však poměrně vysoké BW (cca 50 až 120 MHz).

Další části práce se zabývaly pouze odražeči KZD varianty 2 a 3 a IZD varianty 2. Nejprve byl v kapitole č. 4 analyzován vliv vzdálenosti odražečů na sílu vzájemných parazitních vazeb mezi nimi. Simulace ukázaly, že při vzdálenosti 1 mm jsou vazby velmi silné. Pouze v charakteristice KZD varianty 3 (krok zmenšování 0,5 mm) jsou patrná maxima RCS všech pěti odražečů. U ostatních variant lze považovat mezeru 8 mm za dostatečnou pro potlačení vazeb. Zajímavé je, že charakteristika odražečů IZD (var. 2) je při jejich dalším oddalování opět více deformovaná.

Pro potřeby RFID je však mezera 8 mm příliš velká, proto byly dvacetice navrženy s mezerou 1 mm a problém vzájemných vazeb byl řešen přeuspořádáním odražečů. Varianty KZD s malým krokem se ukázaly jako nevhodné. Jen zřídka je v jejich grafech v kapitole č. 5 vidět více než 10 rezonančních maxim. Změřené průběhy

RCS KZD varianty 3 jsou velmi slabé, výraznější maxima jsou patrná pouze v simulacích. Přeuspořádání odražečů mělo v případě obou KZD opravdu pozitivní dopad na rozeznatelnost rezonancí, bohužel však ne tak velký, aby bylo možné spolehlivě kódovat binární informaci. V případě IZD je však vliv přeuspořádání spíše negativní. I tento pokusný tag je v praxi nepoužitelný. Všechna maxima jsou dobře pozorovatelná pouze při měření referenčního ohnutého dipólu. Výsledky odpovídají publikovaným hodnotám [9], pouze hodnoty *RCS* jsou cca o 3 dBsm nižší. Přeuspořádání zde výrazně omezuje kolísání rezonančních maxim.

LITERATURA A INFORMAČNÍ ZDROJE

- [1] Stevan Preradovic, Nemai Karmakar, Advanced Radio Frequency Identification Design and Applications, Fully Printable Chipless RFID Tag (kapitola 7.), InTech, 2011
- [2] Stevan Preradovic, Nemai Karmakar, Chipless RFID: Bar code of the future, IEEE microwave magazine, 2010
- [3] Stevan Preradovic, Nemai Karmakar, Multiresonator-Based Chipless RFID, Springer, 2012
- [4] Peter Harrop, Raghu Das, Printed and Chipless RFID Forecasts, Technologies & Players 2009-2029, IDTechEx, 2009
- [5] Printing of organic thin-film transistor arrays on flexible substrates [Online]. [cit. 2014-12-20].
http://www.aist.go.jp/aist_e/latest_research/2008/20080728/20080728.html
- [6] Angel Ramos, David Girbau, Antonio Lazaro, Ramon Villarino, Permittivity sensor using chipless time-coded UWB RFID, General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI
- [7] Shulabh Gupta, Babak Nikfal, Christophe Caloz, RFID System based on Pulse-Position Modulation using Group Delay Engineered Microwave C-Sections, Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, 2010
- [8] Bob Violino, Firewall Protection for Paper Documents, RFID Journal, [online]. [cit. 2014-12-20].
<http://www.rfidjournal.com/articles/view?790>
- [9] Arnaud Vena, Etienne Perret, Smail Tedjini, A Fully Printable Chipless RFID Tag With Detuning Correction Technique, IEEE Microwave and wireless components letters, Vol. 22, No. 4, 2012
- [10] Arnaud Vena, Etienne Perret, Smail Tedjini, Chipless RFID Tag Using Hybrid Coding Technique, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 59, no. 12, pp. 3356–3364, December 2011
- [11] Milan Polivka, Jan Machac, Novel Size-Reduced Unit Cells for Uniplanar Chipless RFID Tags, Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2013
- [12] Milan Polivka, Jan Machac, Improvement of Backscatter Properties of C-Shaped Dipole Scatterer for Chipless RFID, Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, 2014
- [13] Milan Polivka, Jan Machac, Chipless RFID Tag with an Improved RCS Response, Proceedings of the 44th European Microwave Conference, 2014
- [14] Jaroslav Havlíček, Detekce milimetrových a submilimetrových planárních rezonátorů v mikrovlnném pásmu, individuální projekt, ČVUT FEL, 2010
- [15] Doc. Ing. J. Macháč, Doc. Ing. K. Novotný, Prof. Ing. Z. Škvor, Prof. Ing. J. Vokurka, Numerické metody v elektromagnetickém poli, Nakladatelství ČVUT, 2007
- [16] S. N. Makarov, Antenna and em modeling with matlab, Wiley, 2002

- [17] S. N. Makarov, L. C. Kempel, MATLAB Antenna Toolbox. A Draft, [Online]. [cit. 2014-12-20]. <http://ece.wpi.edu/mom/index.html>
- [18] Constantine A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition, Wiley, 2005
- [19] Pavel Bezoušek, Pavel Šedivý, Radarová technika, Vydavatelství ČVUT, 2004
- [20] David J. Griffiths, Introduction to Electrodynamics (3rd Edition), Prentice Hall, 1999
- [21] Katalogové údaje antény DRH 20 [online]. [cit. 2014-12-20]. <http://www.rfspin.cz/anteny/drh20.php>
- [22] Merrill I. Skolnik, Introduction to radar systems, McGraw-Hill Book Company, 1962