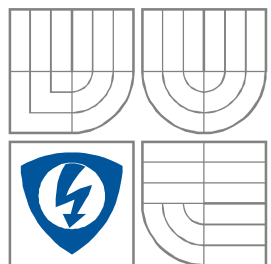


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ŠIROKOPÁSMOVÁ ANTÉNA PRO DETEKTOR HAZARDNÍCH ELEKTROMAGNETIKÝCH POLÍ THE WIDEBAND ANTENNA FOR HAZARDOUS ELECTROMAGNETIC FIELDS DETECTION

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

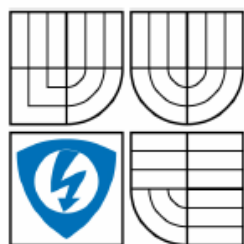
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Josef FALTÝNEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Zdeněk Řezníček

BRNO, 2007



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií
Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Faltýnek Josef Bc.
Ročník: 2

ID: 89672
Akademický rok: 2007/2008

NÁZEV TÉMATU:

Širokopásmová anténa pro detektor hazardních elektromagnetických polí

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku širokopásmových antén a ochrany letounu proti účinkům silných vnějších hazardních elektromagnetických polí (nepřímé účinky blesku, pole pozemních radarových systémů při blízkém průletu, atd.)

V programu CST Microwave Studio navrhnete anténu schopnou detekce hazardních polí (pro vhodný frekvenční rozsah) a podrobte ji důkladné analýze (včetně analýzy citlivostní).

Anténu optimalizujte za účelem dosažení co nejlepších požadovaných vlastností z hlediska detekce hazardních polí. Optimalizovaný návrh poté realizujte ve formě funkčního vzorku a proměřte jeho skutečné vlastnosti vhodnými měřeními. Na základě těchto měření navrhnete případná další vylepšení antény.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] REZNICEK, Z. Anténa pro měření v časové oblasti. Diplomová práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006.
- [2] AC/AMJ 20.1317, The Certification of Aircraft Electrical and Electronic Systems for Operation in the High Intensity Radiated Fields (HIRF).

Termín zadání: 11.2.2008

Termín odevzdání: 30.5.2008

Vedoucí práce: Ing. Zdeněk Rezníček

prof.Dr.Ing.Zbyněk Raida
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků poruše ustanovení § 11 a následujících autorského zákona 4. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Josef Faltýnek
Bytem: Vojtěchov 43, Hvozď 798 55
Narozen/a (datum a místo): 3. prosince 1983 v Prostějově

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☒ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Širokopásmová anténa pro detektor hazardních elektromagnetických polí

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Zdeněk Řezníček.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 30. května 2008

.....

Nabyvatel

.....

Autor

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

**ŠIROKOPÁSMOVÁ ANTÉNA PRO DETEKTOR
HAZARDNÍCH ELEKTROMAGNETIKÝCH POLÍ**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

AUTOR PRÁCE: Bc. Josef Faltýnek

VEDOUCÍ PRÁCE: Ing. Zdeněk Řezníček

Tato práce se zabývá návrhem širokopásmové sondy použitelné při detekci HIRF pole. Pomocí programu CST Microwave byl navržený detektor vycházející z ploché PICA antény důkladně prošetřen a jeho tvar byl modifikován za dosažení lepších všesměrových a impedančních vlastností. V práci byly navrženy, také různé varianty křížené PICA antény vylepšující především vyzařovací charakteristiku. Uvedené varianty PICA antény byly v závěru mezi sebou porovnány a pro vyrobený vzorek křížené PICA antény byly naměřené výsledky porovnány s výsledky získanými ze simulací.

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**THE WIDEBAND ANTENNA FOR HAZARDOUS
ELECTROMAGNETIC FIELDS DETECTION**

MASTER'S THESIS

AUTHOR: Bc. Josef Faltýnek

SUPERVISOR: Ing. Zdeněk Řezníček

The thesis is focused on the design of a wideband detector used for detection of HIRF field. The detector, which is based on PICA antenna, was deeply examined and its shape was also modified for the purpose of achieving better omnidirectional and impedance characteristics. The thesis also deals with the design of cross PICA antenna variations, which purpose is to improve pattern bandwidth. The PICA antenna variations mentioned were compared with one another at the end of the work. The end of the thesis also deals with the comparison of measured results gained from the specimen made with the results gained from the simulations.

Klíčová slova :

Detekce HIRF pole, PICA anténa

Keywords :

HIRF detection, PICA antenna

Bibliografická citace mé práce:

FALTÝNEK, J. *Širokopásmová anténa pro detektor hazardních elektromagnetických polí*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 56s., 2 příl. Vedoucí diplomové práce Ing. Zdeněk Řezníček.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Širokopásmová anténa pro detektor hazardních elektromagnetických polí jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Zdeňku Řezníčkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

Obsah

1	ÚVOD.....	11
2	ROZBOR ZADÁNÍ A POSTUP ŘEŠENÍ.....	12
3	ŠIROKOPÁSMOVÉ ANTÉNY A JEJICH PARAMETRY.....	12
3.1	Širokopásmovost.....	13
3.2	Širokopásmové antény	13
3.2.1	Komplementární (duální) antény	13
3.2.2	Logaritmicko-periodická anténa	14
3.2.3	Kuželový dipól.....	15
3.2.4	Anténa diskonová.....	16
3.2.5	Kapkovitá anténa.....	16
3.2.6	Disková anténa.....	17
3.2.7	PICA anténa	18
3.2.8	Anténa zatížená odporem.....	20
3.3	Parametry antén.....	20
4	DĚLENÍ A VLASTNOSTI HIRF POLÍ.....	23
4.1	Postup ověření odolnosti proti HIRF poli	25
5	NUMERICKÉ METODY POUŽITÉ PŘI MODELOVÁNÍ ANTÉN.....	26
5.1	Metoda konečných diferencí (FD)	26
5.2	Momentová metoda (MoM).....	27
5.3	Metoda konečných prvků (FEM).....	28
5.4	Dostupné komerční programy.....	29
6	UPŘESNĚNÍ POŽADAVKŮ, KONKRETIZACE ZADÁNÍ.....	31
7	NÁVRH PICA ANTÉNY	32
7.1	Optimalizace z hlediska činitele odrazu (plochá PICA)	32
7.2	Optimalizace z hlediska směrové charakteristiky (křížená PICA)	43
7.2.1	Křížená PICA anténa bez děr.....	43
7.2.2	Křížená PICA anténa s děrami.....	48
7.2.3	Křížená PICA anténa – dipólová varianta.....	54
7.3	Vliv hustoty sítě na změnu parametrů modelu.....	58
7.4	Porovnání navrhnutých variant PICA antény	60
8	VÝROBA A MĚŘENÍ	62
9	ZÁVĚR.....	65
10	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	66
11	SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ	68

1 Úvod

V dnešní době je elektromagnetické prostředí stále více zahlcováno různými signály počínaje nízkouřvňovými komunikačními prostředky a konče vysokofrekvenčními výkonnými vysílači a zářiči. Tyto zdroje elektromagnetického záření jsou využívány svými aplikacemi, ale mají zpravidla také negativní vliv i na ostatní systémy. Z tohoto důvodu se stále více do popředí zájmu dostává vědní obor zvaný Elektromagnetická kompatibilita (EMC). EMC se snaží, aby dané zařízení svým vyzařováním minimálně ovlivňovalo okolí a zároveň se stará o to, aby dané zařízení spolehlivě pracovalo v rušeném prostředí [6]. V oblasti letectví je zvláště důležité, aby byla EMC dodržena. Na úvod uvedme několik příkladů, kdy nedodržení EMC mělo za následek tragickou havárii.

- V roce 1982 zahynulo 22 členů posádek celkem pěti vrtulníků UH-60 Blackhawk při pádu strojů po selhání elektroniky v blízkosti vysílače místní radiostanice.
- Roku 1989 byl Beechjet 400 mírně poškozen výbuchem palivových par způsobených elektrostatickým výbojem v palivové nádrži. Elektrostatický výboj vznikl na polyuretanové pěně, která se umísťuje do palivových nádrží pro snížení rizika výbuchu.
- 17. června 1996 se nedaleko pobřeží zřítil do oceánu Boeing 747-131, let č. 800, s 230 cestujícími na palubě. Příčinou byl elektrostatický výboj na jedné z neuzemněných částí centrální palivové nádrže na křídle, jenž vzniknul v důsledku zvýšení teploty v palivových nádržích. Došlo k výbuchu a zničení letadla. Nepřežilo všech 230 cestujících.[22]

Z uvedených příkladů je zřejmé, že dodržení EMC je velice důležité. Letecké systémy jsou rušeny elektromagnetickými poli souhrnně označovanými HIRF – *high intensity radiated fields*), které svými spektrálními složkami zasahují do pracovního pásma systémů. Jedná se o přírodní úkazy (např.: blesk a jeho přímé i nepřímé účinky) nebo elektromagnetická pole vzniklá v důsledku lidské činnosti. Zejména jde o monitorovací systémy, navigační systémy, polohovací zařízení atd.

V zásadě existují dvě možnosti řešení, jak zařízení proti HIRF polím chránit. Buď je zařízení navrženo tak, že i při velmi vysokých intenzitách pole pracuje spolehlivě, např. navigační systémy letadel, různé vojenské aplikace nebo zařízení při výskytu HIRF pole přeruší svou činnost či vykazují chybnou funkci. Proto by bylo dobré, kdyby byl součástí zařízení i varovný modul doplněný vhodným detektorem.

Cílem této diplomové práce je navrhnout senzor, který by byl vhodný pro detekci HIRF pole.

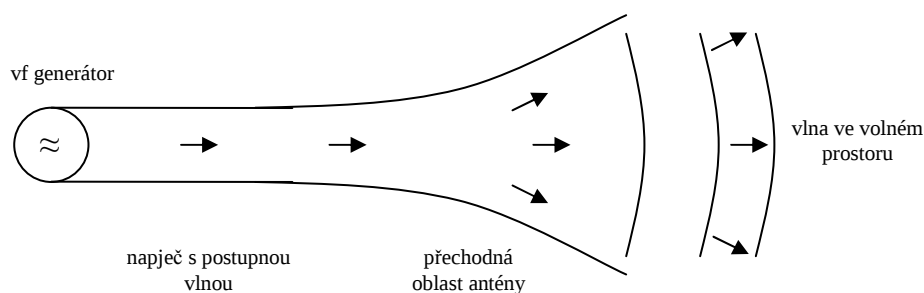
2 Rozbor zadání a postup řešení

Pro řešení dané problematiky je nutné prostudovat stávající literaturu zabývající se snímáním HIRF, podrobně se seznámit s možnými realizacemi a prozkoumat současné senzory, používané při detekci HIRF pole. Také je vhodné seznámit se s principem testování letadel na HIRF pole. Z takto získaných poznatků bude v dalších částech práce objasněna podstata návrhu struktury a budou vyvozeny závěry, které povedou ke konkretizování zadání.

Anténa bude nejprve navržena ve vhodném programu, který bude za tímto účelem vybrán z dostupných komerčních programů. Po odsimulování a zoptimalizování dané antény, bude anténa vyrobena a následně budou její parametry ověřeny patřičnými měřeními. Ze srovnání parametrů získaných ze simulací a z měření, budou vyvozeny závěry o vhodnosti použitého programu a bude také zhodnocen samotný detektor, popřípadě budou podány návrhy na případná vylepšení.

3 Širokopásmové antény a jejich parametry

Anténu lze definovat jako: “Zařízení spojené s oblastí přechodu elektromagnetického vlnění šířícím se podél vedení napájecího (napaječe) a elmag. vlněním ve volném prostoru nebo naopak jde o určitý transformátor typu elektromagnetické vlny“[7]



Obr. 1 Anténa

3.1 Širokopásmovost

Na širokopásmovost se můžeme dívat ze dvou pohledů. Jeden pohled je z hlediska přizpůsobení antény k jejímu napáječi. Anténa je dokonale přizpůsobena tehdy, pokud se veškerý výkon určený pro vyzáření skutečně vyzáří. V praxi k tomuto jevu nedochází, vždy se určitá část energie odrazí. Kvalitu přizpůsobení lze hodnotit například pomocí poměru stojatých vln (PSV). Maximální přípustná hodnota PSV je většinou stanovena zadavatelem nebo to vyplývá z požadavků kladených na zařízení. Obecně je požadováno $PSV = 2$ nebo $s_{11} = -10\text{dB}$ přes uvažovaný rozsah. Přepočítání mezi PSV a činitelem odrazu s_{11} je uveden kapitole 3.3 vzorec (3.10).

Za druhé se můžeme dívat na širokopásmovost z hlediska vyzařovací charakteristiky. V zásadě i zde platí stejné pravidlo, to znamená, že se vyzařovací charakteristika nesmí příliš měnit přes využívaný rozsah. Zde se obvykle požaduje, aby hodnoty diagramu záření nepoklesly o více jak 5dB oproti svému maximu.

Širokopásmovosti lze dosáhnout několika způsoby. Můžeme zvětšovat průměr dipólu (tlustý dipól), opakovat strukturu antény (logaritmicko-periodická anténa) nebo zaručit postupné vlně bezodrazí přechod z anténní struktury do volného prostoru (anténa s odporovou zátěží). Velice širokopásmové jsou také antény, jejichž rozměry jsou dány pouze úhly (spirálová anténa).

Jelikož se během let v anténní technice vyvinuly různé druhy širokopásmových antén, budou v této části uvedeny pouze ty druhy antén, ze kterých by se dala vybrat vhodná anténa.

3.2 Širokopásmové antény

3.2.1 Komplementární (duální) antény

Myšlenka uplatnění komplementárních struktur při návrhu širokopásmové antény vznikla ve čtyřicátých letech minulého století a to jako vedlejší produkt při vývoji Yagiho antény. Jedná se o dvojici antén, u nichž plocha zabraná vodičem jedné antény je tvarem i rozměry totožná s plochou vyříznutou z vodiče druhé antény (páskový dipól a protáhlá štěrbinová anténa). Bylo dokázáno [8], že celková vstupní impedance soustavy tvořené libovolnou planární anténou o vstupní impedanci Z_1 a k ní duální štěrbinovou anténou o impedanci Z_2 , je rovna

$$Z = Z_1 \cdot Z_2 = \left(\frac{Z_0}{2} \right)^2 \quad (3.1)$$

kde

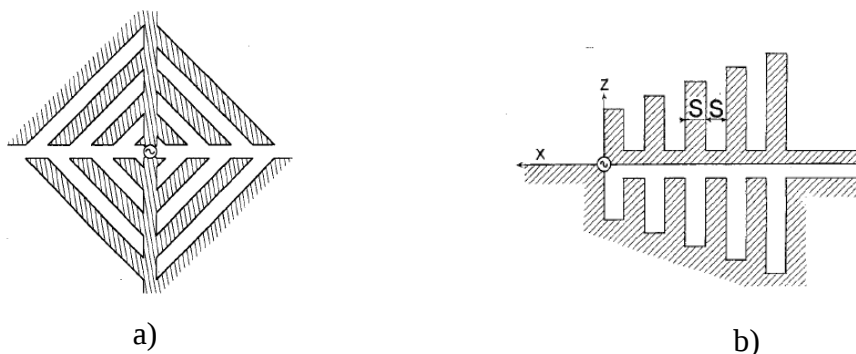
$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cong 120\pi \quad (3.2)$$

Pokud jsou jednotlivé impedance shodné $Z_1 = Z_2$ (tzn. soustava je komplementární sama k sobě – *self-complementary*), tak celková vstupní impedance soustavy je rovna [8]

$$Z = Z_1 = Z_2 = \frac{Z_0}{2} = 60\pi \approx 188,8\Omega \quad (3.3)$$

Toto je pouze obecný vztah a neplatí pro všechny typy soustav.

Základní dělení komplementárních antén je na rotačně symetrické (obr.2a) a osově symetrické (obr.2b). Z výše uvedeného vyplývá, že se jedná o antény mající reálnou na frekvenci nezávislou vstupní impedanci se směrovým vyzařovacím diagramem.



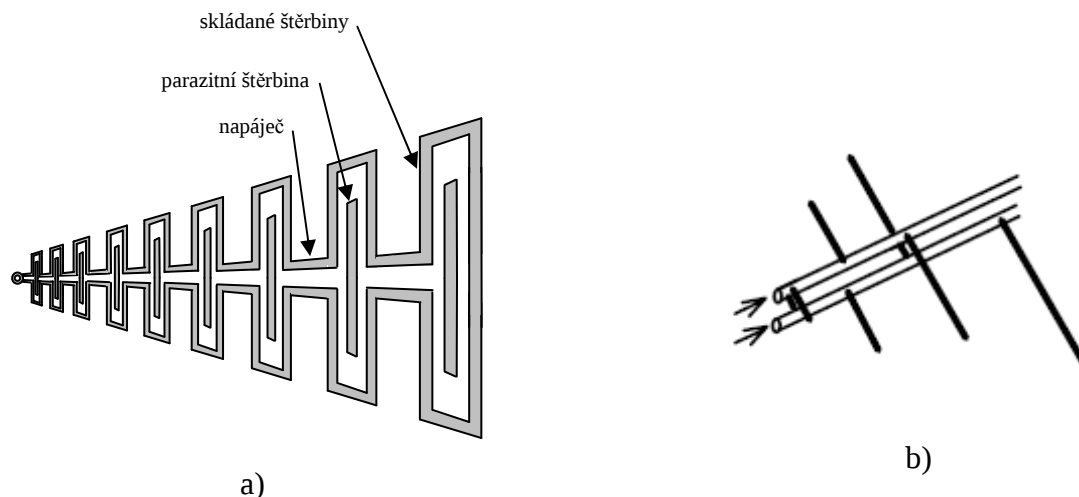
Obr. 2 Komplementární anténa a) rotačně symetrická b) osově symetrická

3.2.2 Logaritmicko-periodická anténa

Jak se dá již z názvu vytušit, jde o speciální strukturu, kde důležitou roli hraje logaritmus a periodicitu. Ano, logaritmicko periodická anténa je komplementární anténa, u níž se rozměry základního elementu (dipól) periodicky opakují s logaritmem kmitočtu. Pokud zvětšíme, či zmenšíme rozměry v určitém poměru, tak si anténa zachová stejné vlastnosti přes velký kmitočtový rozsah. Ze základní struktury byly odvozeny různé varianty antény, při popisu činnosti antény se omezím na dipólovou variantu, jelikož je hojně využívána při EMC měřeních.

Jedná se o soustavu lineárních dipólů s postupnou vlnou (obr.3b). Anténa je tvořena řadou dipólů, jejichž monopóly jsou připojovány jednotlivě a napájeny v protifázi. Šířka kmitočtového pásma je dána nejdelším dipólem, jenž je přibližně půlvlnný na nejnižším kmitočtu a naopak nejkratší dipól je zhruba půlvlnný na nejvyšším používaném kmitočtu. Na vyzařování se podílí pouze několik dipólů, které jsou přibližně ve čtvrtvlnné rezonanci, ostatní jsou příliš rozladěné a tečou jimi zanedbatelné proudy. Díky této konstrukci je tvar vyzařovacího diagramu a hodnota vstupní impedance ve většině svého pracovního pásma prakticky konstantní. Z výše uvedené činnosti log.per.antény vyplývá, že anténa má pohyblivý fázový střed. To je třeba mít na paměti, pokud by se anténa používala jako primární zářič u reflektorových antén [11].

Největší směrovost a nejužší vyzařovací diagram má logaritmicko-periodická anténa, ve směru její osy a to od největšího dipólu k nejmenšímu. Zisk této antény ve srovnání s jinými směrovými anténami není velký, kolem 8 až 12dBi. Při přesném dodržení rozměrů antény je však možné dosáhnout šířky pásma až 10:1. Ploché log. per. antény byly navrženy až pro kmitočtové pásmo 2-20GHz.



Obr. 3 Logaritmicko periodická anténa a) plochá b) dipólová

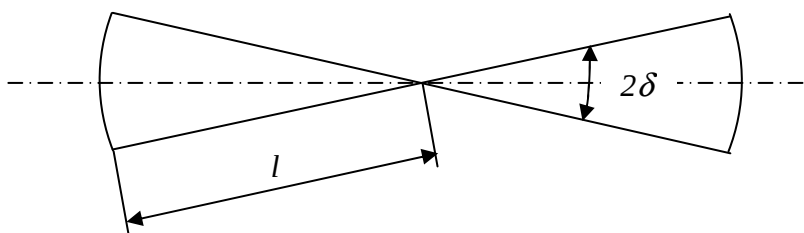
3.2.3 Kuželový dipól

Ve své práci [18] se kuželovým dipólem po teoretické stránce zabýval S.A. Schelkunoff. Jde o strukturu, která se skládá ze dvou souosých kuželů postavených vrcholy proti sobě (obr.4). Pokud vztáhneme délku povrchové přímký l k délce vlny λ , můžeme rozlišit dva různé případy. V prvním případě, kdy je $l \ll \lambda$ a úhel $\delta > 5^\circ$, se anténa podobá dipólu a mluvíme o anténě kuželové. Když $l \gg \lambda$ a úhel $\delta \approx 45^\circ$, hovoříme o anténě trychtýřové. Z pohledu teorie není mezi nimi rozdíl, avšak v praxi ano [7].

Širokopásmových vlastností nabývá kuželová anténa pokud je vrcholový úhel δ v rozmezí $30^\circ - 60^\circ$. Je dokázáno, že se zvyšujícím se vrcholovým úhlem jsou změny reaktanční složky pozvolnější a reálná část impedance se snižuje. Vstupní impedance nekonečně dlouhého kuželového dipólu je

$$Z_0 = 120 \ln \cdot \cot g \frac{\delta}{2} \quad (3.4)$$

Pro monopól je impedance poloviční. Protože je vstupní impedance závislá pouze na vrcholovém úhlu antény, můžeme vhodnou volbou úhlu anténu přizpůsobit k libovolnému napáječ [7].



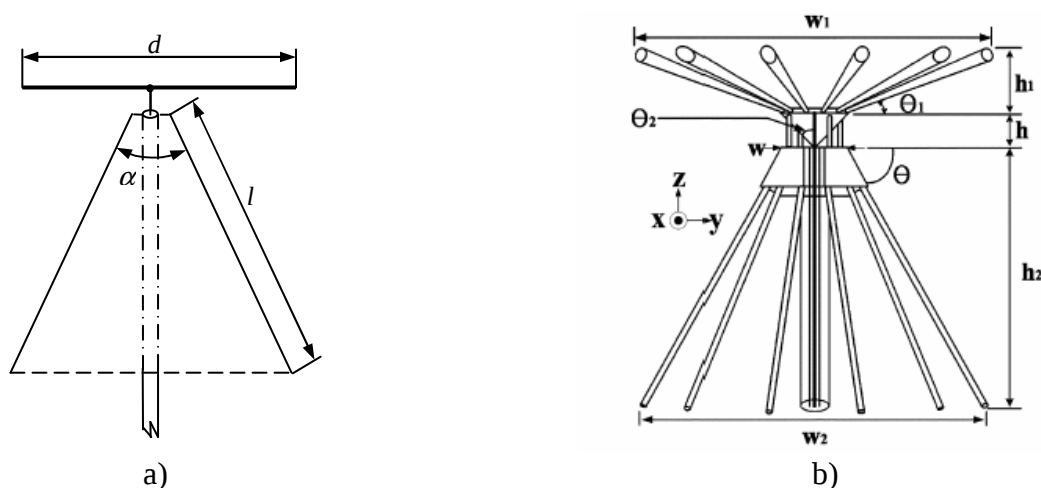
Obr. 4 Kuželový dipól

3.2.4 Anténa diskonová

V principu jde o dvojkuželový dipól, kde jeden z kuželů má vrcholový úhel 180° . Konstrukce antény je relativně jednoduchá (obr.5a), drátové provedení se používá na nižších kmitočtech a je více odolné proti větru (obr.5b). Kvůli zlepšení vlastností antény může být horní plocha do určitého úhlu nakloněna a elementy horní části diskonové antény mohou být zúžené. Horní část antény pracuje na vyšších frekvencích a spodní pak na kmitočtech nižších.

Anténa má všesměrový diagram v horizontální rovině a podobně jako vertikální dipól produkuje pole s vertikální polarizací. Diagram záření ve vertikální rovině je osmičkového tvaru a míra zdeformování digramu je závislá na frekvenci a na vrcholovém úhlu δ . Zisk se pohybuje kolem 2,15dBi. Vzhledem k jednoduchému návrhu antény a výše zmíněným vlastnostem je kónická anténa hojně používána v mnoha různých aplikacích (mikrovlnné aplikace, UWB komunikace, aplikace pro hledání zdroje signálu) [12].

Speciálním typem širokopásmové antény schopné pracovat až do oblasti GHz je kónicko-logaritmická anténa. Tato anténa je určena pro příjem kruhově polarizovaného elektromagnetického pole a používá se především v armádě.



Obr. 5 Diskonová anténa a) principiální nákres b) pro delší vlny

3.2.5 Kapkovitá anténa

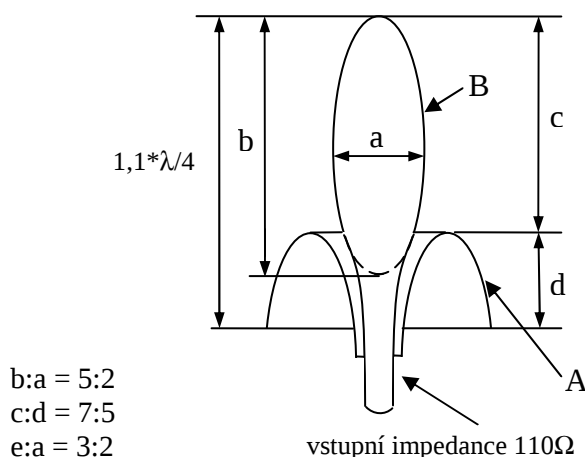
Kapkovitou anténu lze v anglické literatuře nalézt pod názvem *teardrop antenna*. Jedná se o přenosové vedení o konstantní impedanci, jež je při vhodném zakončení zdrojem rovinné vlny. Princip činnosti antény lze popsat takto.

Na obr.6a je ukázáno souosé vedení, které se do nekonečna rozšiřuje. Poměr průměrů vnitřního d a vnějšího D vodiče je konstantní. Z tohoto důvodu se charakteristická impedance podél vedení nemění. Pokud je rozšíření pozvolné a na konci průměr D nabývá velkých hodnot, tak tato anténa vyzařuje s malými odrazy přes celý rozsah. Struktura kapkovité antény vycházející z obr.6a je ukázána na obr.6b.



Obr. 6 a) Rozšiřující se souosé vedení, b) Struktura širokopásmové antény

Návrhem kapkovité antény se velice zabýval L.E.Lindenblad ve své studii z roku 1941 [19]. Zjistil, že rozhodujícím faktorem určujícím šířku pásma je tvar struktury. Tento závěr podložil četnými experimenty a navrhnul optimální konfiguraci této struktury (obr.7). Není se co divit, že televizní anténa umístěná na budově Empire State Building navrhnutá L.E.Lindenbladem vychází právě z kapkovité antény. Za zmínku jistě stojí i fakt, že tvary širokopásmových antén navrhnutých ve 40. letech minulého století se používají dodnes.



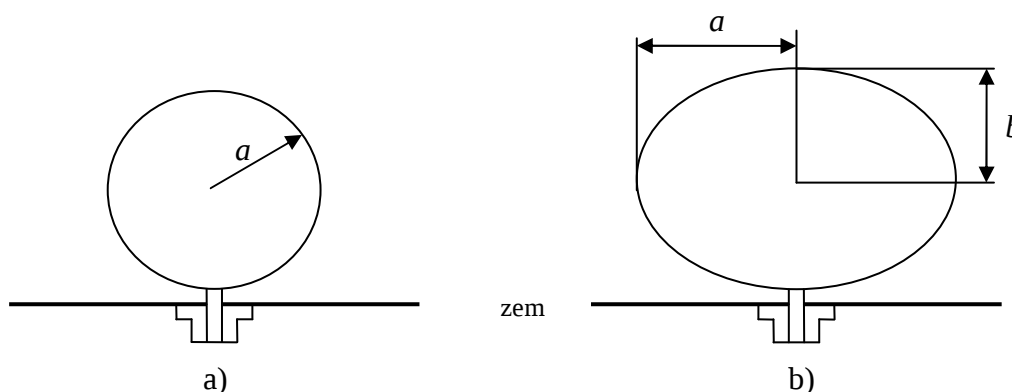
Obr. 7 Optimální kapkovitá anténa navržená L.E.Lindenbladem

3.2.6 Disková anténa

Disková anténa CDM (*circular disc monopole*) je názorným příkladem jak zvýšit šířku pásma klasického dipólu, při zachování jeho dobrých všesměrových vlastností. CDM antény využívají poznatku, že s rostoucím průměrem d dipólu, roste i jeho šířka pásma. Jde o monopól v podobě kruhového disku o průměru a umístěného nad zemí (obr.8). Lze dosáhnout šířky pásma až 1:10,2 při $PSV < 2$. Byly vyvinuty různé modifikace CDM, za účelem odstranění značného větrného náporu na tuto anténu, při zachování stejných vlastností. Např. disk je tvořen drátovou výplní nebo je tvořen jen vodivým prstencem [13].

Jiná varianta je EDM (*elliptical disc monopole*). U tohoto typu antény lze dosáhnout přibližné šířky pásma jako u CDM, ale se zvětšujícím se osovým poměrem šířka pásma klesá. Výjimkou je osový poměr $a/b = 1,1$ u něhož z charakteristik uvedených v literatuře [13] vyplývá, že lze dosáhnout šířky pásma až 1:10,7. U dalších variant (čtverec, trojúhelník. atd.), již šířka pásma nepřesahuje poměr 1:3,5.

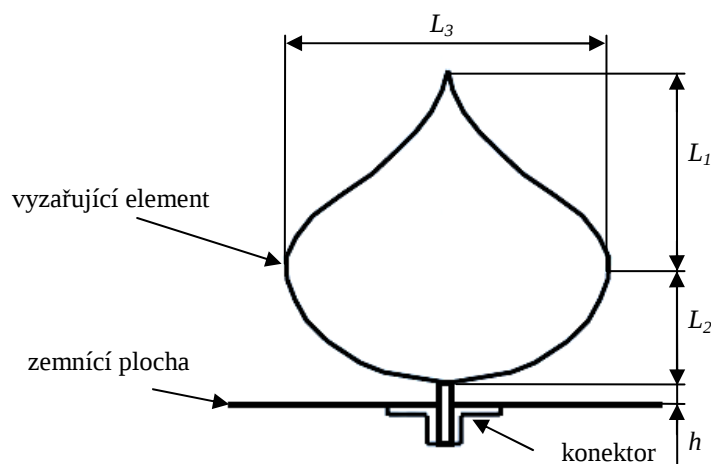
Vyzařovací charakteristiky CDM a EDM jsou velice podobné konvenčnímu dipólu tzn. téměř všesměrové v H-rovině, ovšem se vzrůstající frekvencí všesměrovost klesá.



Obr. 8 Disková anténa a) CDM b) EDM

3.2.7 PICA anténa

Nedostatky CDM antén, což je klesající všesměrovost na vyšších frekvencích se podařilo odstranit návrhem PICA antény (*Planar Inverted Cone Antenna*). Tato struktura je založena na kapkovité anténě a diskové anténě (viz. kap. 3.2.5 a 3.2.6). Anténa dosahuje impedanční šířky pásma víc jak 20:1, vyzařovací charakteristika je všesměrová v rozsahu 6:1 a nežádoucí křížová polarizace je potlačena na méně jak 20dB [14].

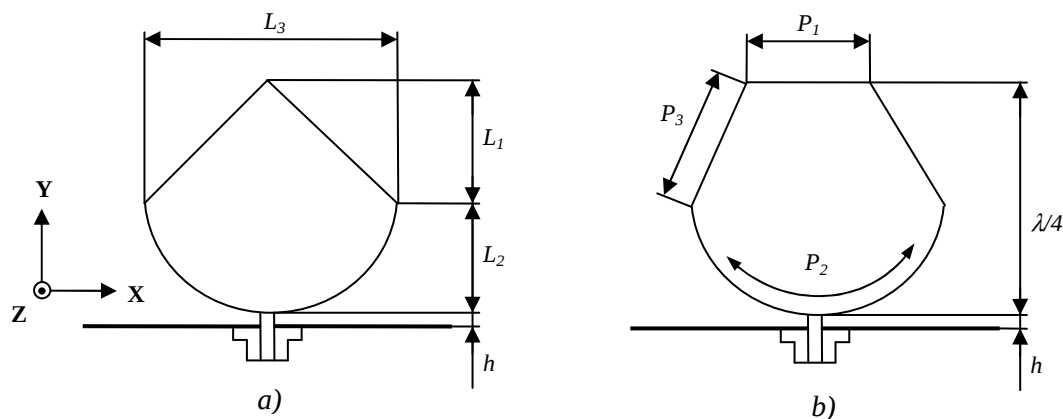


Obr. 9 PICA anténa

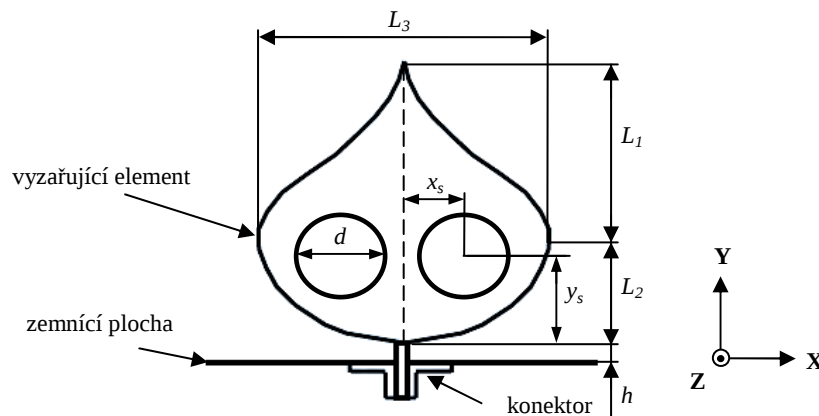
Základní tvar PICA antény je velice jednoduchý. Anténa se skládá z jednoho plochého elementu vertikálně umístěného nad zemnicí plochou (obr.9). Geometrie PICA antény vychází z tradiční CDM antény, u níž je spodní část tvořena elipsou, kruhem nebo exponenciálou a horní část je zúžena do špičky (obr.10a). Výška antény je rovna přibližně čtvrtině délky vlny na nižším konci pásma. Či-li $\lambda_L/4$, kde λ_L je délka vlny nejnižšího uvažovaného kmitočtu, na kterém má být anténa schopna pracovat. Rozměry L_1 , L_2 a L_3 jsou vždy jiné a jsou navrženy tak, aby anténa svými vlastnostmi optimálně vyhovovala dané aplikaci.

Obecnější popis PICA antény je na obr.10b. Zde stojí za povšimnutí, že pokud hranu P_1 položíme nule, vznikne základní tvar PICA antény obr.10a. Změnou tvaru a velikostí hrany P_1 můžeme PICA anténu přizpůsobit na různé specifické aplikace. Tvar hrany P_2 především ovlivňuje impedanční a vyzařovací charakteristiky. Za zmínku také stojí, že kruhové zúžení hrany P_2 má souvislost s kapkovitou anténou. U kapkovité antény se dosahovalo širokopásmových vlastností postupným zužováním zemnicí plochy, zatímco u PICA antény je použita kruhová nebo elipsovité hranu nad rovnou zemí. Tento tvar hrany PICA antény ve své podstatě odpovídají zužující se zemní ploše kapkovité antény

Větší šířky pásma dosáhneme, pokud se do základního elementu vyříznou dva kruhové otvory (obr.11). Impedanční šířka pásma je shodná jako u PICA antény bez výřezů, avšak z hlediska vyzařovací charakteristiky šířka pásma vzroste na 6:1 a více.[14,20]



Obr. 10 Geometrie PICA antény a) základní tvar b) obecný tvar



Obr. 11 PICA anténa se dvěma kruhovými výřezy

3.2.8 Anténa zatížená odporem

Jiným ze způsobů jak zvýšit šířku pásma klasického dipólu, na kterém existuje stojatá vlna, spočívá ve vybuzení vlny postupné. Postupná vlna může existovat na anténním dipólu, pokud jsou ramena vyrobena z odporového materiálu a plynule se ke svému konci zužují. Bylo dokázáno, že pokud vnitřní impedance na jednotku délky $Z^i(z)$, kde z je podélná souřadnice dipólu, bude vyjádřena [15].

$$Z^i(z) = \frac{60\psi}{h - |z|} \quad (3.5)$$

tak rozložení proudu $I_z(z)$ podél antény bude postupná vlna

$$I_z(z) = \frac{V_0}{60\psi \left(1 - \frac{j}{kh}\right)} \left[1 - \frac{|z|}{h}\right] e^{-jk|z|} \quad (3.6)$$

kde symboly uvedené ve vzorcích mají následující významy: $2h$ je celková délka dipólu, k je vlnové číslo, V_0 je napájecí napětí a ψ vypočítáme ze vztahu

$$\psi \cong 2 \left[\sinh^{-1} \frac{h}{a} - C(2ka, 2kh) - jS(2ka, 2kh) \right] + \frac{j}{kh} (1 - e^{-j2kh}) \quad (3.7)$$

kde a je poloměr dipólu a $C(x,y)$ a $S(x,y)$ jsou obecné kosinové a sinové integrály [15].

3.3 Parametry antén

Činitel přizpůsobení s_{11}

Parametr s_{11} udává, jak jsou dva prvky vzájemně k sobě přizpůsobeny. Jedná se o poměr napětí odražené vlny a vlny přímé [17].

$$s_{11} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |U^O(t)| dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |U^P(t)| dt} \quad (3.8)$$

kde U^O je napětí odražené vlny a U^P je napětí vlny přímé.

Případ, že celý výkon přejde z jednoho prvku na druhý, nazýváme ideální přizpůsobení a činitel s_{11} je roven 0. Tato situace je ovšem čistě hypotetická a vždy dojde k odrazu určité části energie. Nicméně ideálnímu případu se snažíme maximálně přiblížit. V technické praxi se kvalita přizpůsobení udává tzv. poměrem stojatých vln PSV . Přepočtení mezi PSV a s_{11} je následující [11]

$$PSV = \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}} \quad (3.10)$$

Např. U televizních vysílacích antén se požaduje $PSV_{MAX} \leq 1,1$, v běžných situacích dostačuje $PSV \leq 2$ v celém uvažovaném pásmu, což je někdy velice těžké zrealizovat. V případě, že nelze přímo navázat jeden prvek na druhý, aniž by došlo k výrazným ztrátám, se

používá přizpůsobovací člen. Tyto obvody jsou různého typu a tvarů dle frekvenčního pásma a mohou obsahovat i symetrizační prvek, pokud to aplikace vyžaduje [7].

Diagram záření

Jde o grafické vyjádření charakteristiky záření antény v prostorových souřadnicích. Charakteristika záření udává směrovou závislost zkoumané veličiny v určité vzdálenosti zpravidla v daleké zóně. Protože se jedná o prostorovou závislost, tak se charakteristiky záření nejčastěji udávají ve dvou na sebe kolmých rovinách, často označovaných jako roviny E a H [11]. Z diagramu záření se určují důležité parametry jako:

- činitel směrovosti

Jedná se o poměr energie záření v daném směru (výkon vyzářený anténou v jednotkovém prostorovém úhlu) ku intenzitě vyzářené do sférického prostor kolem antény. Ve směrech, do kterých je energie soustřeďována, je činitel větší jak jedna, ve směrech, ve kterých je záření potlačováno, je menší jak jedna a u všesměrových antén by měl být činitel směrovosti roven jedné [17].

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |E_{trans}(\theta, \varphi, t)|^2 dt}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |E_{trans}(\theta, \varphi, t)|^2 \sin \theta dt d\theta d\varphi} \quad (3.11)$$

kde čítec $\int_{-\infty}^{\infty} |E_{trans}(\theta, \varphi, t)|^2 dt$ je energie antény vyzářená ve směru θ, φ a

jmenovatel $\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |E_{trans}(\theta, \varphi, t)|^2 \sin \theta dt d\theta d\varphi$ je celková energie vyzářená anténou

- úroveň postranních laloků

Obvykle se vyjadřuje v decibelech a jde o poměr maxima diagramu záření vůči amplitudě postranního laloku

- činitel zpětného záření

Poměr mezi maximálním napětím ve směru maxima (0°) a maximálním napětím v určeném úhlovém rozsahu ve směru opačném (180°)

- šířka hlavního laloku

Úhel ve kterém poklesne intenzita o 3dB vůči maximu záření

Zisk antény

Původně byl zisk antény definován jako součin směrovosti a účinnosti vyzařování antény. Tato definice platí pro antény do kmitočtu 30MHz. U antén pracujících na vyšších kmitočtech definice ztrácí svůj smysl, protože účinnost antény se na vyšších frekvencích rovná jedné. V těchto pásmech pod pojmem zisk rozumíme decibelové vyjádření maximálního činitele směrovosti D_{max} . Jedná se o tzv. absolutní zisk [11]

$$G_{abs} = 10 \log(D_{max}) \quad (3.12)$$

V případech, kdy hovoříme o relativním zisku, máme na mysli, o kolik decibel se zvýší maximální činitel směrovosti antény D_{max} vůči činiteli směrovosti referenční antény D_{ref} (izotropická, dipól) [11]

$$G_{abs} = 10 \log \left(\frac{D_{max}}{D_{ref}} \right) \quad (3.13)$$

Efektivní plocha antény

Definuje se jako poměr výkonu P_z na zatěžovací impedanci antény k výkonové hustotě energie (Poyntingův vektor) P_v [11]

$$S_{ef} = \frac{P_z}{P_v} \quad (3.14)$$

Při orientaci antény na maximální příjem, je-li zátěž výkonově přizpůsobená a jsou-li ztráty v obvodu nulové, je výkon absorbovaný v zátěži P_z [11]

$$P_z = \frac{U_{ef}^2}{8R_r} \quad (3.15)$$

kde U_{ef} je napětí na zátěži a R_r je odpor záření antény.

Efektivní plocha se dá také vyjádřit pomocí činitele směrovosti D [11]

$$S_{ef} = D \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (3.16)$$

Efektivní délka antény

Efektivní délka vyjadřuje poměr velikosti napětí na prázdku na svorkách antény U_o k velikosti intenzity elektrického pole E ve směru polarizace [11]

$$l_{ef} = \frac{U_o}{E} \quad (3.17)$$

Polarizace

Polarizace popisuje tvar a orientaci složek (vektorů) elmag. vlny v prostoru, jako funkci času, což je vlastnost vlny daného jediného kmitočtu. V anténí technice určujeme polarizaci elektrické složky v rovině kolmé na směr šíření – rovina polarizace. Pokud je vlna polarizovaná lineárně, vektor elektrické intenzity nemění během periody svou orientaci v prostoru. Avšak v případě, když se superponují dvě koherentní vlny, dochází k eliptické popřípadě kruhové polarizaci. U těchto polarizací můžeme hovořit také o smyslu polarizace (pravotočivá, levotočivá z pohledu šíření vlny) [7].

Při šíření vlny prostorem může dojít i tzv. křížové polarizaci. Jde o parametr, který udává poměr mezi užitečnou složkou elektrické intenzity v příslušné rovině antény (rovina E nebo rovina H) a složkou elektrické intenzity, která je na tuto složku kolmá [27].

4 Dělení a vlastnosti HIRF polí

Mezinárodní civilní letecká organizace (ICAO) zabývající se již několik let výzkumem a kvantifikováním HIRF polí rozdělila tato prostředí na normální prostředí (*Normal Environment*) vyskytující se v okolí letišť a nepříznivé prostředí (*Severe Environment*), což je veškerý vzdušný prostor, kde je povolen provoz komerčních letadel. Postupem času vzniklo certifikované prostředí (*Certificated Environment*), které vychází z nepříznivého prostředí, změna je ve vzdálenosti zářiče a uvažovaného objektu. Více informací lze nalézt v literatuře [16].

ICAO také zřídila a udržuje databázi zářičů, do které svými informacemi přispívají různé země z celého světa. Tato databáze samozřejmě neposkytuje informace o všech možných vyskytujících se zářičích, ale i tak lze celkem přesně odhadnout elektromagnetické prostředí daného státu

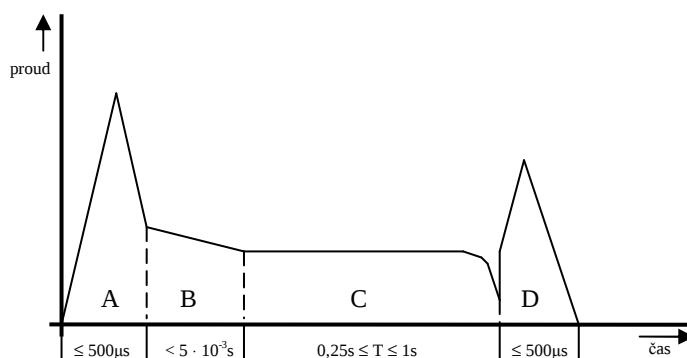
Zejména se jedná o zářiče pozemních stanic sloužící k navigaci a kontrole leteckého provozu, zářiče na plavidlech a vojenské aplikace. Objekty vystavené tomuto záření musí být konstruovány tak, aby při kontaktu s hlavním lalokem zářiče nedošlo k výpadkům činnosti popřípadě poruše. Dá se předpokládat, že některé kmitočty budou letadlům „vadit“ více a jiné méně. Proto je frekvenční pásmo 10kHz až 40GHz rozděleno do několika subpásem. Toto dělení je individuální pro každý stát. Navíc z literatury [16] vyplývá, že záleží jak na typu dopravního prostředku (letadlo, vrtulník či raketoplán), tak i na tom, kde se daný objekt pohybuje (okolí pozemních radarových stanic nebo v okolí letadlových lodí). Jelikož se tato práce zabývá návrhem antény pro malé civilní letadlo, jsou v tab.1 uvedeny hodnoty pro prostředí v okolí letadel, u kterých je vyloučen provoz na palubách lodí.

Frekvence [MHz]	Normální prostředí		Nepříznivé prostředí		Certifikované prostředí	
	E _{MAX} [V/m]	E _{AVG} [V/m]	E _{MAX} [V/m]	E _{AVG} [V/m]	E _{MAX} [V/m]	E _{AVG} [V/m]
0,01 – 0,1	20	20	50	50	50	50
0,1 – 0,5	20	20	60	60	50	50
0,5 – 2	30	30	70	70	50	50
2 – 30	100	100	200	200	100	100
30 – 70	10	10	30	30	50	50
70 – 100	10	10	30	30	50	50
100 – 200	30	10	90	30	100	100
200 – 400	10	10	70	70	100	100
400 – 700	700	40	730	80	700	50
700 – 1 000	700	40	1400	240	700	100
1 000 – 2 000	1300	160	3300	160	2000	200
2 000 – 4 000	3000	120	4500	490	3000	200
4 000 – 6 000	3000	160	7200	300	3000	200
6 000 – 8 000	400	170	1100	170	1000	200
8 000 – 12 000	1230	230	2600	330	3000	300
12 000 – 18 000	730	190	2000	330	2000	200
18 000 – 40 000	600	150	1000	420	600	200

Tab. 1 Elektromagnetická prostředí v okolí letadel, u kterých je vyloučen provoz na palubách lodí [16]

Přírodním zdrojem rušení je blesk (LEMP – Lighting Electromagnetic Pulse). Jedná se o krátký vysokoenergetický impuls, který může vzniknout v mraku, mezi mraky nebo mezi mrakem a zemí, může obsahovat také několik zpětných výbojů. O přímých účincích blesku hovoříme v případě, kdy dojde k poškození objektu přímým průchodem elektrického proudu. Z pravidla se jedná o ohřátí, zapálení nebo úplné zničení objektu. Obr.12 a tab.2 popisuje průběh elektrického proudu v prostředí vyvolaném přímým účinkem blesku.

Méně energeticky nebezpečné jsou nepřímé účinky. Vlivem parazitních vazeb (především induktivní vazbou) se naindukuje na vzdáleném zařízení napětí o velikosti až stovky kV. Zařízení, která jsou citlivá na tak vysoké přepětí a nejsou vybavena speciální ochranou (např. bleskojistkou), jsou okamžitě zničena.



Obr. 12 Průběh jednotlivých složek proudu při přímém účinku blesku

	A	B	C	D
	Počáteční úder	Mezilehlý proud	Ustálený proud	Sekundární úder
Amplituda proudu	200kA (±10%)	2kA (±10%)	200A - 800A	100kA (±10%)

Tab. 2 Parametry jednotlivých složek proudu při přímém účinku blesku

Poznamenejme, že se zařízení testují také na odolnost vůči jadernému výbuch (NEMP – Nuclear Electromagnetic Pulse). NEMP lze generovat dvěma způsoby, rozdíl je ve výšce výbuchu nad zemí. Nebezpečnější je výbuch ve vyšší výšce (HEMP – Hight Altitude Electromagnetic Pulse), proto se bere v úvahu při testech odolnosti právě tento případ. Přesný průběh pulsu je utajovaný a z dostupných materiálů vyplývá, že má podobný průběh jako LEMP (obr.č.12) jen velikost náběžné hrany, kmitočtové spektrum a dosah nabývají kritičtějších hodnot [4,6].

4.1 Postup ověření odolnosti proti HIRF poli

Při ověřování elektromagnetické odolnosti objektů se v zásadě postupuje těmito kroky:

1. Posouzení návrhu a určení zkušebních postupů pro daný objekt
2. Zkouška způsobilosti vybavení
3. Zkouška souprav sestavených systémů
4. Stanovení zkušebních úrovní a další zkoušky systému vysoké úrovně
5. Vysokoúrovňové zkoušky celého objektu
6. Vyhodnocení + doporučení povolení

Pozn.: Zkoušky na úrovni vybavení a systémů mohou výrazně snížit rozsah zkoušek na úrovni celého objektu. Jsou pružnější a umožňují komplexní zkoušky pokud jde o kmitočtový rozsah, různé druhy modulací aj. Zkoušky na úrovni celého objektu jsou časově náročné a drahé.

Pro ilustraci bude nastíněn postup měřící metody NRI103 [4] proti vyzařovanému rušení elektrického pole v rozsahu 2MHz – 40GHz.

Testované zařízení nesmí v důsledku vystavení HIRF polem vykazovat žádnou závadu, zhoršení funkce či odchylku větší než je povolena. Na kmitočtech nižších jak 30MHz se preferuje vertikální polarizace a na kmitočtech vyšších se používá vertikální i horizontální polarizace. Kruhová polarizace je nepřijatelná. Logaritmické spirálové antény dříve využívané ke generování kruhové polarizace, se již nepoužívají, jelikož vykazují na některých frekvencích mimoosý vyzařovací diagram [5].

Při samotném měření se uplatňují v závislosti na měřeném pásmu různé typy antén. V pásmu 200MHz – 1GHz se používá logaritmicko-periodická anténa nebo dvouhřebenový trychtýř, 1GHz – 18GHz trychtýřové antény a v pásmu 18GHz – 40GHz jiné schválené antény. Uvedené antény musí detekovat špičkovou hodnotu modulační obálky v propustném pásmu přijímače [9]. Mimo antén se při měření využívají signální generátory, zesilovače, měřící přijímače, měřiče výkonu, záznamové zařízení, vazební členy aj.

Uspořádání měřícího pracoviště se v zásadě nemění od obecného uspořádání při měření ve stíněné komoře, nebo při měření na nevodivém povrchu uvedeného např. v literatuře [6,4]. Lze měřit také ve volném prostředí [5]. Se zvyšujícím se kmitočtem je k vytvoření homogenního pole třeba ozařovat zařízení více anténami. Před vlastním měřením je potřeba provést kalibraci všech vysílacích i přijímacích přístrojů dle postupu v literatuře [5]. Po té se na zdroji nastaví impulsně modulovaný signál standardně s kmitočtem 1 kHz a střídou 1:1. Postupně se zvyšuje úroveň elektrického pole, dokud není dosažena požadovaná úroveň. V dalším fázi se s daným krokem rozmítají požadované kmitočtové rozsahy a sleduje se funkčnost testovaného zařízení.

Výstupem testu jsou grafické údaje nebo tabulky znázorňující kmitočtová pásma a zkušební úrovně intenzity pole, kalibrační údaje, prahové hodnoty citlivosti, náčrty a fotografie použité zkušební sestavy.

Uvedený postup je pouze informativní a slouží pro představu, jak je testována odolnost zařízení na HIRF pole. Detailní postup měření je popsán v [4,5].

5 Numerické metody použité při modelování antén

Elektromagnetické pole, vzájemné souvislosti a vztahy mezi veličinami je popsáno Maxwellovými rovnicemi a to buď v integrálním tvaru (popis pole v jisté oblasti) nebo v diferenciálním tvaru (popis pole v určitém bodě této oblasti). Analytické řešení těchto rovnic je velmi obtížné a v řadě případů technické praxe prakticky nemožné. Zato numerické řešení rovnic je poměrně snadné. Princip numerických metod spočívá v sestavení diskrétního modelu odpovídající řešenímu problému a nalezení přesného řešení náhradního problému, který tento model popisuje [1].

Rozložení elektromagnetického pole modelujeme v zásadě dvěma způsoby. V kmitočtové oblasti, kde je pole počítáno pro každou frekvenci zvlášť a v časové oblasti, kde je analýza modelu provedena v celém rozsahu kmitočtů najednou pomocí vhodného vstupního impulsu [2].

Při analýze v kmitočtové oblasti je daná struktura vystavena elektromagnetickému poli v ustáleném harmonickém stavu. Tento výpočet je poměrně jednoduchý, avšak naráží na skutečnost, že elektromagnetické pole se v harmonickém stavu nikdy nevyskytuje. Dále je nutno vzít v potaz, že při zkoumání struktury v určitém rozsahu kmitočtů, je nutné tuto analýzu postupně opakovat pro jednotlivé diskrétní kmitočty s ohledem na nejmenší kmitočtový krok. Jednotlivé analýzy probíhají nezávisle na sobě a tudíž nedochází k přenosu relevantní informace mezi jednotlivými výpočty. Z výše uvedeného vyplývá, že pokud je požadováno velké kmitočtové rozlišení a struktura je vyšetřována v širokém rozsahu kmitočtů, je výpočet snadný, ale velmi časově náročný [2].

V časové oblasti analýza probíhá následovně. Model je buzen vhodným impulsem, který se v čase mění. Ideálně by bylo dobré budit strukturu Diracovým impulsem, ale vzhledem k tomu, že jsme paměťově i výpočetně omezeni, nejeví se Diracův impuls jako vhodná volba. Standardně se používá Gaussova impulsu, jehož šířkou lze vhodně omezit zkoumanou časovou i spektrální oblast [3]. Jelikož je impuls v čase proměnný, výsledné vypočtené pole odpovídá více skutečnosti a také efektivita výpočtu je vyšší než u analýzy v kmitočtové oblasti, protože je počítáno s předchozím stavem struktury. Tyto dobré vlastnosti jsou však vykoupeny vyššími matematickými nároky [2].

Při řešení rozložení elektromagnetického pole se vyskytují dvě typické úlohy a to vnitřní a vnější úloha. U vnitřní úlohy jsou známy okrajové podmínky. Pokud počítáme rozložení pole v neomezené oblasti, mluvíme o vnější úloze [1]. Ne každou numerickou metodou lze danou úlohu vyřešit, proto je třeba podle typu úlohy vybrat vhodnou numerickou metodu. Mezi nejčastěji používané numerické metody patří metoda konečných diferencí, momentová metoda a metoda konečných prvků.

5.1 Metoda konečných diferencí (FD)

Jedná se o jednu z nejstarších numerických metod. Princip metody je jednoduchý: Hledaná spojitá funkce je nahrazena diskrétními funkčními hodnotami v jednotlivých bodech. V těchto bodech jsou parciální derivace nahrazeny numerickými derivacemi vyjádřenými z hodnot potenciálu v uzlu a v okolních uzlech. Postup je opakován pro všechny neznámé uzly,

čímž vznikne soustava algebraických rovnic. Tato soustava je vyřešena vhodnou metodou a z vypočtených potenciálů jsou stanoveny intenzity a další hledané veličiny [1].

V kmitočtové oblasti (FDFD – *Finite Difference Frequency Domain*) se tato metoda používá jen zřídka, občas se pro tuto metodu sahá při určení vlastních kmitů soustav [3].

V časové oblasti (FDTD – *Finite Difference Time Domain*) se pro výpočet vychází z Maxwellových rovnic v diferenciálním tvaru. Derivace vyskytující se v rovnicích jsou nahrazeny diferencemi podle prostorových i časových souřadnic. Prostorové derivace se zpravidla nahrazují centrálními diferencemi (věrná aproximace derivace), časové derivace se nahrazují kombinací centrálních a dopředních diferencí. Stabilita numerického výpočtu je dána Courantovu podmínkou, která představuje maximální možnou změnu časového kroku Δt . Tato hodnota je přesně známa pro kartézský souřadný systém, pro ostatní systémy lze tuto podmínku určit jen přibližně [1].

Protože FDTD je vhodná pro řešení vnitřní úlohy, je třeba, aby byla oblast, ve které je rozložení pole počítáno, magneticky nebo elektricky uzavřena nebo ji bezodrazově zakončit. Toho se dosáhne například pomocí absorpční podmínky (ABC) nebo pomocí dokonale přizpůsobené vrstvy (PML).

Mezi výhody této metody patří vysoká stabilita řešení, jednoduchý matematický popis, snadná softwarová implementovatelnost, možnost ukládat v paměti počítače každou uzlovou veličinu jen jednou a v každém následujícím kroku ji přepsat hodnotou novou. Vlivem diskretizace, získáme řešení vždy jen v jednotlivých uzlech sítě. Pro nalezení řešení v jiných částech prostoru je třeba použít interpolaci [1]. Protože metoda neumí pracovat s neekvidistantní mřížkou, nastává značná komplikace na rozhraní prostředí se skokovou změnou permitivity nebo v situacích, kdy je třeba síť zjemnit (složitá geometrie struktury) nebo naopak zředit (homogenní prostředí).

5.2 Momentová metoda (MoM)

Momentová metoda vychází z Maxwellových rovnic v integrálním tvaru. Tato metoda je vhodná pro řešení vnější úlohy. Nehledá se rozložení elektromagnetického pole v okolí celé antény, ale výsledkem je rozložení proudu na povrchu antény. Ze známého proudového rozložení, pak lze již vypočítat ostatní požadované parametry (vstupní impedanci, směrovou charakteristiku atd.). K použití metody je třeba určité zjednodušení reálné situace. Povrch antén je dokonale vodivý, prostředí v okolí antén se vyznačuje parametry vakua, drátové antény mají zanedbatelný průměr vzhledem ke své délce, dielektrikum je bezeztrátové [2]. Metodu lze použít v kmitočtové i v časové oblasti, přičemž v časové oblasti je metoda masivněji používána od 90. let minulého století.

V prvním kroku řešení je neznámá funkce vystupující v integrandu integrálu aproximována lineární kombinací známých bázeových funkcí a neznámých aproximačních koeficientů. Takto aproximovaná funkce je dosazena zpět do původního integrálu a řešení je navíc doplněno tzv. reziduem. Velikost rezidua nám vyjadřuje, jak moc se aproximovaná funkce odlišuje od přesného řešení. Maximální shody je dosaženo tehdy, pokud je součin váhové funkce a rezidua roven nule.

Ke stanovení minimálního rezidua se používá kolokační metoda nebo častěji Galerkinova metoda. Kolokační metoda využívá Diracovy impulsy, které jsou umístěny do diskretních bodů, a proto při výpočtu rezidua nejsou uvažovány všechny body analyzované funkce. Tento nedostatek je odstraněn Galerkinovou metodou. Jako váhové funkce jsou použity funkce identické s funkcemi báзовými. Galerkinova metoda vykazuje vyšší výpočetní nároky [4].

5.3 Metoda konečných prvků (FEM)

Metoda vychází stejně jako metoda konečných diferencí z diferenciálního vyjádření Maxwellových rovnic. Byla rozvinuta s nástupem počítačů koncem padesátých let a sloužila v leteckém průmyslu k řešení úloh z pružnosti a pevnosti. Postupně se rozšířila i do ostatních odvětvích. V současnosti se jedná o nejpoužívanější numerickou metodu pro řešení polí popsaných diferenciálními rovnicemi [1].

Obecný postup aplikace metody konečných prvků je následující. Nejprve je model pokryt sítí konečných prvků s uzly. Poté je aproximován potenciál na jednotlivých prvcích z uzlových hodnot. K tomuto účelu je použit ne zcela obvyklý způsob aproximace. Je třeba najít co nejnižší stupeň aproximačního polynomu, který po dosazení do příslušné diferenciální rovnice představuje ještě netriviální řešení. Při použití vysokého stupně polynomu je řešení zatíženo značnou chybou. Lépe je interval hustěji rozdělit a jako aproximační polynom zvolit nejvýše kvadratickou funkci. Výsledná aproximační funkce je pak rovna součtu dílčích aproximačních funkcí.

Tato aproximační funkce je dosazena zpět do řešené rovnice. Protože je každá aproximace zatížena chybou, je nutno tuto chybu (reziduum) doplnit do řešené rovnice. A stejně jako u metody momentů je třeba pomocí vhodné metody nalézt nejmenší hodnotu rezidua. K určení rezidua se používá např. metoda nejmenších čtverců, metoda vážených reziduí nebo Galerkinova metoda. Vyřešením rovnice získáme hodnoty neznámých uzlových intenzit, z nich vypočteme potenciál na jednotlivých prvcích a z něho se stanoví intenzita na každém prvku popřípadě další požadované veličiny.

Velká výhoda metody konečných prvků oproti metodě konečných diferencí spočívá v možnosti určit v každém bodě analyzovaného prostoru požadovanou informaci. Dále není požadována ekvidistantní diskretizační síť, a proto je možné v místech, kde se čeká prudká změna pole, použít hustší síť. Za nevýhodu lze označit větší komplikovanost matematického zápisu a složitější softwarovou implementovatelnost. Metodu lze použít pro vnitřní a při určité modifikaci také pro vnější úlohu [1,3].

5.4 Dostupné komerční programy

Jelikož většinu situací z reálného života nelze řešit analyticky, je nutné tyto situace řešit pomocí numerických metod. Princip nejpoužívanějších metod byl objasněn výše a nyní budou uvedeny komerční programy, které uvedené metody využívají.

S metodou momentů pracuje simulátor **IE3D** od firmy Zeland. Jedná se o velice přesný a efektivní software pro řešení planárních mikrovlnných obvodů a mikropáskových struktur. Mezi jeho vlastnosti lze zařadit:

- výběr mezi uniformní a neuniformní diskretizací struktury
- zabudovaný genetický optimalizátor
- rozsáhlá knihovna prvků
- export/ import do CAD formátu (DXF, SAT...) [24]

Na metodě konečných prvků je založen simulátor **Femlab**. Jde o rozsáhlý software, který umožňuje řešit prakticky libovolný systém popsany parciálními diferenciálními rovnicemi. Z důvodu usnadnění práce uživateli, je Femlab vybaven předpřipravenými moduly, které jsou specifické pro určité modelové situace. Jsou to fyzikální modul, mechanický modul, elektromagnetický modul, chemický modul. Velkou výhodou je možnost propojení Femlabu s Matlabem pomocí .m souborů, odkud je možno Femlab přímo ovládat. Některé další programy založené na metodě FEM jsou Ansoft HFSS a Quickfield [25].

CST STUDIO SUITE™ využívá metodu konečných diferencí simulující elektromagnetické pole v časové oblasti. Kompletní softwarový balíček obsahuje tyto moduly:

- **CST DESIGN ENVIRONMENT™** – pomocí tohoto modulu je umožněn přístup k dalším produktům CST STUDIO SUITE™
- **CST MICROWAVE STUDIO®** - odborný nástroj pro rychlé a přesné 3D simulace vysokofrekvenčních elektromagnetických polí. Mezi přednosti, které zvýhodňují tento software před ostatními komerčními programy, patří: kratší vývojové cykly, virtuální návrh, optimalizace namísto experimentu
- **CST DESIGN STUDIO™** – výkonné vývojové prostředí, ve kterém mohou být kombinovány a analyzovány výsledky z rozdílných simulací
- **CST EM STUDIO™** – jednoduchý nástroj pro analýzu a návrh statických nebo nízkofrekvenčních struktur
- **CST PARTICLE STUDIO™** – pro simulaci volně pohyblivých nabitých částí

CST MWS se vyznačuje velice příjemným uživatelským rozhraním, ve kterém lze poměrně snadno vytvářet i složité struktury. K diskretizování struktury se nabízí dvě možnosti buď pomocí šestistěnných (hexahedron) elementů nebo pomocí čtyřstěnných (tetrahedron) elementů. Rozdíly mezi jednotlivými typy sítí jsou následující:

Hexahedrální síť obecně nevyhovuje u materiálů, u kterých se prudce mění vlastnosti. I tak se dají tyto struktury analyzovat, jelikož je CST MWS vybaveno zdokonalenou okrajovou aproximací (PBA - *Perfect Boundary Aproximation*) a díky technice tenkých vrstev (TST - *Thin Sheets Technique*) je zvýšena i přesnost výpočtu. Další nevýhoda hexahedrální sítě je, že u složitých struktur vykazuje nadměrný počet elementů. Nicméně aplikace této sítě vede k rychlejšímu výpočtu. Naproti tomu tetrahedral síť respektuje okraje struktur, což znamená,

že složité struktury, mohou být jemněji diskretizovány v místech, kde je to potřeba. Tato vlastnost je vykoupena vyššími výpočetními nároky. V jednoduchosti lze rozdíl mezi hexahedrální a tetrahedrální sítí shrnout slovy, že je nutné se rozhodnout mezi flexibilitou a výpočetní rychlostí.

Pro vlastní výpočet je možno zvolit jednu z pěti výpočetních metod. Základní a velice používaná metoda, kterou lze aplikovat na většinu elektromagnetických problémů, je výpočet v časové oblasti (*Transient solver*). Širokopásmové simulace lze provést s libovolně malým rozlišením a veškeré požadované vlastnosti mohou být vypočteny pomocí jednoho simulačního běhu. Metoda vlastních módů (*Eigenmode solver*) se používá při návrhu filtrů, sdružovačů a dutin. Dokáže efektivně určit konečné číslo módů v uzavřené, ztrátové elektromagnetické součástce nebo studovat pomalé vlny a krystalové struktury. Výpočet ve frekvenční oblasti (*Frequency solver*) je využíván u aplikací operujících na poměrně nízkých frekvencích. Dalšími typickými aplikacemi jsou periodické struktury, fázové řady atd. Ve frekvenční oblasti je ještě možnost zvolit jeden ze dvou rezonančních výpočtů (*Resonant solvers*). Jde o *Resonant: Fast S-Parameter* a *Resonant: S-Parameter, Fields*. Obě metody jsou aplikovatelné na vysoce jakostní, nevyzařující struktury. V nejnovější verzi je ještě přidána metoda výpočtu pomocí Integrálních rovnic (*Integral Equation solver*). Metoda kombinuje MoM a MLFMM (*MultiLevel Fast Multipole Method*). Hlavní oblast použití je u struktur mnohem větších jak 20 vlnových délek a je schopná zacházet také s dielektrickými ztrátami. Pomocí této metody se rozhoduje například o vhodném umístění antény na letadle nebo je umožněn výpočet odrazu elektromagnetických vln od letounu. Metoda výrazně redukuje počet buněk oproti standardním metodám [26].

Zobrazení výsledků simulací v CST Microwave studiu je velice rozmanité. Je možné zobrazit intenzity polí, povrchové proudy, ztráty, vyzařovací charakteristiky, S-parametry aj. CST Microwave studio také umožňuje importovat a exportovat řadu formátů např. DXF, IGES, SAT, SATL STEP...

Další programy, které využívají metodu FD jsou Fidelity nebo Semcad.

6 Upřesnění požadavků, konkretizace zadání

Jelikož nebylo v zadání blíže specifikováno konkrétní pásmo, ve kterém by měla anténa pracovat, je nutné toto pásmo zvolit. Na základě předchozího rozboru a po dohodě se zadavatelem bylo jako vhodné pásmo zvoleno pásmo 1GHz – 10GHz. Důvodů ke zvolení tohoto pásma je několik. Při pohledu na tab.1 je patrné, že v uvedeném rozsahu intenzita elektrického pole značně narůstá. Špičkové hodnoty pole dosahují řádově jednotek kV/m. Tento nárůst intenzity vyplývá z charakteru a druhu zařízení, které dané pásmo využívají. Především jde o radarové a navigační systémy, pracující s vysokými výkony.

Dalším důvodem, v jehož důsledku bylo zvoleno právě toto pásmo, byla rozumná velikost antény pracující v tomto rozsahu. Z pravidla je maximální rozměr antény svázán s nejnižším uvažovaným kmitočtem. To znamená, že pokud bychom chtěli postihnout nižší frekvence, museli bychom zvětšit rozměry antény. Jelikož však má být anténa použita jako detektor HIRF polí vně malého letounu, jsou rozměry antény důležitým faktorem, jenž hraje svou roli při výběru vhodného kandidáta.

Třetím důvodem, který potvrzuje právě zvolený rozsah, se týká zisku antény. Jelikož se všesměrové antény vyznačují poměrně malými zisky (většinou kolem 5dBi), je výhodné, že maximální úroveň intenzity ve zvoleném pásmu se pohybuje v jednotkách kV.

Z požadavků kladených na širokopásmové detektory vyplývá, že modul činitele odrazu s_{11} nesmí být větší jak -10dB, jeho fázová charakteristika by měla být lineární a vyzařovací charakteristika by neměla v žádném směru klesnout o více jak 5dB od své maximální hodnoty. Tyto vlastnosti by měli být zachovány v celém uvažovaném pásmu.

Z výčtu vlastností, které musí senzor splňovat je patrné, že je obtížné jedinou anténou splnit všechny požadavky na ni kladené. Pravděpodobně bude nutné z některých požadavků slevit a zvolit nutný kompromis.

Na základě výše uvedeného rozboru byla vybrána z uvedených druhů antén jako vhodný kandidát pro realizaci disková PICA anténa (viz. článek 3.2.6 a 3.2.5.). Pro volbu právě tohoto typu antény hovoří především nízké hodnoty činitele odrazu ve zvoleném rozsahu a možnost úpravy vyzařovací charakteristiky dle požadavků zadání. Podstatné je také, že se anténa vyznačuje jednoduchou strukturou, což umožňuje snadnou výrobu finálního vzorku.

K optimalizování navrhované struktury bylo vybráno z dostupných komerčních programů CST Microwave StudioTM z balíčku **CST STUDIO SUITETM** pracující metodou konečných diferencí (viz. kap.5.4). Určujícími vlastnosti pro výběr právě tohoto programu je rychlost výpočtu, příjemné a přehledné uživatelské rozhraní, zadávání rozměrů a materiálů struktury pomocí parametrů, parametrická analýza aj.

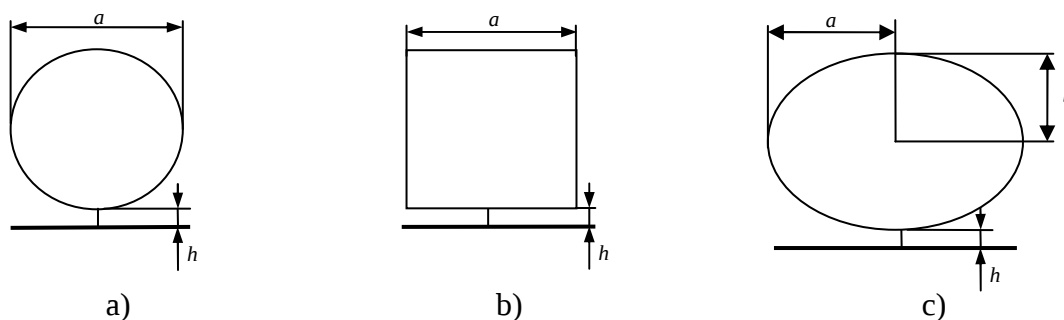
7 Návrh PICA antény

Jako vhodný širokopásmový detektor byla z antén diskutovaných v kap 3.2 vybrána PICA anténa. V této části práce bude anténa důkladně prošetřena a budou ověřeny její vlastnosti popsané v literatuře [16]. V první části kapitoly bude struktura PICA antény navržena za účelem dosažení co nejmenšího činitele odrazu, v druhé části pak bude anténa optimalizována z hlediska vyzařovacího diagramu, což znamená, že struktura antény bude modifikována tak, aby si PICA anténa zachovala všesměrové vlastnosti v co nejširším pásmu. Výstupem bude optimalizovaný vzorek určený k ověření parametrů pomocí vhodných měření.

7.1 Optimalizace z hlediska činitele odrazu (plochá PICA)

V literatuře [16] se uvádí, že velký vliv na jakost přizpůsobení má tvar křivky P_2 . Tato křivka je stejná jak pro uvažovanou PICA anténu, tak i pro CDM antény. Proto byly pro ověření vlivu hrany P_2 na kvalitu činitele přizpůsobení navrženy tři varianty CDM antén - elipsa, kruh, čtverec (obr.13).

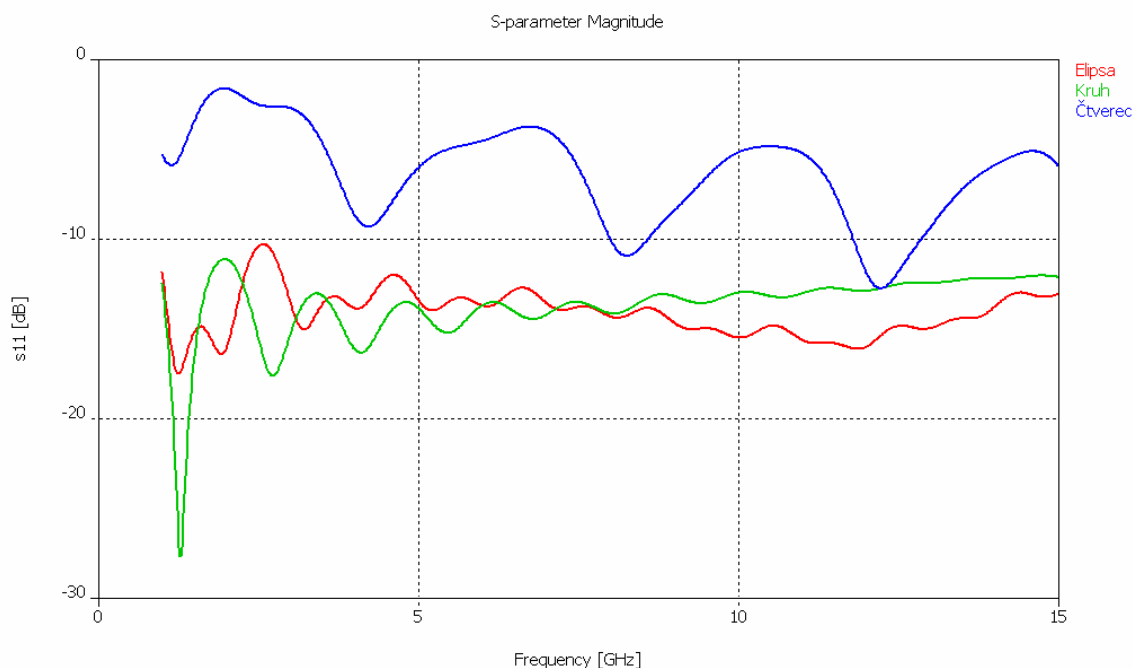
Jedná se o monopóly, tvořené pouze mědí o tloušťce 0,5mm, bez substrátu, napájené diskretním portem o impedanci 50Ω . Zemní plocha je nastavena pomocí okrajové podmínky ($E_t = 0$). Rozměry motivů a parametry simulace jsou uvedeny v tab.3. Je zřejmé, že při simulaci nejsou zahrnuty všechny možné aspekty, které by v reálné situaci nastali. Jde o zjednodušený a zidealizovaný model, který napovídá, zda je na místě se danou problematikou zabývat podrobněji, či se spolehnout na tvrzení uvedená v literatuře [7].



Obr. 13 Simulované struktury a) CDM b) čtverec c) EDM

Typ elementu	Elipsa	Kruh	Čtverec
h [mm]	0,5	0,5	0,5
a [mm]	30	60	60
b [mm]	18,75	-	-
Materiál elementu	měď		
Tloušťka elementu t [mm]	0,5		
Substrát	-		
Počet dílků na vlnovou délku	10		
Přesnost výpočtu	-30dB		
Typ sítě	Hexahedral		
Typ buzení	Diskretní port 50Ω		
Okrajové podmínky	open (add space), $Y_{\text{MIN}}: E_t = 0$		

Tab. 3 Rozměr elementů a parametry simulace



Obr. 14 Modul činitele odrazu pro tři základní struktury PICA antény – elipsa (červená), kruh (zelená) a čtverec (modrá)

Jako výstup ze simulací je uveden pouze modul činitele odrazu s_{11} (obr.14). Z něj je zřejmé, že tvar hrany P_2 má výrazný vliv na přizpůsobení antény. Jako naprosto nevhodná se ukázala být hrana rovnoběžná se zemí (čtverec), kde činitel s_{11} téměř neklesl pod -10dB. Naopak při zaoblení hrany se činitel s_{11} udržel pod -10dB v celém rozsahu. Na šířce elementu L_3 závisí zvlnění činitele odrazu, což je patrné při srovnání činitele odrazu elipsy a kruhu. U elipsy s osovým poměrem $a/b = 1,6$ je průběh činitele odrazu vyrovnanější.

I když je účelem této části kapitoly navrhnout strukturu PICA antény pouze z hlediska přizpůsobení, je dobré již teď sledovat, jak daná struktura vyzařuje. To proto, aby se na konci kapitoly nedošlo ke zjištění, že navržená anténa je dobře přizpůsobena v celé šířce pásma, ale její vyzařovací charakteristika bude vykazovat výrazné směrové vlastnosti. V tomto případě, jak již bylo naznačeno výše (kap.6), by bylo velice nesnadné optimalizovat danou strukturu z pohledu vyzařovací charakteristiky, při současném zachování dobrého přizpůsobení.

Při srovnání vyzařovacích charakteristik vyplynulo následující. V rovině H se dá o všesměrovém vyzařování mluvit do kmitočtu 10GHz u všech tří struktur, na vyšších kmitočtech se vyzařovací diagram rozpadá a jsou patrné postranní laloky. V této rovině je nejvyrovnanější průběh charakteristiky u čtvercového motivu, ostatní tvary září více v rovině struktury. V rovině E již o všesměrovém vyzařování mluvit nelze. Na kmitočtech nižších jak 8GHz nemá ani jeden motiv vyzařovací charakteristiku vyrovnanou a s rostoucí frekvencí roste i počet postranních laloků.

Na základě výše uvedených zjištění, lze konstatovat, že byly ověřeny poznatky uvedené v literatuře [13]. Pro další simulace budou preferovány elipsoidní tvary křivky P_2 , jelikož se vyznačují nízkými a vyrovnanými hodnotami činitele přizpůsobení, i když jejich vyzařovací diagram není ze zkoumaných tří struktur nejlepší. Z pohledu vyzařovacího diagramu, by bylo výhodné zvolit čtvercovou strukturu, ale vzhledem ke kvalitě přizpůsobení se tato varianta jeví jako naprosto nepřijatelná.

Další parametr, který byl podroben zkoumání, je tvar hrany P_3 . Na základě doporučení návrhu PICA antény v literatuře [20] byly navrženy tři odlišné varianty křivky P_3 . Hrana je aproximována polynomem pátého řádu (7.1), hodnoty jednotlivých činitelů jsou v tab.4. Navíc byl model PICA antény doplněn o substrát FR-4. Výsledné motivy jsou na obr.14.

Obecný zápis polynomu pátého řádu

$$Y(x) = [c_5(x+a)^5 + c_4(x+a)^4 + c_3(x+a)^3 + c_2(x+a)^2 + c_1(x+a) + c_0] \cdot s \quad (7.1)$$

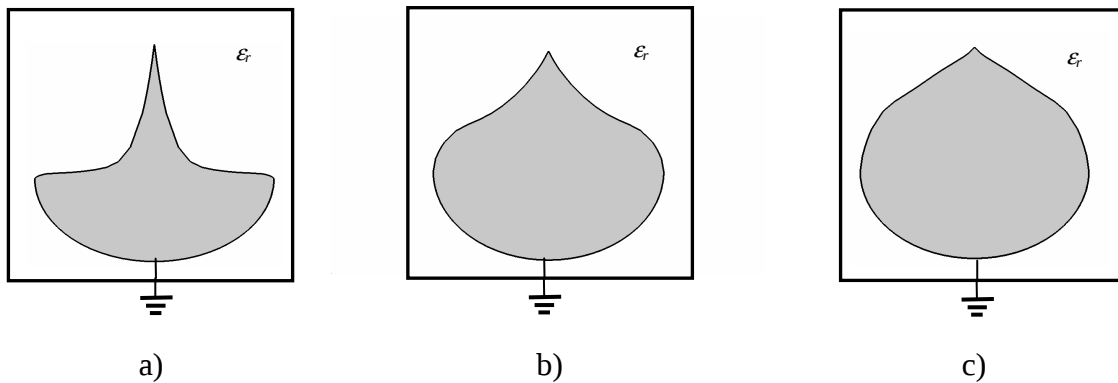
platí pro všechna x , která splňují podmínku:

$$-a < x \leq 0 \quad (7.2)$$

kde a délka hlavní poloosy elipsy a s je výškový faktor křivky.

	c_5	c_4	c_3	c_2	c_1	c_0	s
Varianta a	$1,116 \cdot 10^{-5}$	$-7,675 \cdot 10^{-4}$	$2,054 \cdot 10^{-2}$	$-2,532 \cdot 10^{-1}$	1,535	0,437	0,45
Varianta b	$2,147 \cdot 10^{-6}$	$-2,422 \cdot 10^{-4}$	$1,088 \cdot 10^{-2}$	$-2,243 \cdot 10^{-1}$	2,520	2,040	1,1
Varianta c	$3,606 \cdot 10^{-6}$	$-4,046 \cdot 10^{-4}$	$1,733 \cdot 10^{-2}$	$-3,525 \cdot 10^{-1}$	3,998	1,833	1,1

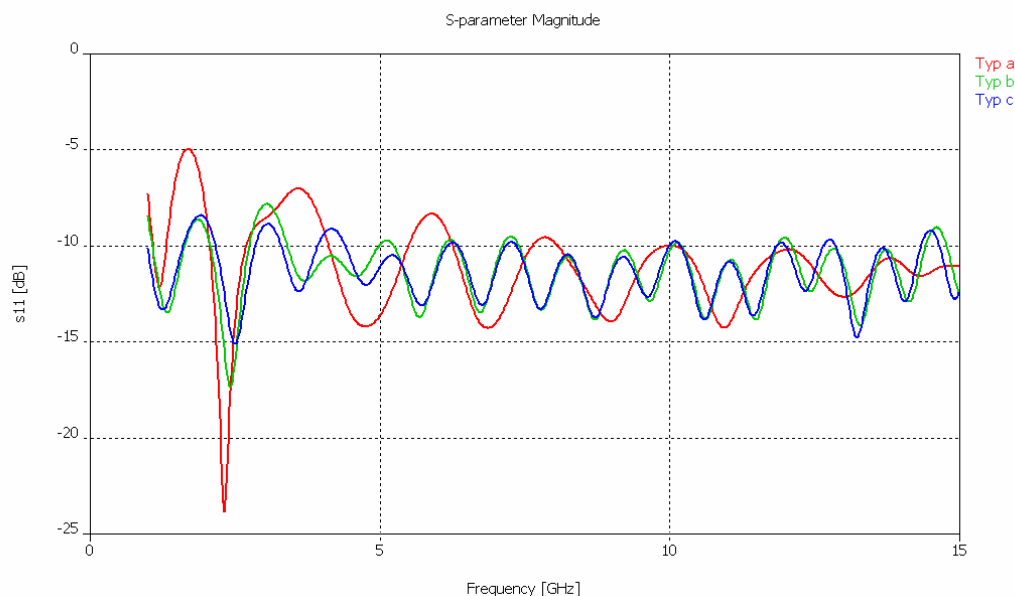
Tab. 4 Hodnoty činitelů polynomu pro tři varianty PICA antény



Obr. 15 Tři varianty PICA antény pro simulaci

Varianta	a	b	c
h [mm]	0,6	0,6	0,6
L_1 [mm]	46,9	46,1	45,9
L_2 [mm]	29,6	29,6	29,6
L_3 [mm]	76,0	76,0	76,0
Tloušťka elementu t [mm]	0,03		
Materiál elementu	měď		
Tloušťka substrátu [mm]	1		
Substrát	FR-4 ($\epsilon_r = 4,9$)		
Počet dílků na vlnovou délku	12		
Přesnost výpočtu	-30dB		
Typ sítě	Hexahedral		
Typ buzení	Diskrétní port 50Ω		
Okrajové podmínky	open (add space), $Y_{\text{MIN}}: E_t = 0$		

Tab. 5 Rozměry tří variant navrhnutých elementů a parametry simulace



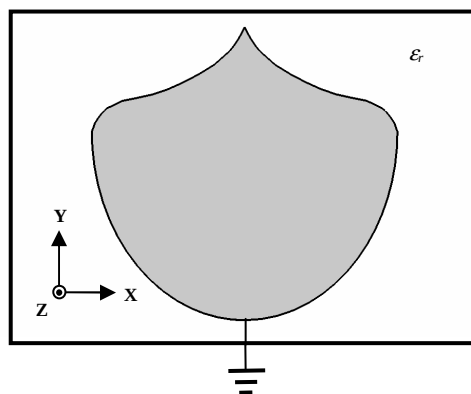
Obr. 16 Modul činitele odrazu pro tři varianty hrany P_3 varianta a (červená), varianta b (zelená) a varianta c (modrá)

Ze srovnání průběhů modulu činitele odrazu vyplývá, že je vhodnější, aby se hrana P_3 zužovala od okrajů ke špičce pozvolna (varianta b a varianta c) a ne skokem, jako tomu bylo u varianty a . Na základě tohoto zjištění, byla jako optimální struktura pro další postup návrhu zvolena varianta b . Navíc byla tato varianta nepatrně modifikována, činitelé polynomu jimiž byla hrana P_3 aproximována, jsou následující: $c_5 = 4,614 \cdot 10^{-6}$, $c_4 = -4,635 \cdot 10^{-4}$, $c_3 = 1,784 \cdot 10^{-2}$, $c_2 = -3,105 \cdot 10^{-1}$, $c_1 = 2,715$, $c_0 = 0,866$.

Také změna velikosti poměru L_1/L_2 byla podrobena analýze. Motiv byl pomocí optimalizace, jež je součástí programu CST Microwave studio optimalizován z hlediska dosažení minimálního činitele útlumu s_{11} . Výsledný motiv je na obr.16. a na obr.17 je uveden modul činitele odrazu s_{11} .

Počet dílků na vlnovou délku	12
Přesnost výpočtu	-30dB
Typ sítě	Hexahedral
Rozsah parametru L_1 [mm]	< 25;75>
Počet vzorků parametru L_1	20
Typ buzení	Diskrétní port 50Ω
Okrajové podmínky	Open (add space), $Y_{\text{MIN}}: E_t = 0$

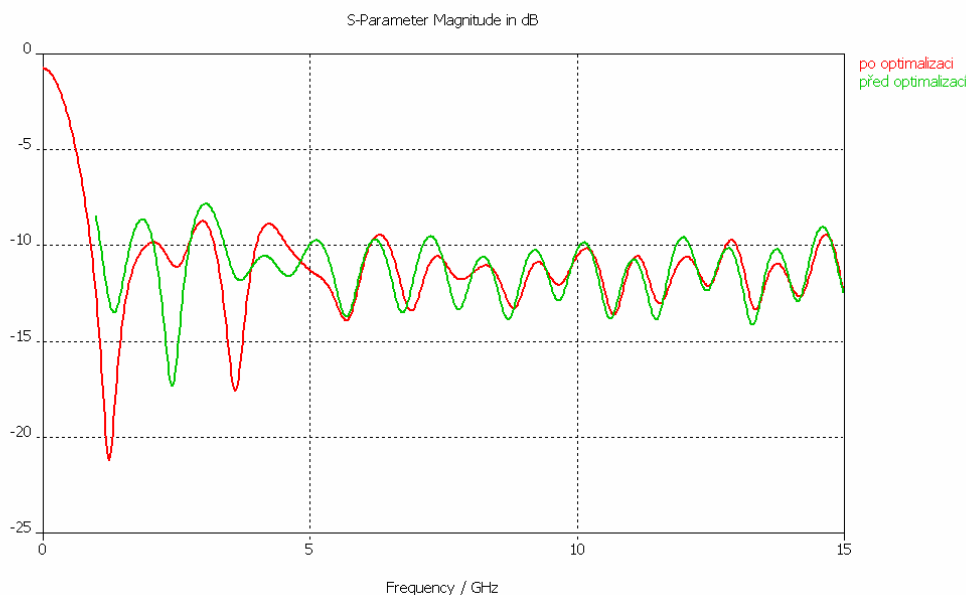
Tab. 6 Nastavení optimalizace



Obr. 17 Výsledný motiv PICA antény po optimalizaci programem CST Microwave studio

h [mm]	0,6
L_1 [mm]	26,1
L_2 [mm]	46,9
L_3 [mm]	76,0
Tloušťka elementu t [mm]	0,03
Materiál elementu	měď
Tloušťka substrátu [mm]	1
Substrát	FR-4 ($\epsilon_r = 4,9$)

Tab. 7 Rozměry PICA antény po optimalizaci



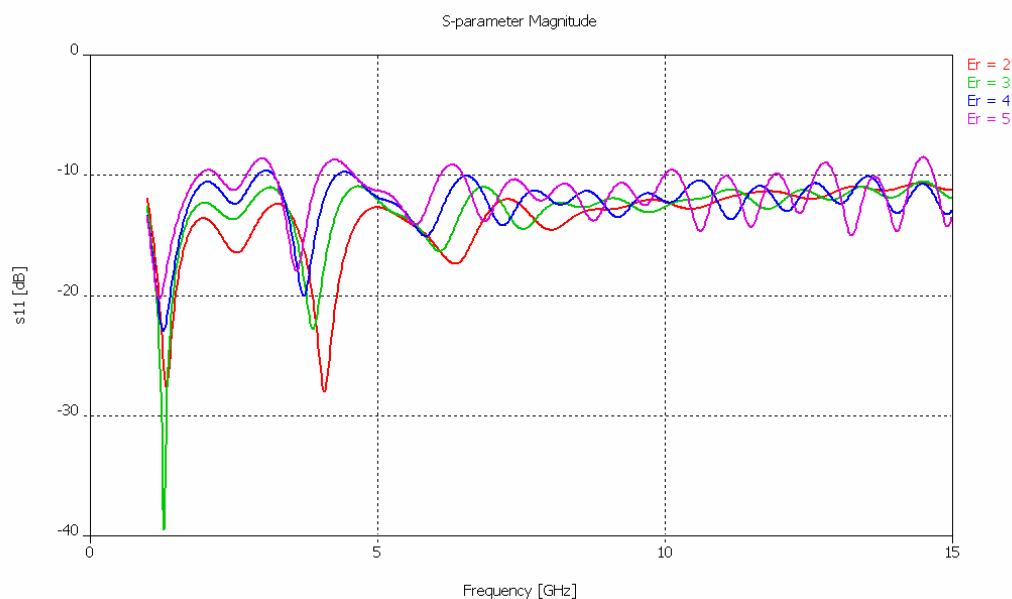
Obr. 18 Porovnání modulu činitele odrazu PICA antény před (zelená) a po (červená) optimalizaci programem CST Microwave studio

Při srovnání činitele odrazu před optimalizací a po optimalizaci je vidět, že jsou průběhy takřka totožné. Toto zjištění odpovídá předpokladu uvedeném v kap. 3.2.7 a to, že kvalita přizpůsobení je dána především tvarem hrany P_2 . Ovšem při porovnání vyzařovací charakteristiky je patrné, že PICA anténa po optimalizaci, tj. s poloměrem $L_1/L_2 = 0,554$ dosahuje vyrovnanější charakteristiky a to především v rovině H. (viz příloha A.1)

Jelikož činitel přizpůsobení neklesnul na požadovanou hodnotu -10dB v celém rozsahu, byla jako další možnost k minimalizování činitele zvolena změna permitivity substrátu. Parametrická analýza byla nastavena podle tab.8 Výsledné průběhy modulu činitele odrazu jsou uvedeny na obr.19.

h [mm]	0,6
L_1 [mm]	26,1
L_2 [mm]	46,9
L_3 [mm]	76,0
Tloušťka elementu t [mm]	0,03
Materiál elementu	měď
Počet dílků na vlnovou délku	12
Přesnost výpočtu	-30dB
Typ sítě	Hexahedral
Typ buzení	Diskrétní port 50Ω
Okrajové podmínky	Open (add space), $Y_{MIN}: E_t = 0$

Tab. 8 Nastavení simulace a rozměry PICA antény pro parametrickou analýzu, (parametrem je permitivita substrátu ϵ_r)



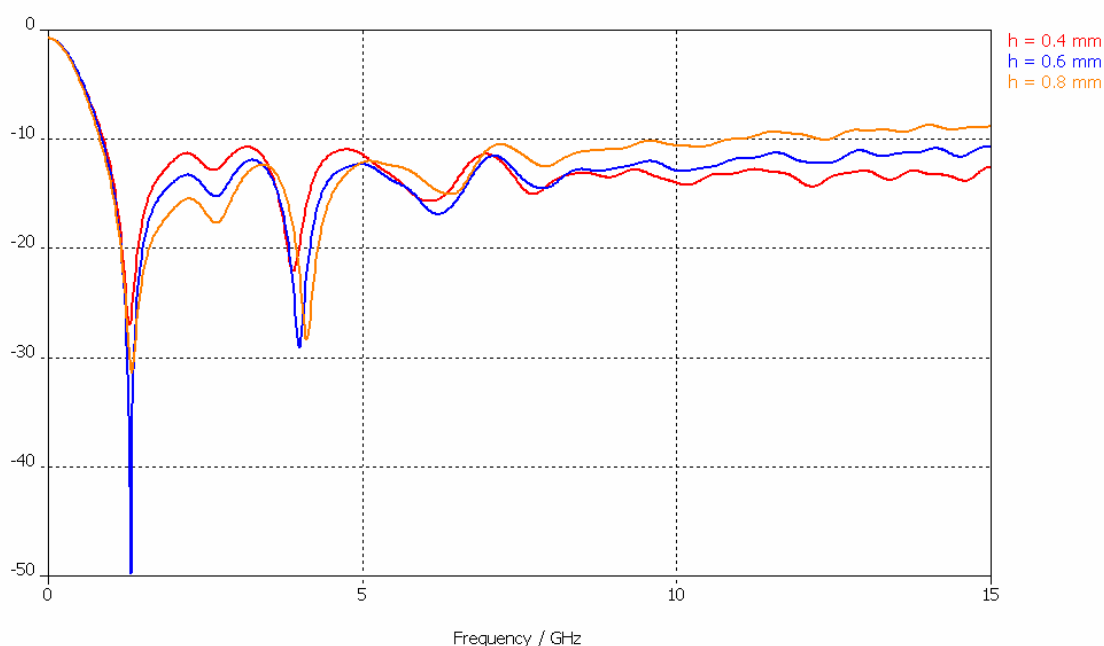
Obr. 19 Průběhy modulu činitele odrazu pro různou permitivitu substrátu, $\epsilon_r = 2$ (červená), $\epsilon_r = 3$ (zelená), $\epsilon_r = 4$ (modrá), $\epsilon_r = 5$ (fialová)

Z obr.19, kde je zobrazena závislost modulu činitele odrazu na frekvenci pro 4 různé permitivity substrátu, vyplývá, že se vzrůstající permitivitou se zvyšuje hodnota činitele odrazu. Proto je výhodné, aby měl substrát permitivitu co nejmenší. Pro další simulace je zvolena permitivita substrátu $\epsilon_r = 2,33$. Tento substrát se běžně využívá při konstrukci antén ve vysokofrekvenční oblasti.

Jako poslední parametr, který byl analyzován, byla výška motivu h nad zemí. Zajímalo nás, zda a jakým způsobem bude ovlivněn činitel přizpůsobení. Proto byla provedena analýza právě tohoto parametru. Výška h byla měněna s krokem 0,1mm v rozsahu 0,4mm a 0,8mm, na obrázku jsou pro přehlednost zobrazeny pouze tři kroky parametrické analýzy.

L_1 [mm]	26,1
L_2 [mm]	46,9
L_3 [mm]	76,0
Tloušťka elementu t [mm]	0,03
Materiál elementu	měď
Permitivita substrátu	$\epsilon_r = 2,33$
Počet dílků na vlnovou délku	12
Přesnost výpočtu	-30dB
Typ sítě	Hexahedral
Typ buzení	Diskrétní port 50Ω
Okrajové podmínky	Open (add space), $Y_{MIN}: E_t = 0$

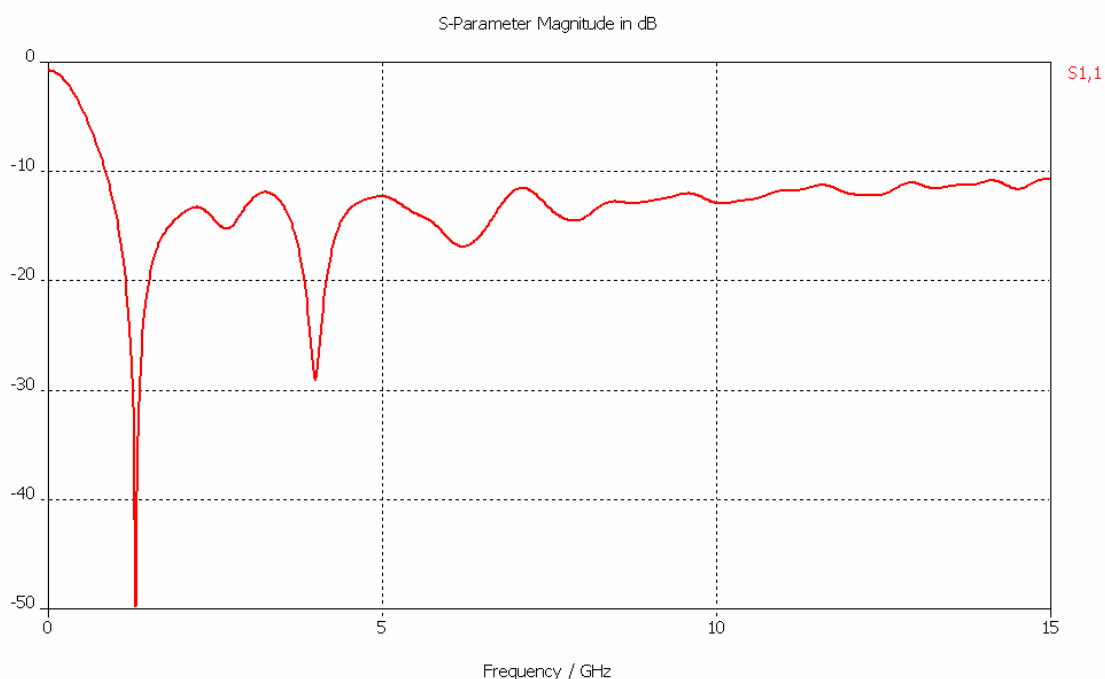
Tab. 9 Nastavení simulace a rozměry PICA antény pro parametrickou analýzu, (parametrem je výška motivu nad zemí h)



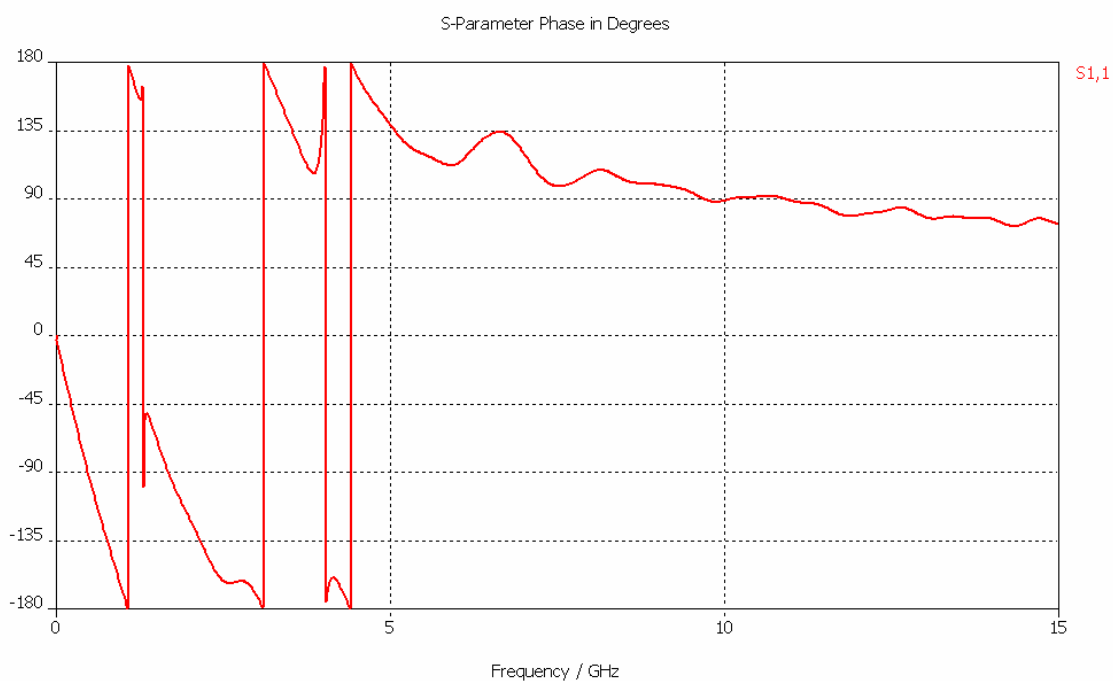
Obr. 20 Průběhy modulu činitele odrazu pro různou výšku motivu nad zemí $h = 0,4\text{mm}$ (červená), $h = 0,6\text{mm}$ (modrá), $h = 0,8\text{mm}$ (běžová)

Z průběhů je patrné, že výška h ovlivňuje velikost činitele odrazu. Při zmenšování výšky h hodnota modulu činitele odrazu na vyšších kmitočtech klesá a naopak na nižších kmitočtech roste. Při zvyšování vzdálenosti h motivu od země tomu bylo naopak. Z uvedeného vyplývá, že je nutné zvolit kompromis a to tak, aby požadavek na průběh modulu činitele odrazu $s_{11} < -10\text{dB}$ byl v celém pásmu splněn s dostatečnou rezervou. Této podmínce vyhovuje výška motivu $h = 0,6\text{mm}$ nad zemí.

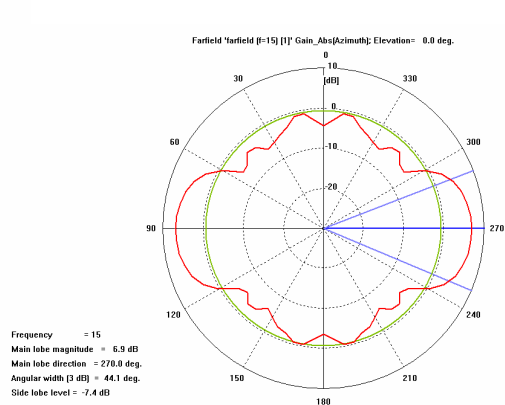
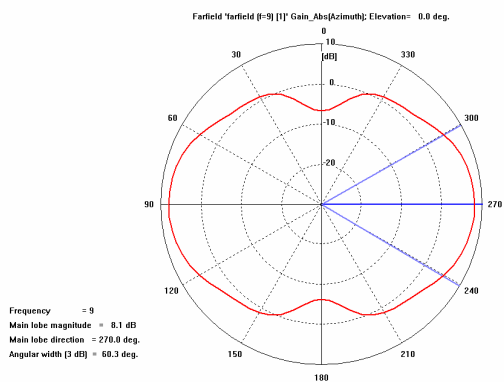
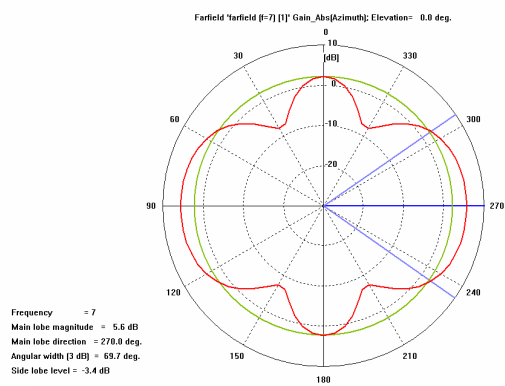
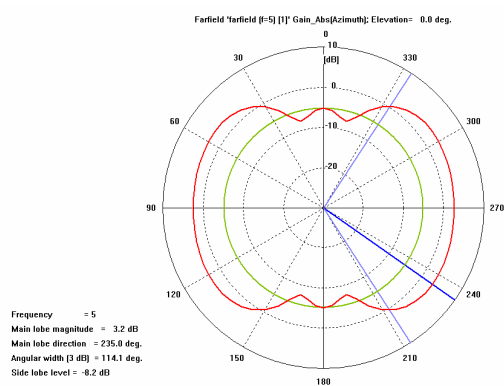
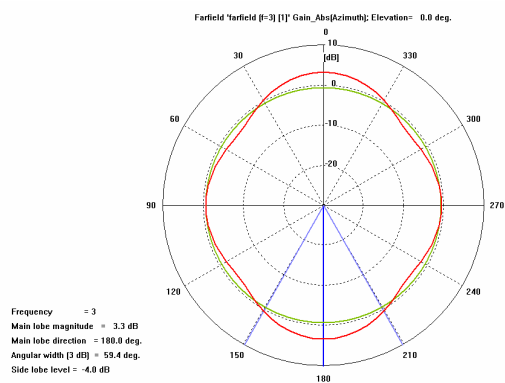
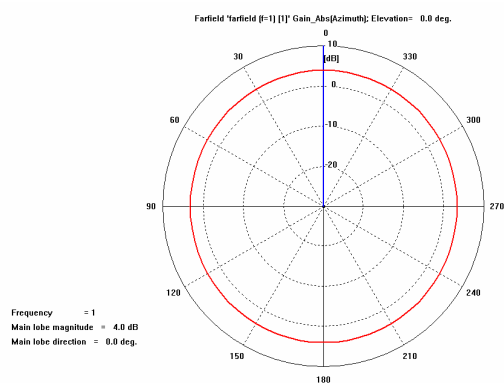
Jelikož se podařilo přizpůsobit PICA anténu v celém rozsahu požadovaných kmitočtů, je na následujících obrázcích uveden modul a fáze činitele odrazu s_{11} (obr.21 a obr.22) a také vyzařovací diagramy (rovina H obr.23 a rovina E obr.24).



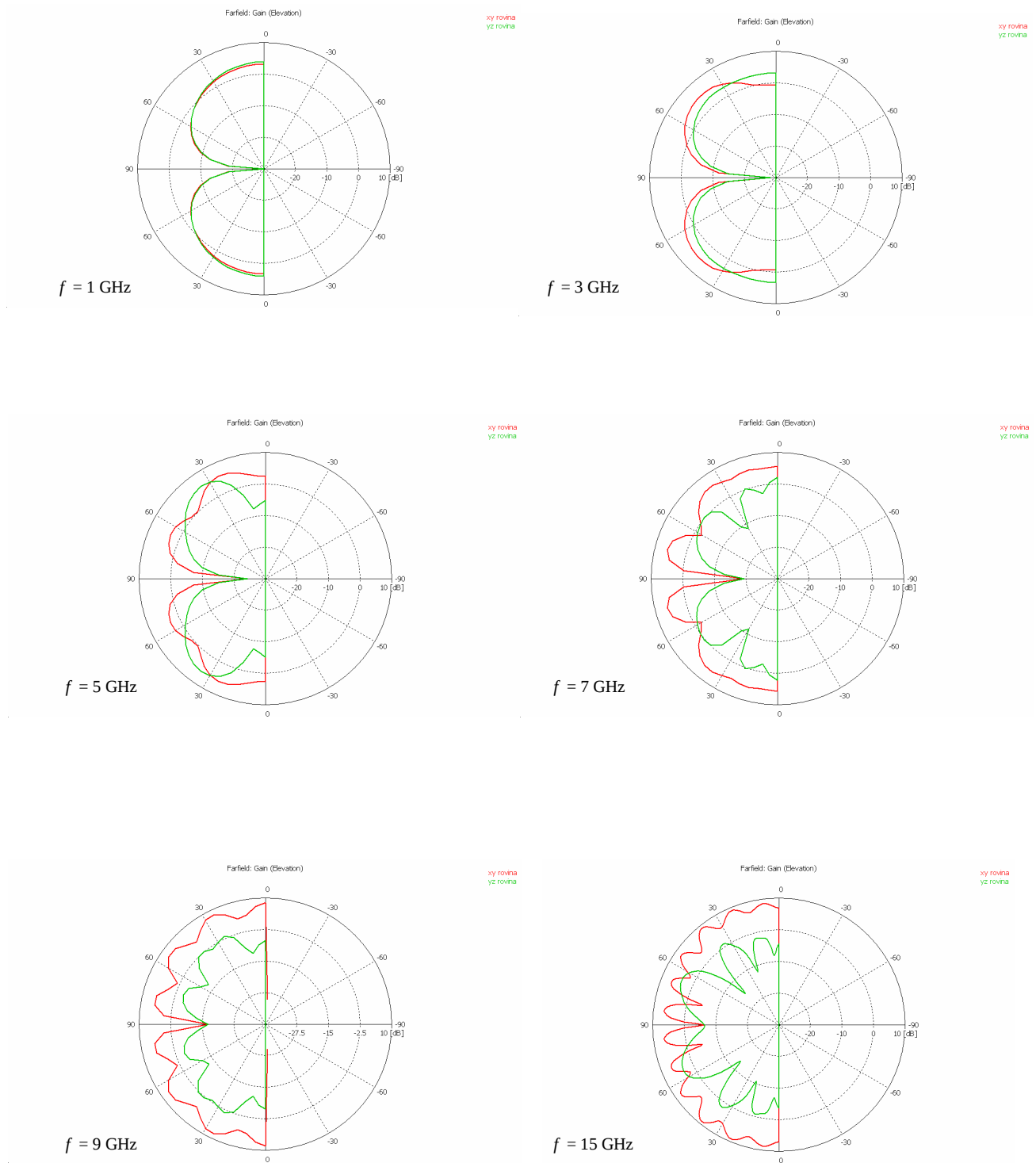
Obr. 21 Závislost modulu činitele odrazu na frekvenci optimalizované PICA antény



Obr. 22 Závislost argumentu činitele odrazu na frekvenci optimalizované PICA antény



Obr. 23 Směrové charakteristiky PICA antény v rovině H (xz rovina) pro kmitočty 1GHz, 3GHz, 5GHz, 7GHz, 9GHz a 15GHz



Obr. 24 Směrové charakteristiky PICA antény ve dvou rovinách E (xy rovina - červená a yz rovina - zelená) pro kmitočty 1GHz, 3GHz, 5GHz, 7GHz, 9GHz a 15GHz

Předchozí část práce zkoumala vliv jednotlivých parametrů a rozměrů PICA antény na činitele přizpůsobení s_{11} . V následující tabulce je uveden přehled zjištěných závěrů.

Zkoumaný parametr	Zjištění	Závěr
Typ CDM elementu <čtverec, elipsa, kruh>	Výběr CDM elementu výrazně ovlivňuje dosažitelné hodnoty činitele odrazu	Volba EDM
Hrana P_3 <zkoumané varianty křivek viz obr.13.>	Tvar hrany ovlivňuje zvlnění činitele odrazu	Volba varianty b
Poměr L_1/L_2	-	0,554
Permitivita substrátu $\epsilon_r = <2; 3; 4; 5>$	Při nižších hodnotách permitivity substrátu je anténa lépe přizpůsobená a průběh činitele odrazu je vyrovnanější	$\epsilon_r = 2,33$
Výška motivu nad zemí $h[\text{mm}] = <0,4; 0,5; 0,6; 0,7; 0,8>$	Se vzrůstající výškou motivu nad zemí roste na vyšších kmitočtech hodnota činitele odrazu a na nižších kmitočtech hodnota činitele odrazu klesá	$h = 0,6 \text{ mm}$

Tab. 10 Vliv zkoumaných parametrů na činitele odrazu PICA antény

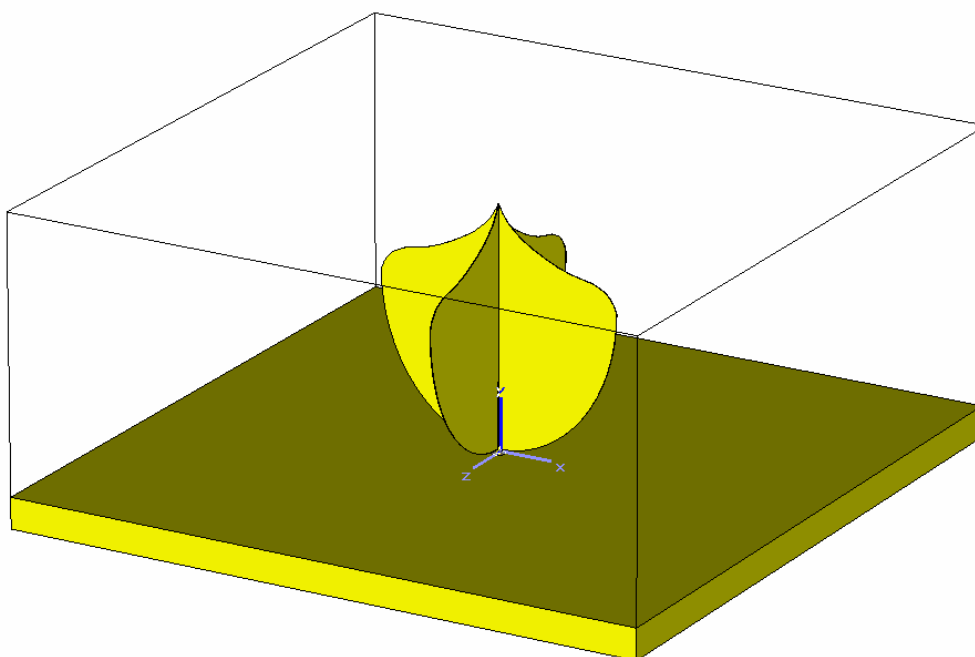
U navrhnuté PICA antény se hodnoty modulu činitel odrazu pohybují pod hranicí -10dB v pásmu 1GHz až 15GHz, což splňuje požadavek uvedený v kapitole 6 s dostatečnou rezervou. Směrové charakteristiky jsou pro rovinu H uvedeny na obr.23 a pro rovinu E na obr.24. Z uvedených vyzařovacích charakteristik vyplývá, že PICA anténa září více v rovině motivu (xy rovina) a podmínku všesměrovosti. tj. pokles vyzařovací charakteristiky od maximální hodnoty o 5dB splňuje do kmitočtu 3GHz.

Z uvedených závěrů vyplývá, že se podařilo navrhnout poměrně dobrou širokopásmovou anténu z hlediska činitele odrazu, avšak z pohledu vyzařovací charakteristiky již anténa tak širokopásmová není. V dalších krocích návrhu bude snaženo o to, aby byly zlepšeny vyzařovací charakteristiky na vyšších kmitočtech při současném zachování dobrého přizpůsobení.

7.2 Optimalizace z hlediska směrové charakteristiky (křížená PICA)

7.2.1 Křížená PICA anténa bez děr

Jak z předchozí části vyplynulo, navržená PICA anténa je celkem dobře přizpůsobená k zátěži 50Ω , ale vyzařovací charakteristika není optimální. Při srovnání směrových charakteristik uvedených na obr.23 a obr.24 vyplývá, že PICA anténa vyzařuje více v rovině motivu. Tento závěr vede k domněnce, že pokud by se zkřížil motiv antény v její ose o devadesát stupňů dostaneme strukturu zobrazenou na obr.25, u níž lze očekávat všesměrovější charakteristiku než u ploché PICA antény. Toto domněnka koresponduje se závěry uvedenými v práci R. M. Taylora [21] jenž tvrdí, že takto vytvořenou strukturou lze dosáhnout vyrovnané všesměrové charakteristiky v rozsahu 0,5GHz až 18GHz.

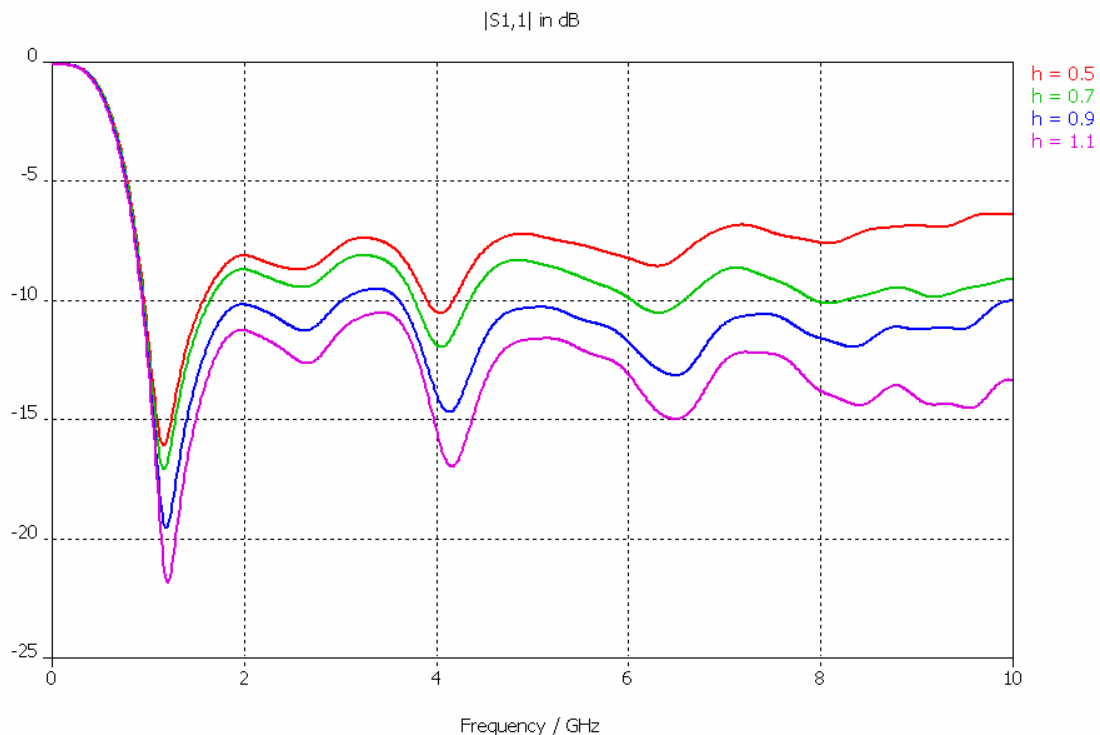


Obr. 25 Struktura křížené PICA antény

Křížená PICA anténa byla umístěna ve výšce 0,6mm nad vodivou zemí o rozměrech 200mm x 200mm x 9,5mm. Bylo zjištěno, že při zachování výšky motivu nad zemí $h = 0,6\text{mm}$ není anténa dobře přizpůsobena. Proto byla provedena parametrická analýza pro parametr h (viz. obr.26). Rozměry motivu a parametry simulace jsou nastaveny podle tab.11. Anténa je buzena přes SMA konektor, jenž je napájen waveguide portem. Jelikož množství buněk při generaci sítě spojeno s nejvyšším uvažovaným kmitočtem, bylo by při zachování horní hranice 15GHz počet buněk neúměrně vysoké, čímž by také rostly výpočetní nároky na daný hardware. Proto, aby byla zachována dostatečná přesnost modelu a výpočetní čas v únosných mezích, bylo nutné snížit horní hranici zkoumaného pásma na 10GHz. I tak se počet diskrétních buněk (meshcell) pohyboval kolem 3 000 000.

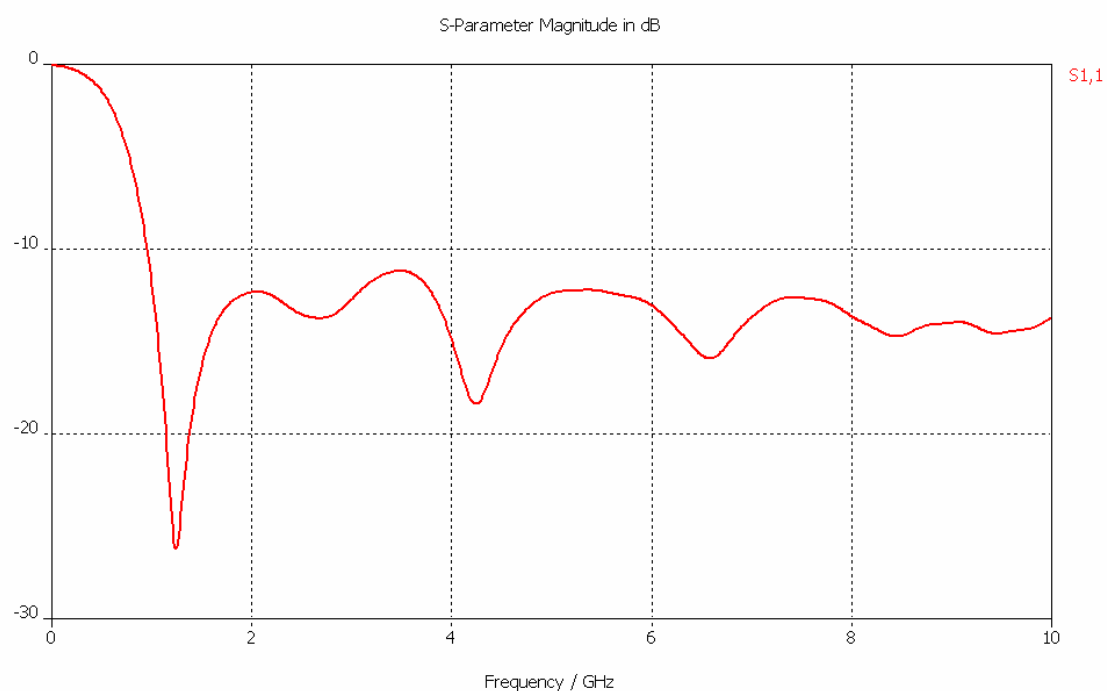
L_1 [mm]	26,1
L_2 [mm]	46,9
L_3 [mm]	76,0
Tloušťka elementu t [mm]	0,2
Materiál elementu	měď
Počet dílků na vlnovou délku	15
Přesnost výpočtu	-30dB
Typ sítě	Hexahedral
Typ buzení	Vlnovod
Zem [mm]	200 x 200 x 9,5
Okrajové podmínky	Open (add space), $Y_{MIN}: E_t = 0$

Tab. 11 Nastavení simulace a rozměry PICA antény pro parametrickou analýzu (parametrem je výška h motivu nad zemí)

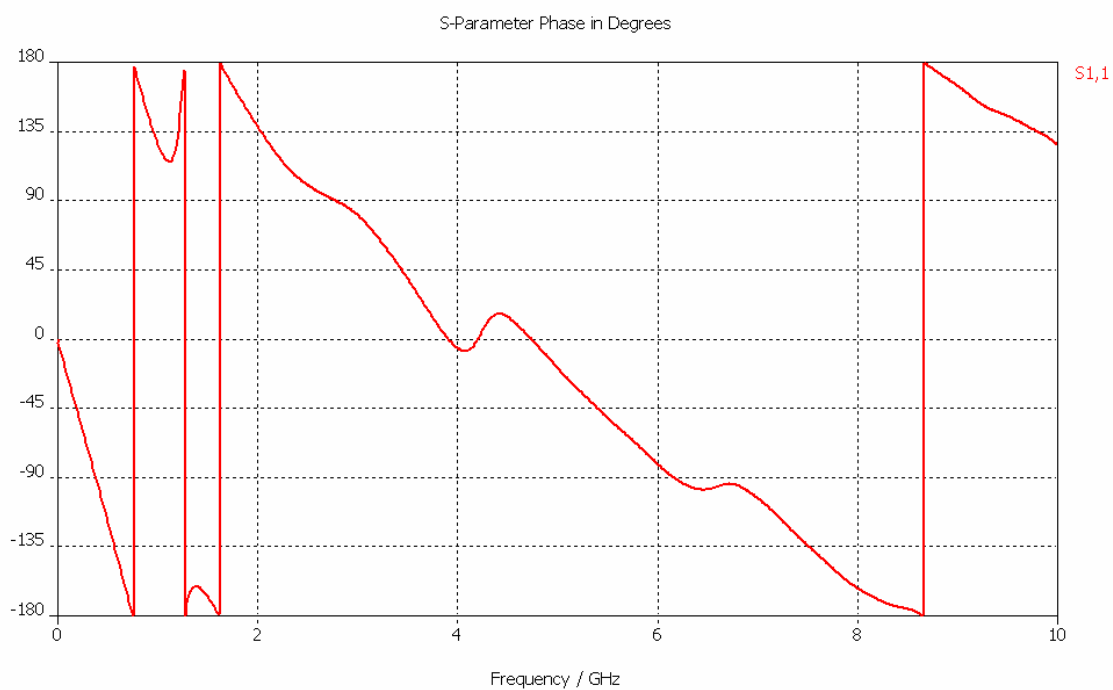


Obr. 26 Průběhy modulu činitele odrazu křížené PICA antény pro různou výšku motivu nad zemí $h = 0,5$ mm (červená), $h = 0,7$ mm (zelená), $h = 0,9$ mm (modrá), $h = 1,1$ mm (fialová)

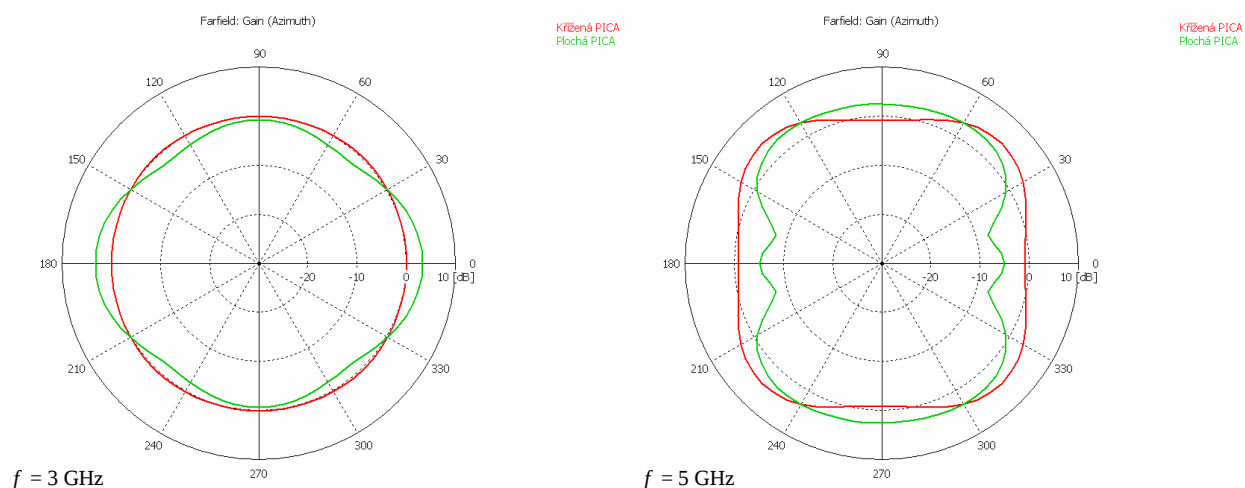
Z průběhu modulu činitele odrazu s_{11} vyplývá, že je třeba zvýšit výšku motivu na hodnotu $h = 1,1$ mm, aby se činitel s_{11} udržel pod -10dB v celém pásmu. Takto navržená anténa byla analyzována. Nastavení a rozměry struktury jsou shodné s předchozí parametrickou analýzou (tab.11), pouze výška antény nad zemí byla upravena na hodnotu $h = 1,1$ mm. Jako výstup jsou uvedeny směrové charakteristiky v obou rovinách (obr.29) pro frekvence 3GHz a 5GHz, modul a fáze činitele odrazu (obr.27 a obr.28). Pro srovnání jsou směrové charakteristiky křížené PICA antény doplněny o vyzařovací charakteristiky ploché PICA antény.



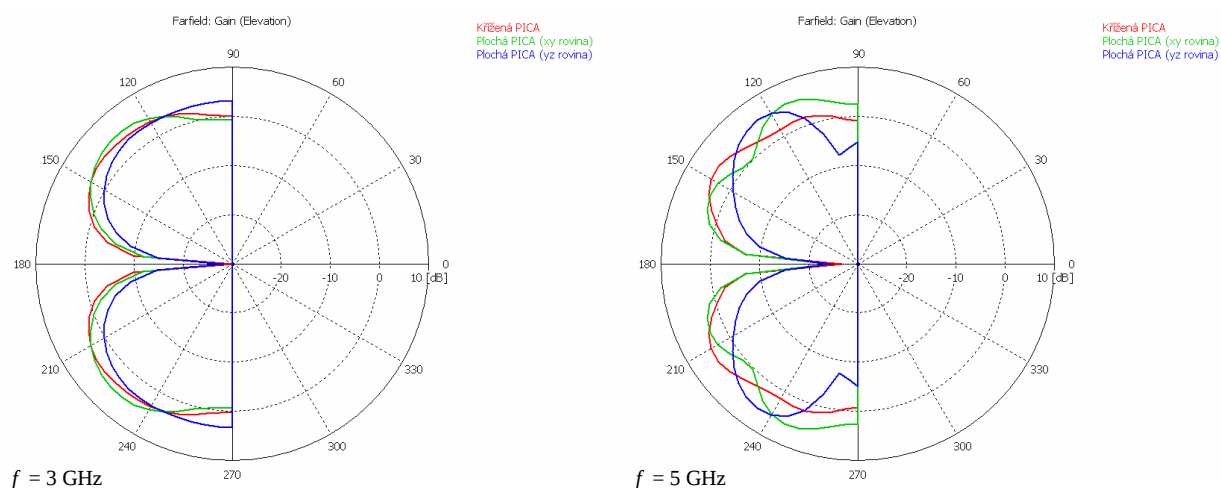
Obr. 27 Závislost modulu činitele odrazu na frekvenci optimalizované PICA antény



Obr. 28 Závislost argumentu činitele odrazu na frekvenci optimalizované PICA antény



Rovina H



Rovina E

Obr. 29 Směrové charakteristiky křížené PICA antény (červená) a ploché PICA antény (modrá a zelená) pro kmitočty 3GHz a 5GHz v rovině H a E

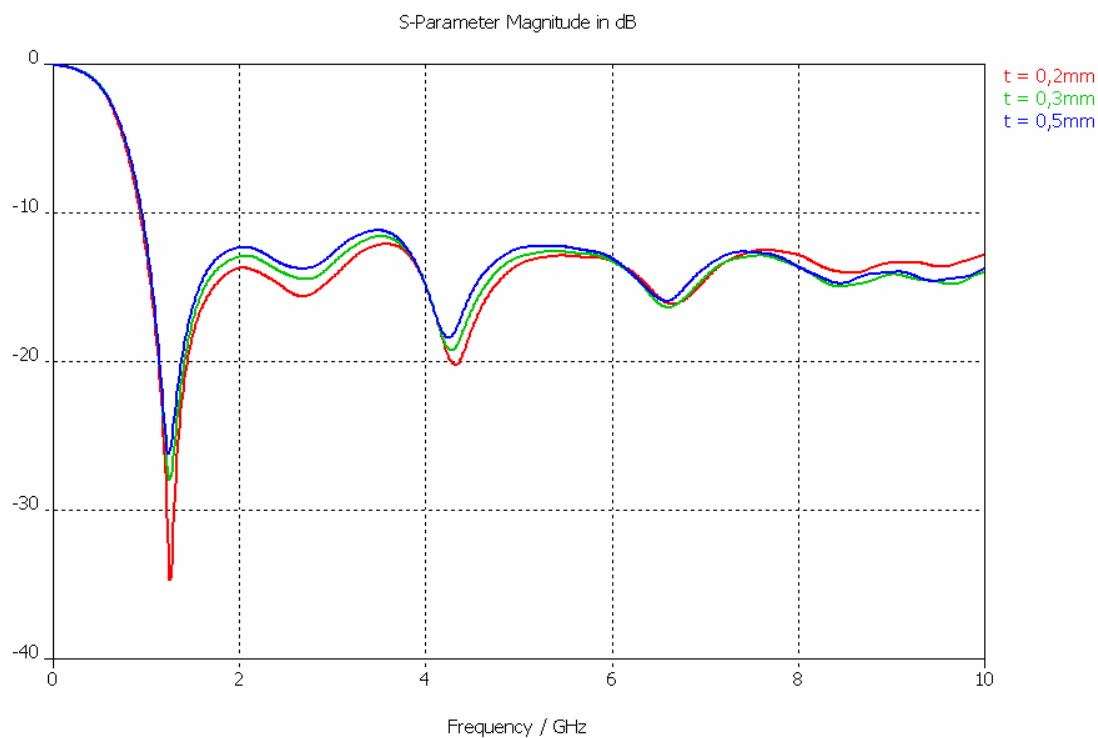
Z obr.29 je jasné patrné, že křížená PICA anténa má vyrovnanější průběh směrové charakteristiky než plochá PICA anténa, což je patrné v obou rovinách. V rovině E je charakteristika křížené PICA antény kompromisem mezi „extrémy“ ploché antény.

Průběhy jsou uvedeny pouze pro frekvence 3GHz a 5GHz z toho důvodu, že do 3 GHz je charakteristika křížené PICA antény prakticky neměnná - v rovině H takřka ideální. V rovině E se začíná charakteristika deformovat právě na 3 GHz. Na 5 GHz dochází již k výrazné deformaci v obou rovinách a podmínka odchylky 5dB od maxima je splněna pouze v rovině H. Z průběhu charakteristik uvedených v příloze A.2 je patrné, že s rostoucí frekvencí anténa soustřeďuje vyzářenou energii více ve směru osy y a navíc je tato energie soustředěna mezi ramena PICA antény. Jinými slovy směrová charakteristika v rovině E nabývá maximálních hodnot v rovině pootočené v azimutu o 45° při elevaci 36° až 66° . Z tohoto důvodu je při dalším postupu sledována také tato rovina.

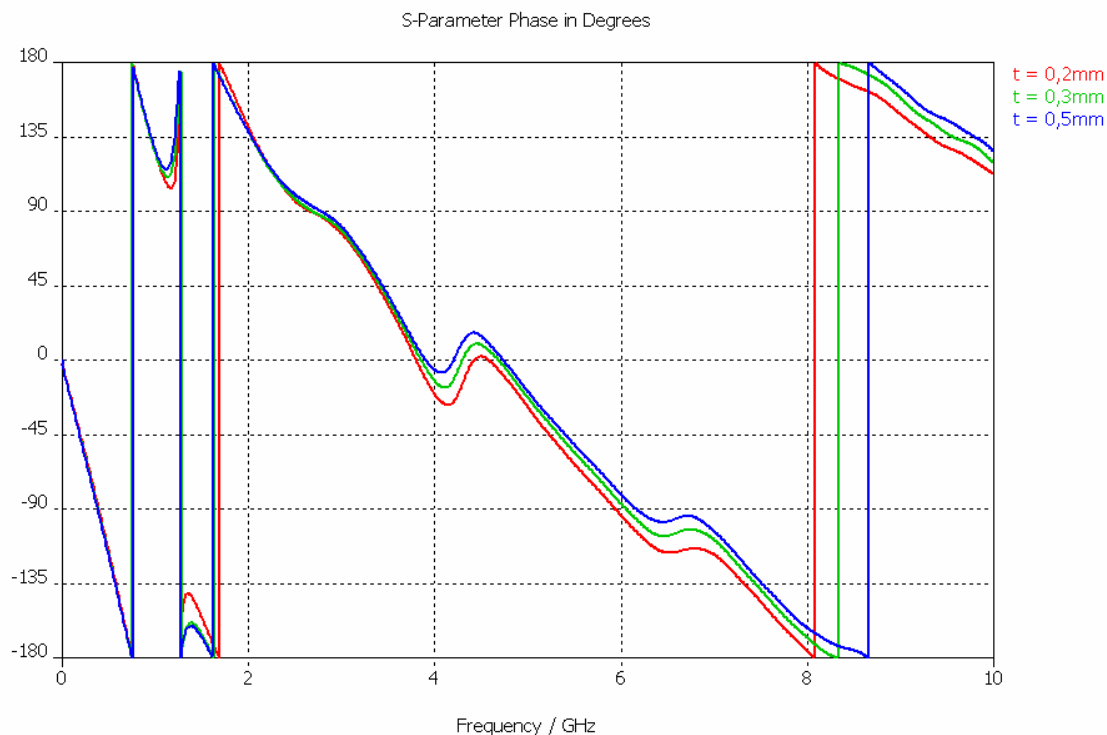
Dosud bylo uvažováno, že základní motiv křížené PICA antény bude vyroben z plechu o tloušťce 0,2mm. Otázkou je, jak se změní parametry PICA antény, pokud bude anténa vyrobena z plechu o jiné tloušťce. Tato situace může nastat při výrobě, kdy nebude k dispozici plech o požadované tloušťce (jak se později při výrobě ukázalo, právě tato situace nastala).

L_1 [mm]	26,1
L_2 [mm]	46,9
L_3 [mm]	76,0
h [mm]	1,1
Materiál elementu	měď
Počet dílků na vlnovou délku	15
Přesnost výpočtu	-30dB
Typ sítě	Hexahedral
Typ buzení	Vlnovod
Zem [mm]	200 x 200 x 9,5
Okrajové podmínky	Open (add space), $Y_{MIN}: E_t = 0$

Tab. 12 Nastavení simulace a rozměry PICA antény pro parametrickou analýzu (parametrem je tloušťka motivu t)



Obr. 30 Průběh modulu činitele odrazu křížené PICA antény pro různou tloušťku motivu $t = 0,2\text{mm}$ (červená), $t = 0,3\text{mm}$ (zelená), $t = 0,5\text{mm}$



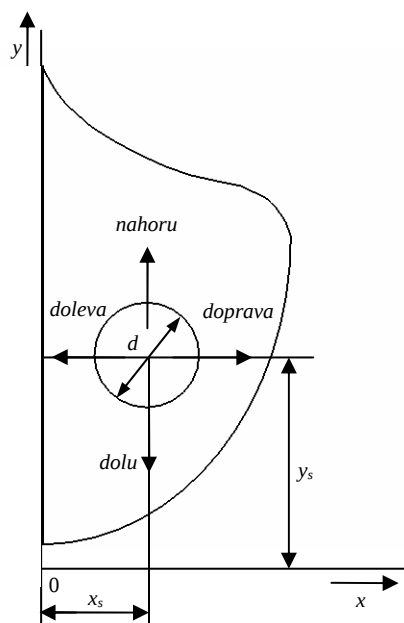
Obr. 31 Průběh fáze činitele odrazu křížené PICA antény pro různou tloušťku motivu $t = 0.2\text{mm}$ (červená), $t = 0.3\text{mm}$ (zelená), $t = 0.5\text{mm}$

Z průběhů uvedených na obr.30 a obr.31 vyplývá, že při změně tloušťky se parametry PICA antény příliš nezmění. Určitá změna nastává v pásmu 1,8GHz – 3,7GHz a 4,2GHz - 5,7GHz, kde modul činitele odrazu při změně tloušťky motivu z 0,2mm na 0,5mm vzroste asi o 2dB. Směrové charakteristiky se v závislosti na změně tloušťky elementu nemění vůbec (viz příloha A.3).

7.2.2 Křížená PICA anténa s děrami

V literatuře [14] je uvedeno, že pokud jsou vyřezány do základního motivu PICA antény dva kruhové otvory, lze dosáhnout větší šířky pásma z pohledu vyzařovací charakteristiky, přičemž dobré impedanční vlastnosti zůstanou zachovány. Toto tvrzení bylo aplikováno na kříženou PICA anténu. Motiv struktury je uveden na obr.32. Postup při zjišťování vlivu vyříznutých otvorů na směrovou charakteristiku byl následující.

Do základního tvaru PICA antény byly vyříznuty dva kruhové otvory. U otvorů se ve třech krocích postupně měnil průměr a současně byly díry posouvány do čtyř směrů viz obr 29. Tímto způsobem bylo provedeno 15 různých simulací a ty byly porovnány s charakteristikami PICA antény bez děr. Frekvenční krok, ve kterém byly vyzařovací charakteristiky sledovány byl 1GHz. Průměry děr, velikost posuvů a rozměry motivu byly nastaveny podle tabulky 12.



Obr. 32 Motiv křížené PICA antény s vyříznutými otvory (pozn. zobrazena pouze jedna polovina lístku základního motivu)

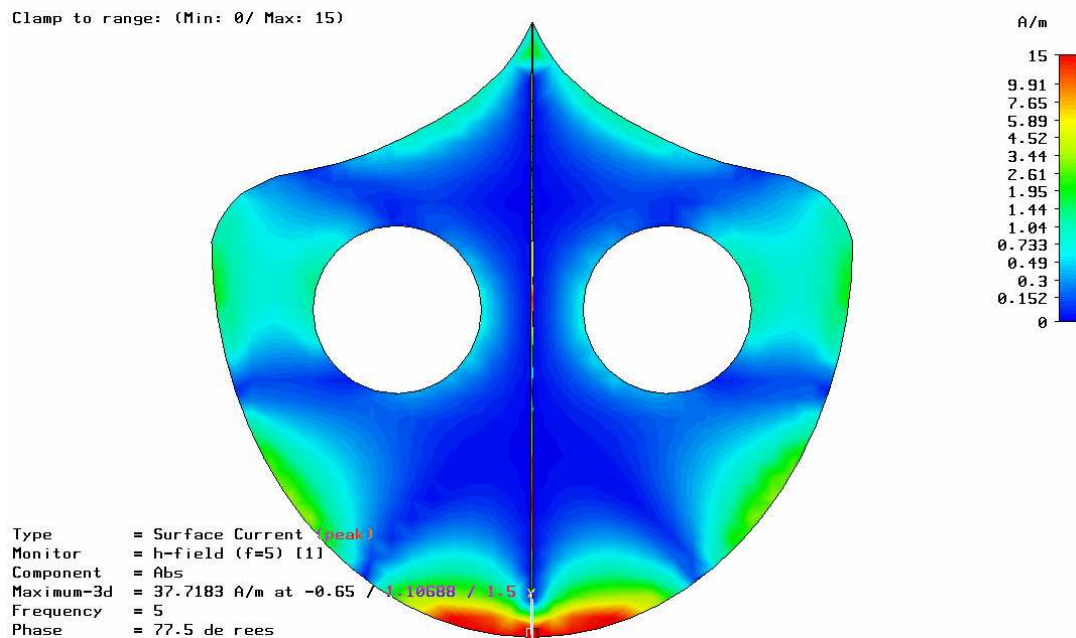
Průměr díry	$d_1 = 12\text{mm}$	$d_1 = 16\text{mm}$	$d_1 = 20\text{mm}$
Souřadnice středu díry			
Základní poloha díry	$x_s = 16\text{mm}$	$y_s = 30\text{mm}$	
Posun nahoru	$x_s = 16\text{mm}$	$y_s = 40\text{mm}$	
Posun dolů	$x_s = 16\text{mm}$	$y_s = 20\text{mm}$	
Posun doprava	$x_s = 21\text{mm}$	$y_s = 30\text{mm}$	
Posun doleva	$x_s = 11\text{mm}$	$y_s = 30\text{mm}$	
h	1,1 mm		
L_1	26,1 mm		
L_2	46,9 mm		
L_3	76,0 mm		
Tloušťka elementu t	0,2 mm		
Materiál elementu	měď		
Počet dílků na vlnovou délku	15		
Přesnost výpočtu	-40dB		
Typ sítě	Hexahedral		
Typ buzení	Vlnovod		
Zem [mm]	200 x 200 x 9,5		
Okrajové podmínky	Open (add space), Y_{MIN} : $E_t = 0$		

Tab. 13 Poloha, velikosti děr, rozměry motivu a nastavení simulace

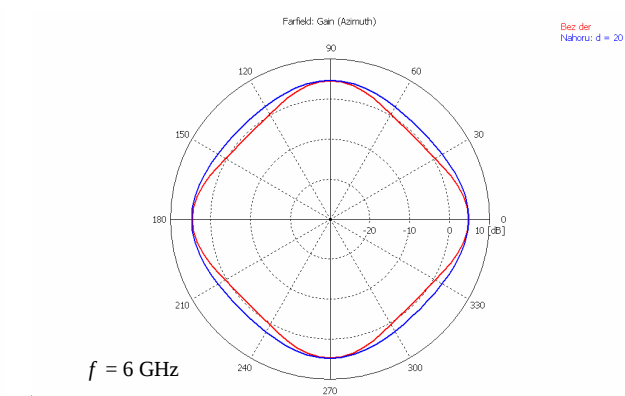
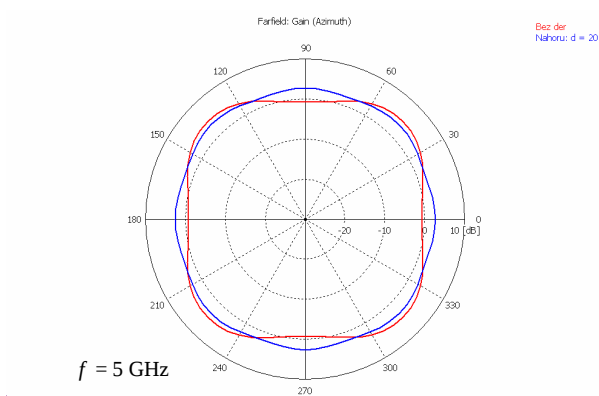
Z analýzy jednotlivých simulací vyplynuly následující závěry. Obecně lze konstatovat, že čím měla díra větší průměr, tím více byly ovlivněny vyzařovací charakteristiky. V případě, kdy byla díra posunuta více k hraně struktury nebo doleva, byla směrová charakteristika nestabilní a pro různé frekvence nabývala různých hodnot. Také hodnoty činitele odrazu se v tomto případě zhoršili. Při menších průměrech děr se charakteristiky nezměnily vůbec nebo jen nepatrně. Když byla díra většího průměru umístěna ve středu nebo posunuta směrem nahoru, tak se směrové charakteristiky mírně zlepšily. Směrové charakteristiky a průběhy činitele přizpůsobení ze všech 15 simulací jsou porovnány v příloze A.4.

Pro náš účel, kdy požadujeme co nejstabilnější průběh charakteristiky ve všech rovinách jsem vyhodnotil jako nejlepší variantu díru o průměru $d = 20\text{mm}$ posunutou směrem nahoru tzn. že střed díry byl 40mm vysoko nad zemí a byl 16mm vzdálen od osy antény. Pro tento případ je na obr.33 uvedeno rozložení proudu a na obr.34 jsou uvedeny směrové charakteristiky pro kmitočty 5GHz a 6GHz

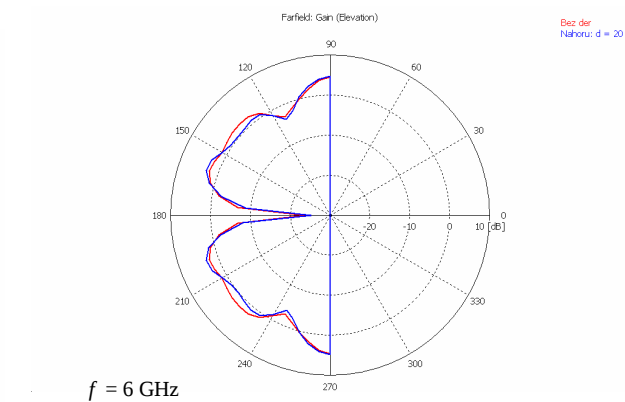
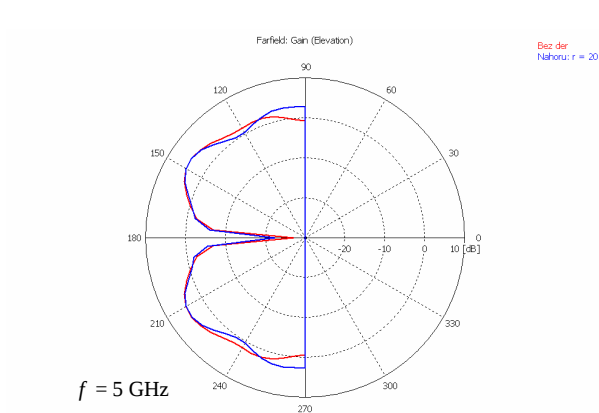
Směrovost antény mírně vzrostla a vyzařovací charakteristika je v rovině H všesměrová až do kmitočtu 7GHz . V rovině E se směrová charakteristika do kmitočtu 3GHz nemění o více jak 5dB při elevaci od 0° až 70° v celém azimutu. Na kmitočtu 4GHz se objevuje jedno minimum (elevace 30° , azimut 0°), při kmitočtu 5GHz je charakteristika opět v celém rozsahu azimutu vyrovnaná pro elevaci 0° a 70° . Na kmitočtu 6GHz se v rovině svírající s xy rovinou úhel 45° objevuje další minimum (elevace 60° , azimut 45°). Z uvedeného vyplývá, že nejstabilněji anténa září v rovině motivu (xy rovina) při elevaci 35° až 60° v kmitočtovém rozsahu 1GHz až 6GHz .



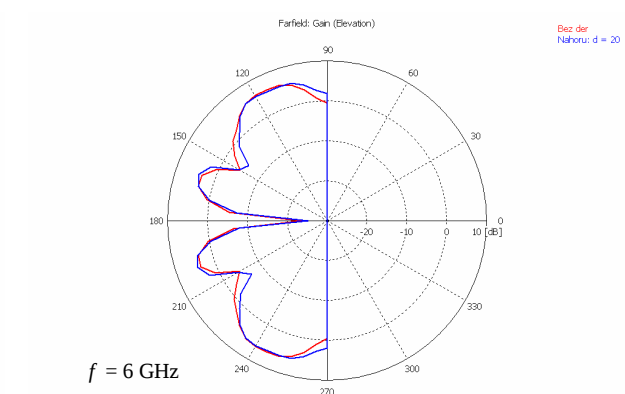
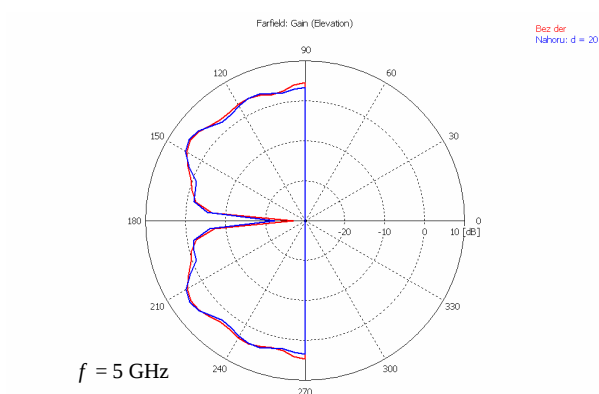
Obr. 33 Rozložení proudu na křížené PICA anténě s děrou o parametrech $d = 20\text{mm}$, $x_s = 16\text{mm}$ a $y_s = 40\text{mm}$.



Rovina H



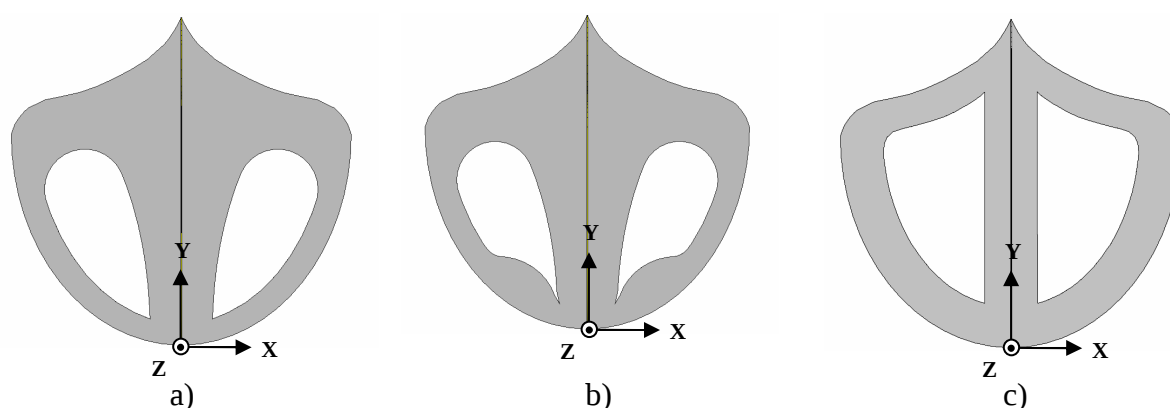
Rovina E (xy rovina)



Rovina E (azimut roviny 45°)

Obr. 34 Srovnání směrových charakteristik křížené PICA antény bez děr (červená) a s dírou (modře) o parametrech $d = 20 \text{ mm}$, $x_s = 16 \text{ mm}$ a $y_s = 40 \text{ mm}$ pro kmitočty 5 GHz a 6 GHz

Z rozložení proudu (obr.33) a z chování struktury při postupném posunování děr byl vyvozen závěr, že se energie soustředí hlavně podél hrany motivu. Na základě tohoto zjištění bylo usouzeno, že pokud bychom chtěli, aby byla anténa dobře přizpůsobená, nesmí v blízkosti napájecího portu docházet k odrazům energie a musí být zaručen pozvolný přechod energie do další části struktury. Dále bylo zjištěno, že vyzařovací charakteristika je ovlivněna výřezem ve struktuře antény, ovšem tento výřez nesmí být proveden příliš blízko hraně struktury. Na základě těchto poznatků byly navrženy další možné varianty výřezů, jež by měli ovlivnit především vyzařovací charakteristiku PICA antény. Tyto motivy jsou uvedeny na obr.35.

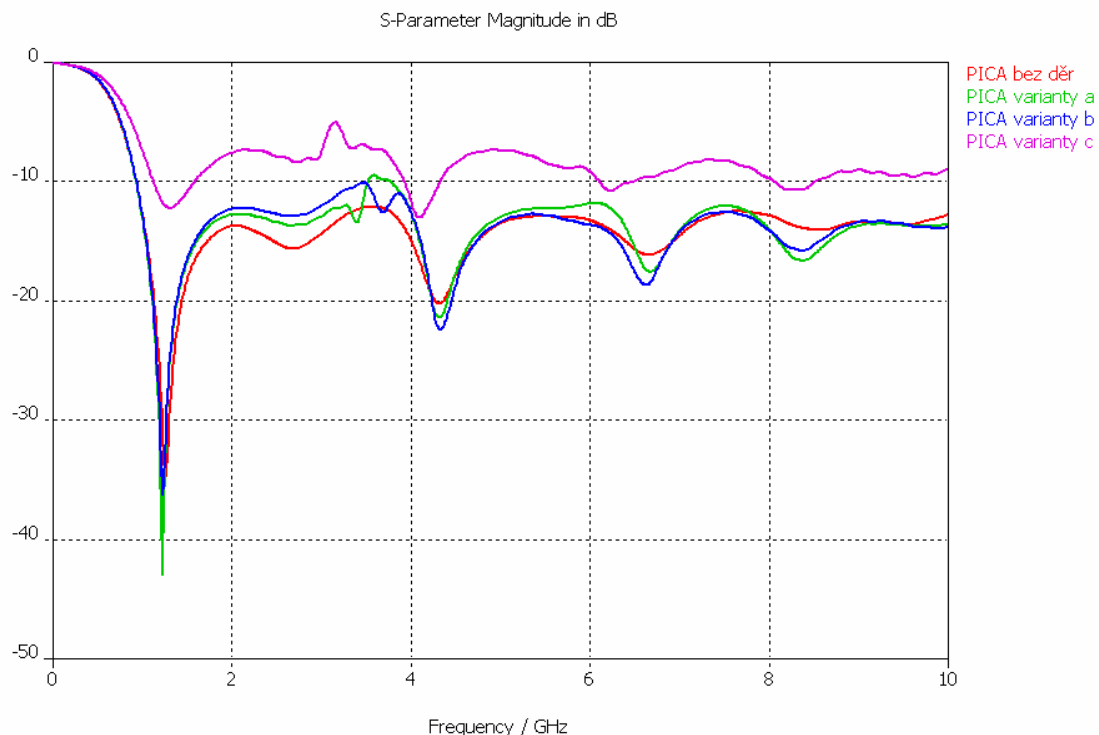


Obr. 35 Tři různé varianty výřezů vyříznutých v křížené PICA anténě

Jednotlivé simulace byly nastaveny podle tab.14. Výřezy byly vytvořeny pomocí polygonu a souřadnice jednotlivých bodů polygonu pro všechny tři varianty jsou uvedeny v příloze B na příloženém CD. Pro srovnání je na obr.36 uveden pouze modul činitele přizpůsobení, směrové charakteristiky jsou porovnány na v příloze A.5.

Varianta	a	b	c
Souřadnice polygonu	Příloha B.a	Příloha B.b	Příloha B.c
h	1,1 mm		
L_1	26,1 mm		
L_2	46,9 mm		
L_3	76,0 mm		
Tloušťka elementu t	0,2 mm		
Materiál elementu	měď		
Počet dílků na vlnovou délku	14		
Přesnost výpočtu	-40dB		
Typ sítě	Hexahedral		
Typ buzení	Vlnovod		
Zem [mm]	200 x 200 x 9,5		
Okrajové podmínky	Open (add space), $Y_{\text{MIN}}: E_t = 0$		

Tab. 14 Rozměry a nastavení simulace pro tři varianty křížené PICA antény u vedené na obr.35



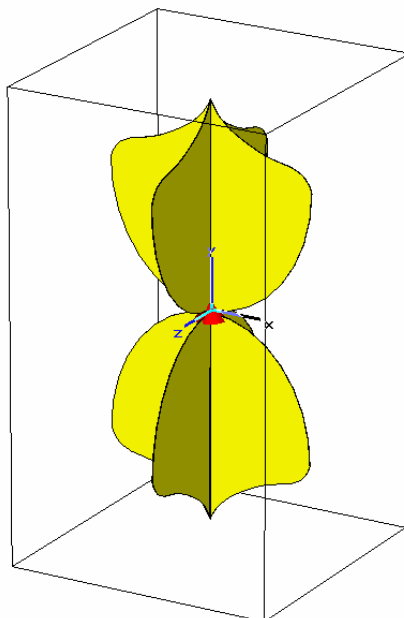
Obr. 36 Srovnání modul činitele odrazu pro varianty křížené PICA antény z obr.35, PICA bez děr (červeně) varianta a (zeleně), varianta b (modře), varianta c (růžově).

Z hlediska přizpůsobení se jako dobré varianty jevíly varianta a a b, u nichž se činitel přizpůsobení držel pod hodnotou -10dB. Určité nepřizpůsobení se objevilo v rozmezí kmitočtů 3,5GHz a 4GHz, kde hodnota s_{11} dosáhla maximálně -9,5dB. Nejhorší na tom byla PICA anténa v provedení c. Zde modul činitele odrazu klesnul pod -10db pouze na separátních kmitočtech 1,3GHz, 4,1GHz, 6,2GHz a 8,3GHz.

Při porovnání směrových charakteristik vyplynulo, že do kmitočtu 5GHz se varianty a a b od sebe příliš nelišily a jsou takřka shodné s provedením křížené PICA antény bez děr. V rozmezí kmitočtů 5GHz – 7GHz se vyzařovací charakteristika zlepšila u obou variant (a i b) vůči PICA bez děr, přičemž stabilnější byla směrová charakteristika varianty a. Na vyšších kmitočtech byly charakteristiky podobné, obsahovaly jedno či více výrazných minim a nešlo jednoznačně určit, ve kterém směru vyzařují dané struktury stabilně. Poznamenejme, že struktura pod označením c dosahovala ve sledovaném rozmezí kmitočtů extrémnějších hodnot jak ostatní varianty s výjimkou kmitočtu 5GHz, kde pod elevačním úhlem 0° - 70° zářila velice vyrovnaně v celé azimutální rovině (xz rovina).

7.2.3 Křížená PICA anténa – dipólová varianta

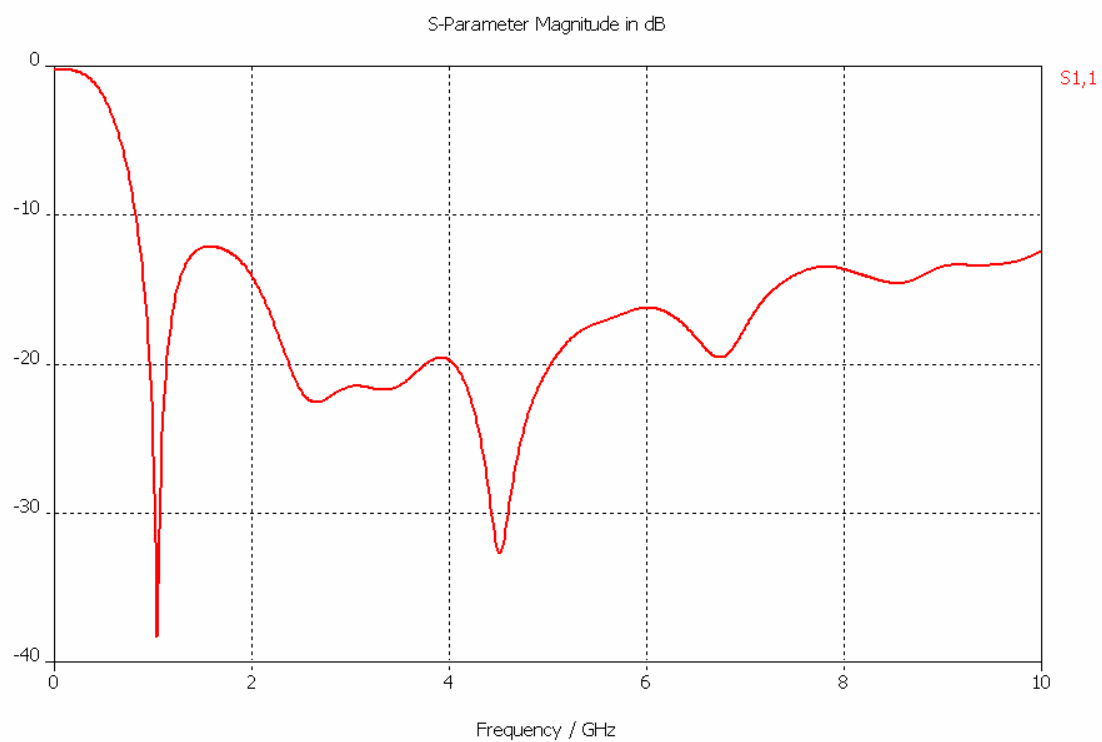
Z důvodu dosažení všesměrového vyzařování v celém prostoru, byla navržena dipólová varianta křížené PICA antény. Každé rameno dipólu je tvořeno kříženou PICA anténou, která je svými rozměry shodná s variantou uvedenou na obr. 25, tab.11. Jedná se o kříženou PICA anténu bez děr, ramena jsou od sebe vzdálena $h = 11\text{mm}$ a struktura je napájena diskretním portem (obr.37).



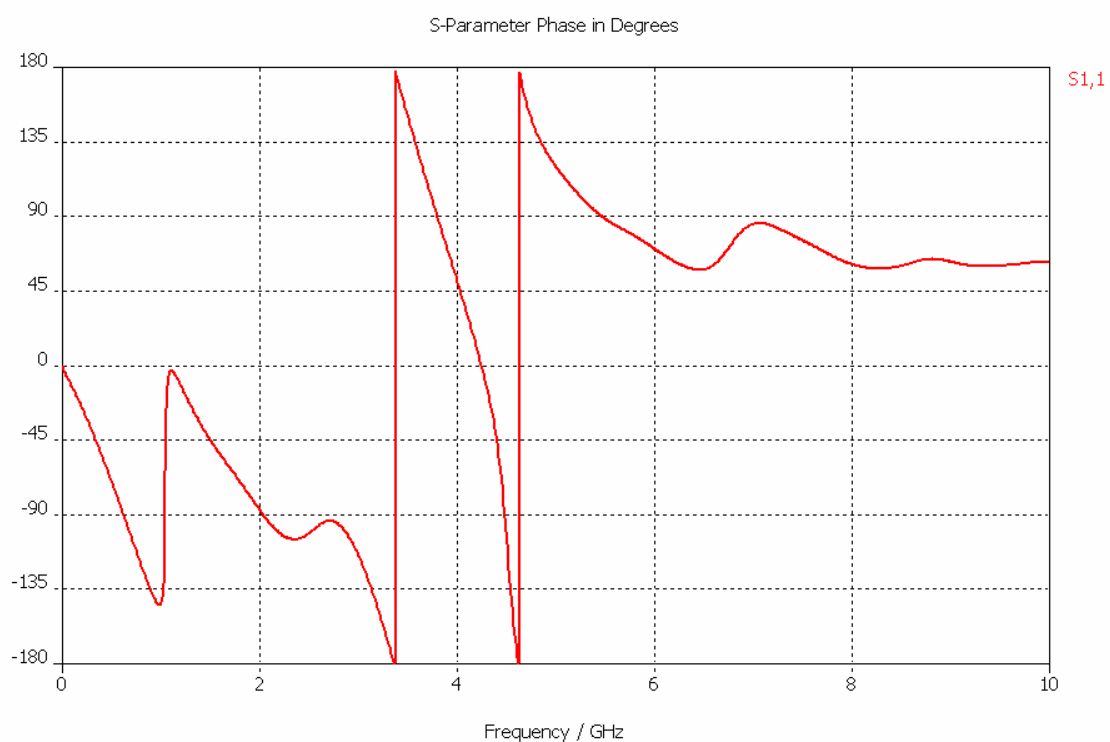
Obr. 37 Struktura dipólové varianty křížené PICA antény

L_1	26,1 mm
L_2	46,9 mm
L_3	76,0 mm
Tloušťka elementu t	0,2 mm
Vzdálenost ramen dipólu h	1,1 mm
Materiál elementu	měď
Počet dílků na vlnovou délku	14
Přesnost výpočtu	-40dB
Typ sítě	Hexahedral
Typ buzení	Diskretní port
Okrajové podmínky	Open (add space),

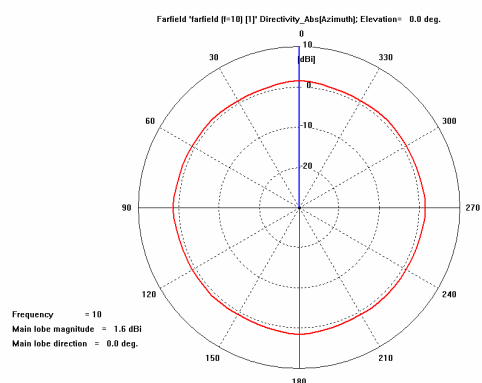
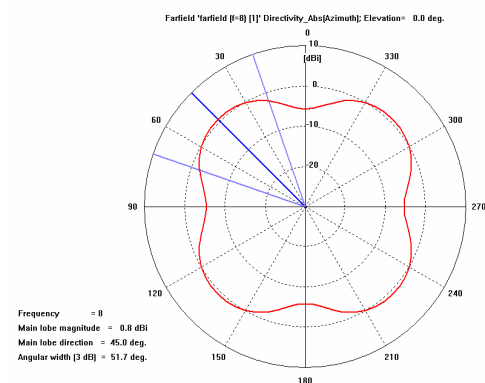
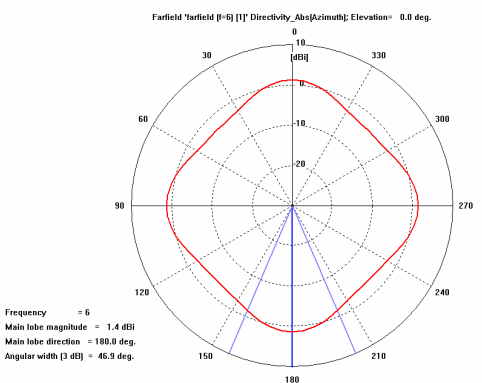
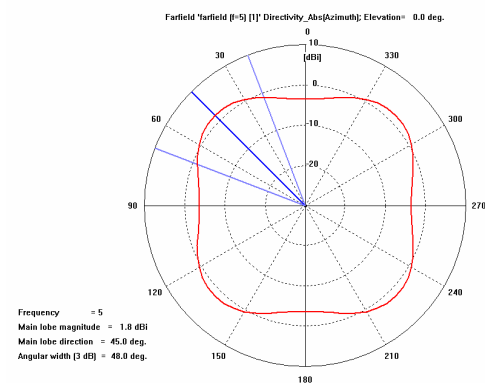
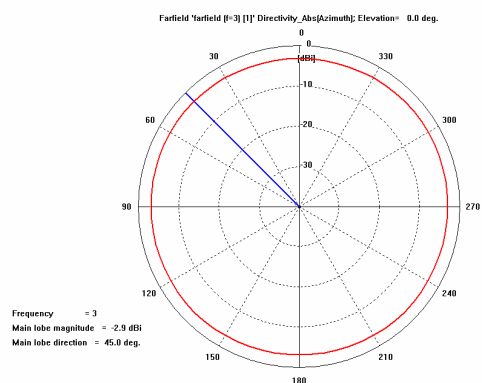
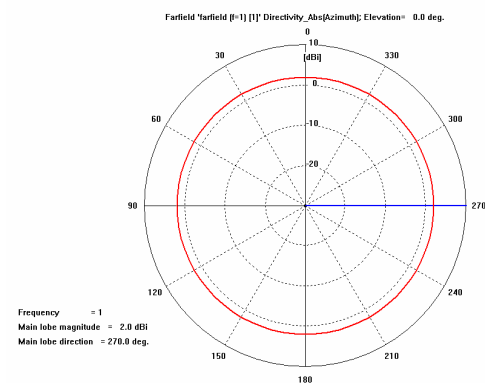
Tab. 15 Rozměry a nastavení simulace dipólové varianty křížené PICA antény



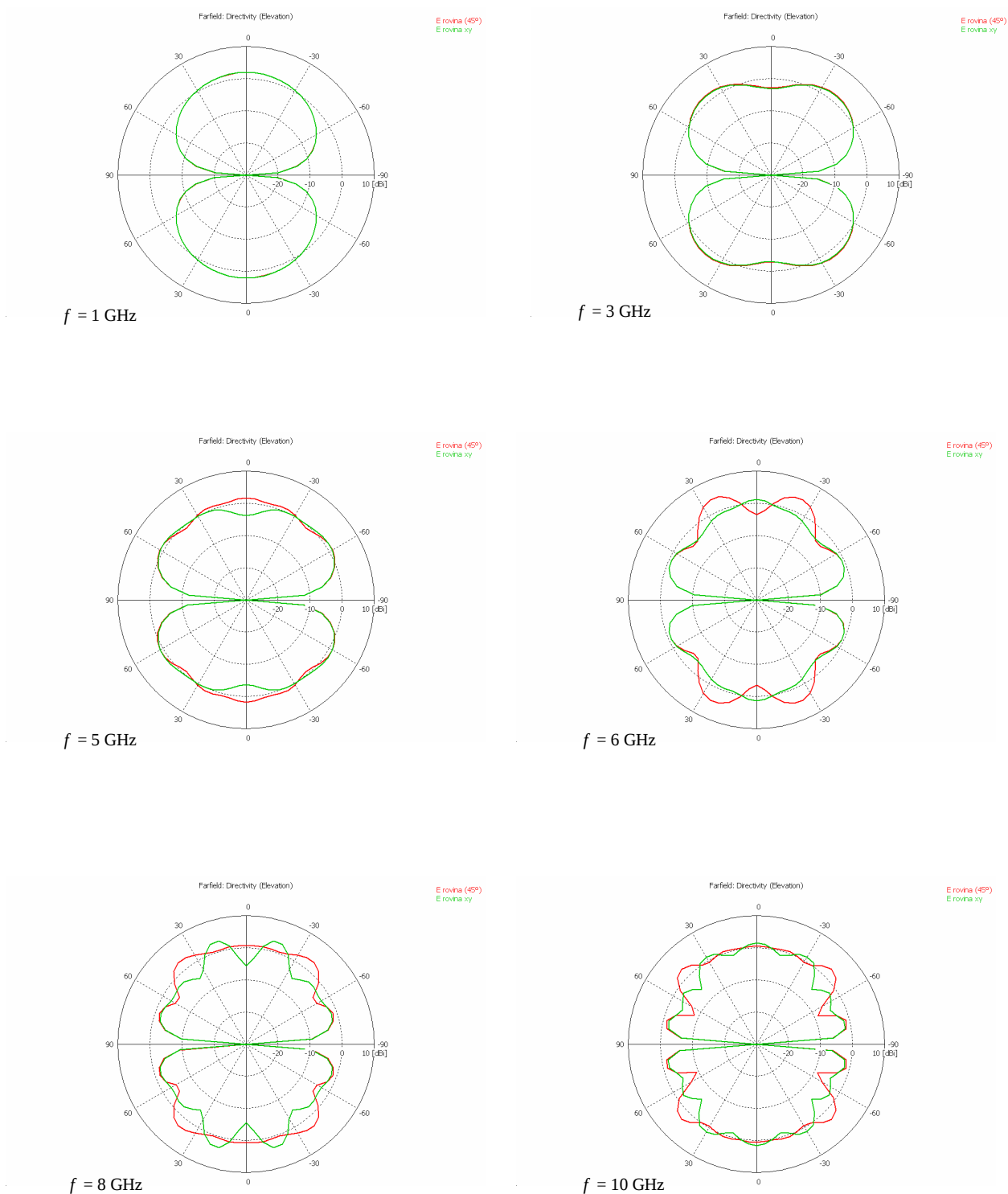
Obr. 38 Závislost modulu činitele odrazu na frekvenci dipólové varianty křížené PICA antény



Obr. 39 Závislost fáze činitele odrazu na frekvenci dipólové varianty křížené PICA antény



Obr. 40 Směrové charakteristiky dipólové varianty křížené PICA antény v rovině H (xz rovina) pro kmitočty 1GHz, 3GHz, 5GHz, 6GHz, 8GHz a 10GHz



Obr. 41 Směrové charakteristiky dipólové varianty křížené PICA antény v rovině E - xy rovina (zeleně) a rovině E pootočené v azimutu o 45° (červeně) pro kmitočty 1GHz, 3GHz, 5GHz, 6GHz, 8GHz a 10GHz

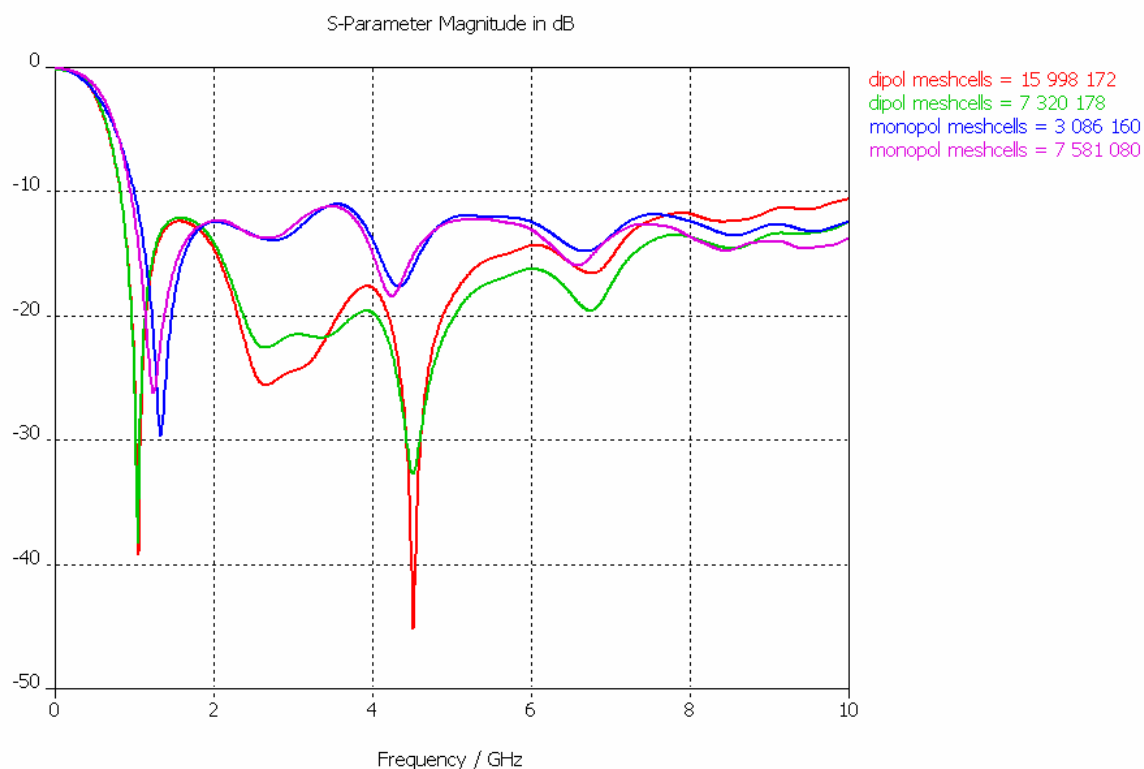
Modul činitele odrazu (obr.38) u dipólové varianty křížené PICA antény nabývá nižších hodnot v porovnání s monopólovou variantou (viz obr.27). V kmitočtovém rozmezí 2,40GHz – 3,70GHz a 4,05GHz – 5,00GHz hodnota modulu činitele odrazu klesla dokonce pod -20dB. Fázová charakteristika činitele odrazu (obr.39) se od kmitočtu 5,5GHz pohybuje v rozmezí 60°-90° a od kmitočtu 8GHz se ustálí na hodnotě 60°. Na kmitočtech nižších jak 5,5GHz je charakteristika nelineární. Z rozboru směrových charakteristik, jež jsou pro kmitočty 1GHz, 3GHz, 5GHz, 6GHz, 8GHz a 10GHz uvedeny na obr.40 a obr.41 vyplývá, že v H rovině je charakteristika poměrně stabilní do kmitočtu 7GHz. V rovině E se jako nejstabilnější směry jeví roviny motivu antény (azimut 0°,90°,180°,270°) u nichž pro elevaci -53° až 53° se vyzařovací diagram změnil maximálně o 5dB od největší hodnoty v pásmu 1GHz až 7 GHz.

7.3 Vliv hustoty sítě na změnu parametrů modelu

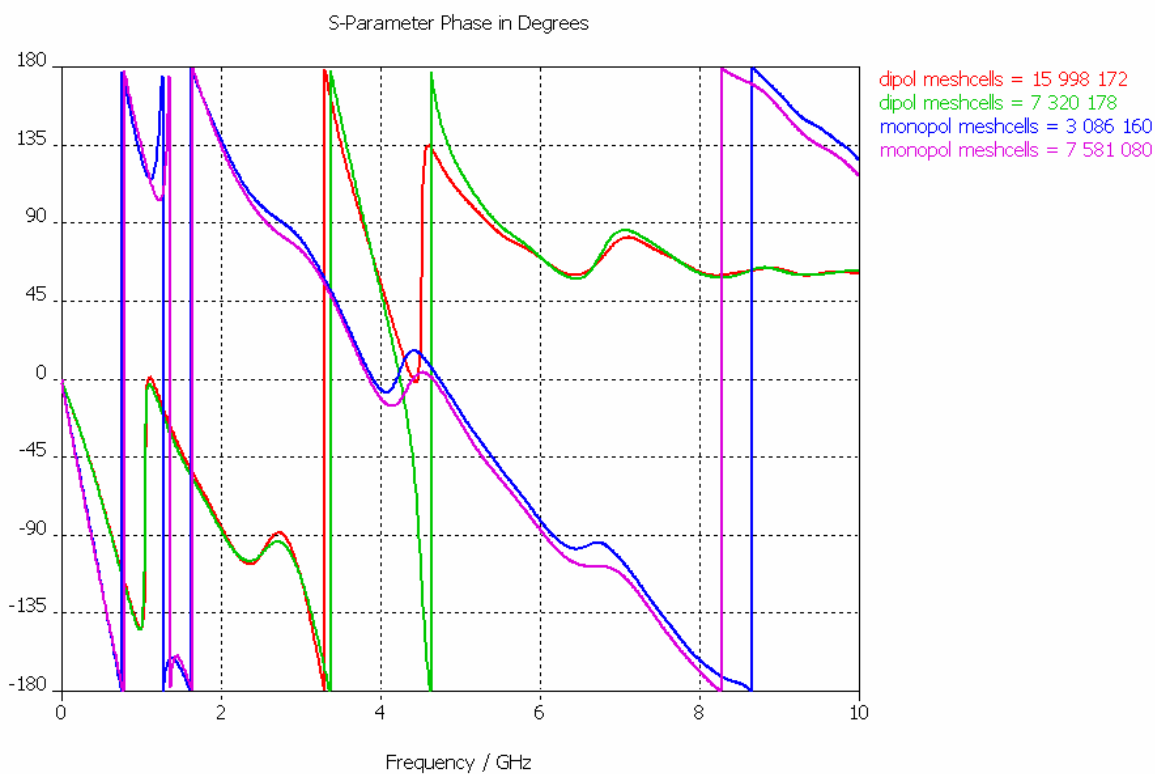
Vytvoření modelu pro simulaci se skládá z několika etap. Asi největší vliv na přesnost výsledků má vhodná volba diskretizační sítě. V této kapitole bude posouzeno, jak moc jsou parametry simulovaného objektu závislé na hustotě sítě. V prvním kroku byl model monopólové varianty křížené PICA antény složen z 3 086 160 buněk a model dipólové varianty křížené PICA antény byl složen z 7 120 178 buněk. V druhém kroku se počet buněk zdvojnásobil. Tzn. že monopólová varianta obsahovala 7 581 080 buněk a dipólová varianta 15 998 372 buněk. Parametry byly pro všechny 4 simulace shodně nastaveny dle tab.16.

Varianta křížené PICA	Monopól		Dipól	
Počet buněk	3 086 160	7 581 080	7 120 178	15 998 372
Typ buzení	Vlnovod		Diskrétní port	
Výška motivu nad zemí/ vzdálenost ramen dipólu h	1,1 mm			
L_1	26,1 mm			
L_2	46,9 mm			
L_3	76,0 mm			
Tloušťka elementu t	0,2 mm			
Materiál elementu	měď			
Počet dílků na vlnovou délku	14			
Přesnost výpočtu	-40dB			
Typ sítě	Hexahedral			
Zem [mm]	200 x 200 x 9,5		-	
Okrajové podmínky	Open (add space), $Y_{\text{MIN}}; E_t = 0$		Open (add space),	

Tab. 16 Nastavení simulace a rozměry monopólu křížové PICA antény pro různý počet buněk



Obr. 42 Průběh modulu činitele odrazu pro monopólovou variantu (3 086 160 buněk - modrá, 7 581 080 buněk - růžová) a dipólovou variantu (7 120 178 buněk - zelená, 15 998 372 buněk - červená)



Obr. 43 Průběh fáze činitele odrazu pro monopólovou variantu (3 086 160 buněk - modrá, 7 581 080 buněk - růžová) a dipólovou variantu (7 120 178 buněk - zelená, 15 998 372 buněk - červená)

U monopólové varianty křížené PICA antény se při zdvojnásobení počtu buněk průběh modulu činitele odrazu výrazně nezměnil, a proto lze vyslovit závěr, že pro provedené simulace je počet buněk pohybující se kolem 3 miliónů dostačující a prezentované výsledky jsou z tohoto pohledu věrohodné.

U dipólové varianty se zdvojnásobení počtu buněk projevilo zejména na modulové charakteristice činitele přizpůsobení. Od kmitočtu 2,5GHz se hodnoty s_{11} změnily a na kmitočtech vyšších jak 5GHz došlo ke zvýšení hodnot modulu činitele odrazu. Fázová charakteristika je zaznamenána detailněji. Lze říci, že zdvojnásobení počtu buněk přispělo k zpřesnění modelu a pravděpodobně budou více odpovídat reálným hodnotám.

7.4 Porovnání navrhnutých variant PICA antény

Byly navrženy čtyři varianty PICA antény - plochá PICA (obr.17), monopólová varianta křížené PICA antény bez děr (obr.27), monopólová varianta křížené PICA antény s děrami (obr.32), dipólová varianta křížené PICA antény (obr.37). Tyto antény budou nyní mezi sebou porovnány v tab.17 podle šířky pásma a v tab.18 vzhledem k dosaženému zisku.

Variety PICA antény	Plochá PICA	Křížená PICA – monopól bez děr	Křížená PICA – monopól s dírami*	Křížená PICA – dipól
$f_{min} - f_{max}$ [GHz]	0,93 - >10	0,97 - >10	0,97 - >10	0,83 - >10
Δf_{S11} [GHz]	>10	>10	>10	>10
S_{11MIN} [dB]	-31,27	-26,20	-21,60	-45,16
f_H [GHz]	1 – 3	1 - 7	1 – 7	1 - 7
α_{xy} [°]	13 -54	36 – 66	36 – 64	0 -53**
f_{Exy} [GHz]	1 – 3; 5 -10	2 – 7	2 – 7	1 – 7

* průměr a poloha děr : $d = 20\text{mm}$, $x_s = 16\text{mm}$ $y_s = 40\text{mm}$

**z důvodu porovnání dipólu s monopólem je uvedena poloviční elevace

Tab. 17 Srovnání čtyř variant PICA antén podle šířky pásma

Δf_{S11} – šířka pásma pro maximální hodnotu modulu činitele odrazu -10dB

$f_{min/max}$ – minimální / maximální kmitočet kdy je $s_{11} = -10\text{dB}$

S_{11MIN} – minimální hodnota modulu činitele odrazu v daném pásmu

f_H – šířka pásma při poklesu směrové charakteristiky o 5dB od maximální hodnoty v rovině H

α_{xy} - rozmezí elevačního úhlu, v němž klesne směrová charakteristika o 5dB od maximální hodnoty v rovině E (xy rovina)

f_{Exy} - šířka pásma pro elevaci α_{xy} v rovině E (xy rovina)

Varianty PICA antény	Plochá PICA		Křížená PICA – monopól bez děr		Křížená PICA – monopól s dírami*		Křížená PICA – dipól	
Frekvence [GHz]	G_{xy} [dB]	G_{xyMAX} [dB]	G_{xy} [dB]	G_{xyMAX} [dB]	G_{xy} [dB]	G_{xyMAX} [dB]	G_{xy} [dB]	G_{xyMAX} [dB]
1	1,84	3,61	-1,13	-	-1,40	-	0,16	2,03
2	1,64	3,19	1,13	1,61	-0,58	1,61	0,15	2,03
3	3,92	5,39	3,64	4,13	3,84	4,34	0,11	1,93
4	-1,02	-	3,27	5,07	3,95	5,60	-0,89	1,30
5	3,27	5,70	3,43	4,55	3,15	4,76	-0,51	1,09
6	4,06	6,33	1,67	1,93	1,04	2,56	-1,25	1,21
7	4,81	5,81	2,43	3,19	2,28	3,40	-0,83	2,66
8	5,95	7,69	-0,41	-	0,21	-	-1,62	-
9	5,55	8,00	-0,69	-	-0,12	-	-1,41	-
10	5,93	8,22	-1,28	-	-0,74	-	-0,83	-

* průměr a poloha děr : $d = 20\text{mm}$, $x_s = 16\text{mm}$ $y_s = 40\text{mm}$

Tab. 18 Závislost zisku čtyř variant antén na frekvenci v rovině xy

G_{xy} – průměrná hodnota zisku v xy rovině pro elevaci α_{xy}

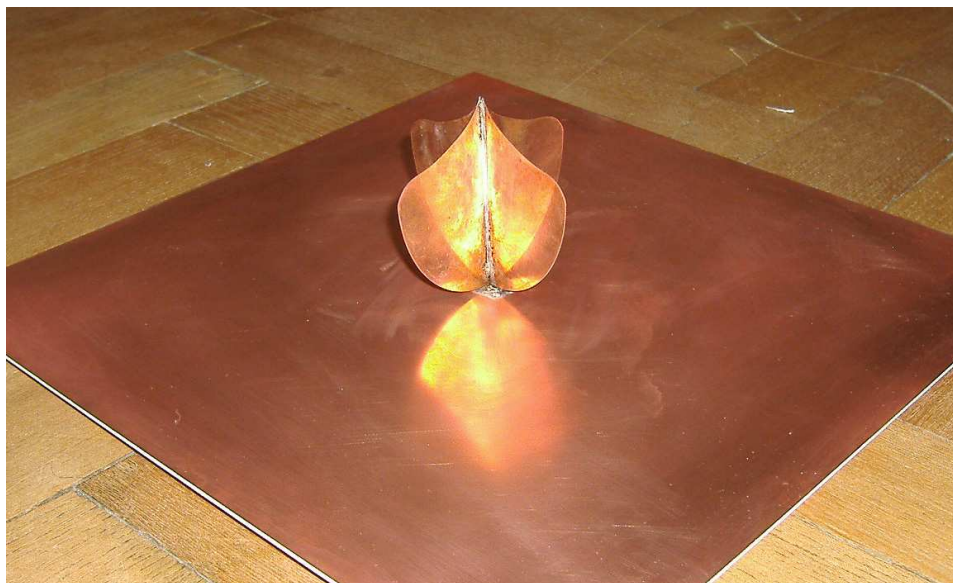
G_{xyMAX} – maximální hodnota zisku v kmitočtovém rozsahu f_{Exy} a pro elevaci α_{xy}

Z tab.17 vyplývá, že všechny čtyři analyzované antény jsou poměrně dobře přizpůsobeny, modul činitele odrazu se u všech variant pohybuje pod hranicí -10dB v kmitočtovém rozsahu větším jak 1GHz-10GHz. Z hlediska vyzařovací charakteristiky se jako nejširokopásmovější jeví dipólová varianta křížené PICA anténa. U ní je dosaženo v xy rovině šířky pásma 1GHz – 7GHz v rozmezí elevačního úhlu -53° až 53°. Plochá PICA anténa má v této rovině také celkem stálé parametry (s výjimkou 4GHz), ale do ostatních rovin již září různě.

V tab.18 jsou uvedené antény porovnány podle jejich zisku. Poznamenejme, že dipólová varianta PICA antény v kmitočtovém rozsahu 1GHz – 7GHz dosahuje sice vyrovnaných, ale nízkých hodnot zisku pohybujících se v průměru kolem 0dB.

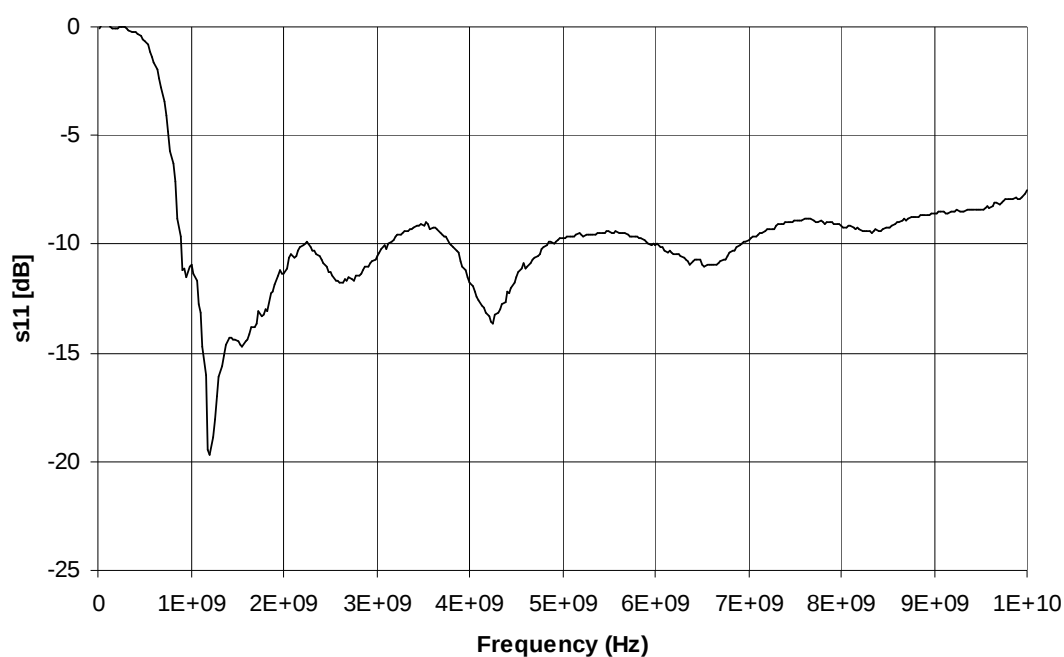
8 Výroba a měření

Pro ověření výsledků ze simulací byla určena křížená varianta PICA antény bez děr. Anténa byla vyrobena z měděného plechu o tloušťce 0,5mm a byla umístěna nad vodivou zemí o rozměrech 290mm x 290mm x 1,5mm. Jako vodivá plocha byl použit oboustranný cuprexit, v němž byl uprostřed vyvrtán otvor a do tohoto otvoru byl zasunut vysokofrekvenční konektor takovým způsobem, že horní plocha konektoru byla v jedné rovině se zemnicí plochou.



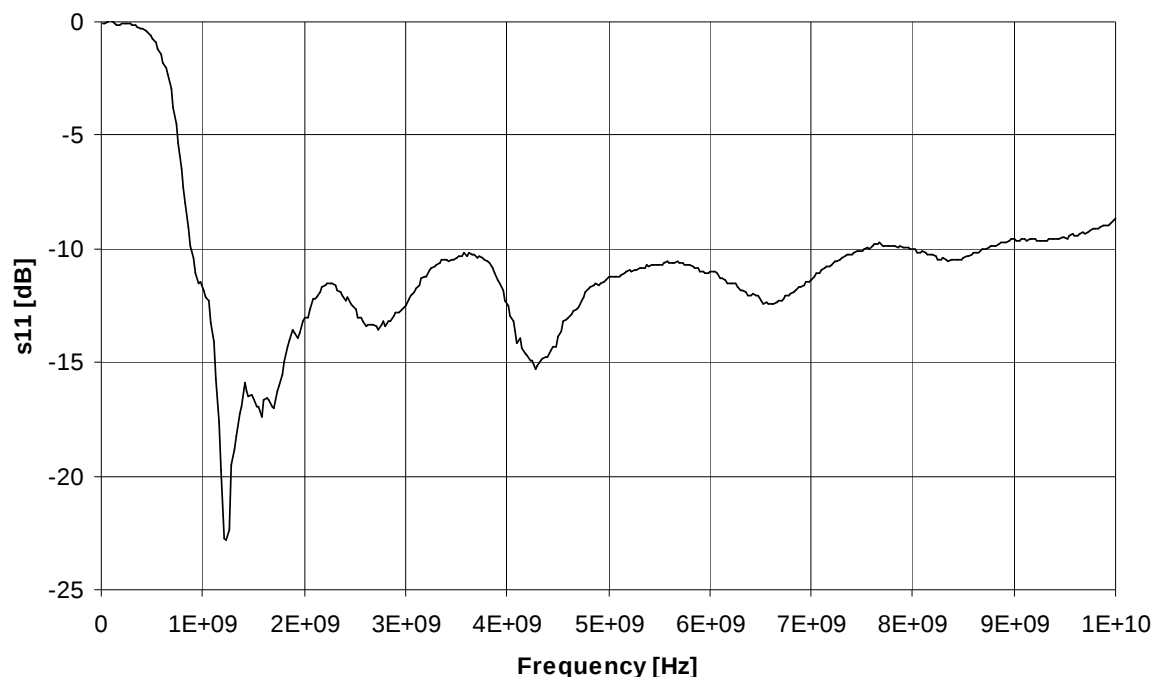
Obr. 44 Pohled na vyrobený vzorek monopólové varianty křížené PICA antény

Anténa byla proměřena vektorovým analyzátozem Agilent E8364B, jež umožňuje měřit s-parametry v kmitočtovém rozsahu 10MHz až 50GHz. Na obr.45 až obr.47 jsou uvedeny výsledky měření.

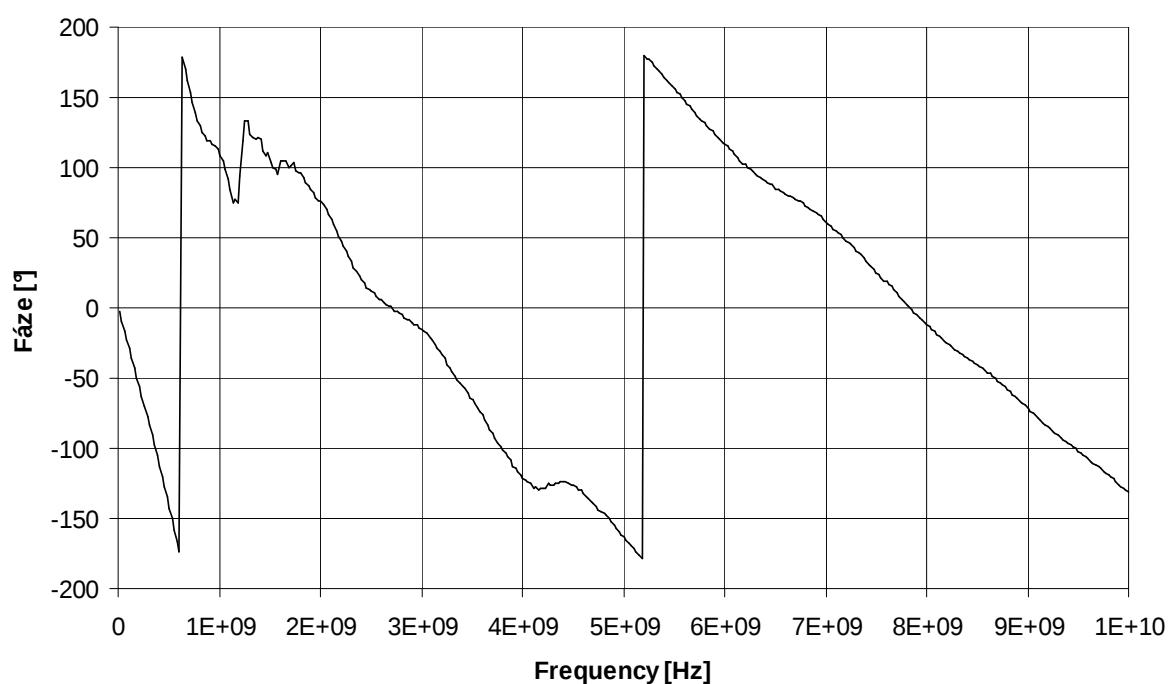


Obr. 45 Změřený průběh modulu činitele odrazu při výšce PICA antény $h = 0,6\text{mm}$ nad zemí

Ze změřeného průběhu modulu činitele odrazu uvedeného na obr.45 je vidět, že dosažené hodnoty jsou oproti simulacím asi o 5dB vyšší v celém pásmu. Po prozkoumání vyrobené antény bylo zjištěno, že pravděpodobná příčina proč se tak stalo, je v nedodržení výšky antény nad vodivou plochou. Při měření byla výška antény $h = 0,5\text{mm}$. Proto pro druhé měření byla vzdálenost mezi stopkou PICA antény a zemí upravena na $h = 1,1\text{mm}$. Změna přispěla ke snížení hodnot činitele odrazu s_{11} , jenž se pohybuje pod úrovní -10dB v rozsahu kmitočtů 0,9GHz až 8,6GHz (obr. 46).

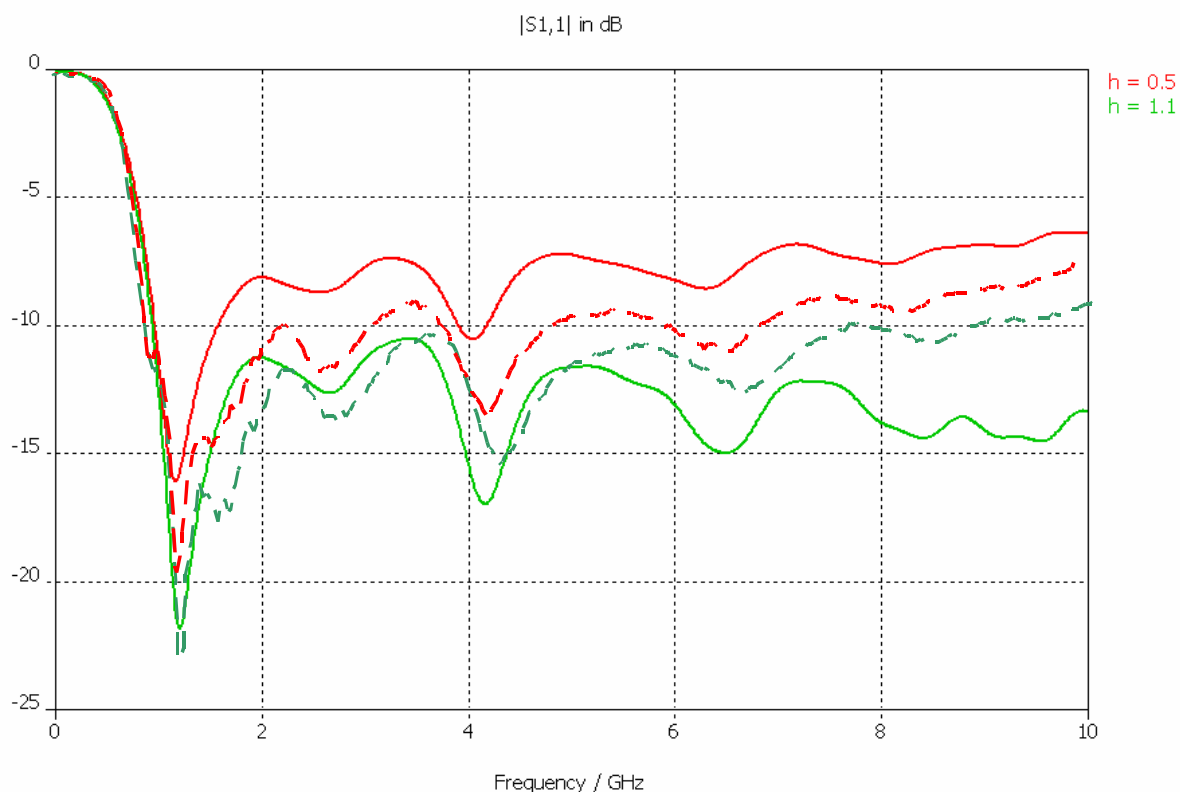


Obr. 46 Změřený průběh modulu činitele odrazu při výšce PICA antény $h = 1,1\text{mm}$ nad zemí



Obr. 47 Změřený průběh fáze činitele odrazu při výšce PICA antény $h = 1,1\text{mm}$ nad zemí

Tato dvě měření potvrdila správnost výsledků simulace uvedené v kapitole 7.2.1. Zde byla provedena parametrická analýza výše zmiňované vzdálenosti h a bylo zjištěno, že se zvětšující se vzdáleností h hodnoty modulu činitele s_{11} klesají. Poznamenejme, že tato závislost platí jen v určitém rozmezí hodnot výšky h . Na obr.48 jsou pro srovnání uvedeny naměřené a odsimulované hodnoty s_{11} při změně výšky h .



Obr. 48 Srovnání naměřených výsledků (čárkovaná křivka) s hodnotami ze simulací (plná křivka) pro výšku $h = 0,5\text{mm}$ a $h = 1,1\text{mm}$

9 Závěr

Cílem práce bylo navrhnout širokopásmovou všesměrovou sondu využitelnou při detekci HIRF pole. Po prostudování odborné literatury byla jako vhodný kandidát pro detektor vybrána PICA anténa. Tato anténa byla v programu CST Microwave důkladně prošetřena a lze říci, že závěry vyplývající z analýzy se v zásadě shodují s informacemi uvedenými v příslušných literaturách. Výstupem této analýzy byl základní motiv struktury - plochá PICA anténa, který byl dobře přizpůsoben v pásmu 1GHz až 15GHz, ovšem tato struktura vykazovala na kmitočtech vyšších jak 3GHz směrové vlastnosti. Proto bylo od optimalizace této struktury upuštěno.

Nicméně motiv ploché PICA antény se stal základem pro další modifikace. Byly navrženy 2 monopólové varianty - křížená PICA anténa s výřezy a křížená PICA anténa bez výřezů. Tyto antény se vyznačovali dobrým činitelem přizpůsobení v pásmu kmitočtů větším jak 1:10, kdy modul činitele odrazu nepřesáhl hodnotu -10dB, lineárním průběhem fázové charakteristiky činitele odrazu a vyzařovací charakteristikou, jež má stále všesměrové parametry v rovině H v rozsahu kmitočtů 1GHz – 7GHz a pro azimutální směry 0°, 90°, 180° a 270° v rovině E vyzařují stabilně pod elevačním úhlem 36° až 64° v pásmu 2 GHz až 7GHz. Zisk těchto antén se pohybuje kolem 3,5dB a se vzrůstajícím kmitočtem klesá. Poznamenejme, že byly také navrženy tři různé varianty výřezů, které byly aplikovány na kříženou PICA anténu a u dvou z nich, bylo zaznamenáno mírné zlepšení vyzařovací charakteristiky.

Za účelem dosažení větší všesměrovosti byla navržena dipólová varianta křížené PICA antény. Tato anténa si zachovala kladné vlastnosti předchozích variant s výjimkou linearity průběhu fázové charakteristiky činitele odrazu, ale zato zde došlo ke zlepšení vyzařovací charakteristiky v rovině E, kde bylo dosaženo stabilního vyzařování v elevačním úhlu -53 ° až 53° v pásmu 1GHz - 7GHz. Avšak průměrný zisk se u této antény pohybuje kolem 0dB.

Součástí této práce bylo také posoudit vliv počtu diskretizačních buněk na výsledky simulací. Bylo zjištěno, že u monopólové varianty křížené PICA antény, jejíž model obsahoval přibližně 3 miliony buněk, při zdvojnásobení počtu buněk nedošlo k výrazné změně sledovaného parametru a uváděné výsledky se při porovnání se změřenými hodnotami příliš nelišily. Avšak u dipólové varianty křížené PICA antény, jejíž model měl 7,5 milionů buněk, při zdvojnásobení počtu buněk ke změně došlo. Činitel odrazu nabyl vyšších hodnot, což pravděpodobně znamená, že došlo ke zpřesnění modelu. Z tohoto důvodu lze doporučit, že pro práci s dipólovou variantou PICA antény by bylo vhodné pracovat s modelem o větším počtu buněk.

Pro ověření správnosti výsledků ze simulací byla zhotovena monopólová varianta křížené PICA antény. U tohoto vzorku byl pomocí vektorového analyzátoru Agilent E8364B změřen činitel odrazu. Daný vzorek se vyznačoval lineárním průběhem fázové charakteristiky a byl přizpůsoben v rozsahu kmitočtů 0,9GHz až 8,6GHz. Poznamenejme, že vzhledem k nezajištění měřících prostor nebyly změřeny směrové charakteristiky vyrobeného vzorku.

Závěrem lze říci, že potenciál PICA antény vzhledem k jejím směrovým vlastnostem, jež se dají ovlivnit vhodnými výřezy do základní struktury, nebyl vyčerpán. Tímto směrem by se mohl ubírat další vývoj křížené PICA antény, jež by si dal za cíl zlepšit všesměrové vlastnosti především na vyšších frekvencích.

10 Seznam použité literatury

- [1] DĚDKOVÁ J., Modelování elektromagnetických polí, skripta VUT IUM Brno 2006
- [2] RAIDÁ Z. a kol., Analýza mikrovlnných struktur v časové oblasti, VUT IUM, Brno 2004. ISBN 80-214-2541-5.
- [3] RAIDÁ Z., CAD ve vysokofrekvenční a mikrovlnné technice, skripta FEKT VUT, Brno 2007
- [4] HANOUSEK J., Elektromagnetická kompatibilita letadel a jejich zařízení, požadavky a zkušební metody, český obranný standard ČOS 599903, 1. vydání Praha 2005
- [5] HOUDEK L., VALA D., Účinky elektromagnetického prostředí, požadavky na systémy, český obranný standard ČOS 599901 2. vydání, Praha 2006
- [6] SVAČINA, J. Základy elektromagnetické kompatibility, skripta FEKT VUT, VUT IUM Brno 2002, ISBN 80-75856-47-3
- [7] PROCHÁZKA M., Antény – encyklopedická příručka, 3. rozšířené vydání, BEN technická literatura, Praha 2005
- [8] MUSHIAKE Y., „A Report on Japanese Development of Antennas: From the Yagi-Uda Antenna to Self-Complementary Antennas“ IEEE, Antennas and Propagation Magazine Vol. 46, No. 4, pp. 47 - 58 August 2004
- [9] JILKOVÁ, J. Širokopásmové planární dipóly s koplanárním napájením, diplomová práce, Brno 2007, VUT FEKT
- [10] ŽALUD V., Moderní radioelektronik, BEN technická literatura, Praha 2000
- [11] NOVÁČEK Z., ČERNOHORSKÝ D., Antény a šíření rádiových vln, Skripta FEKT VUT, Brno 2003, ISBN 80-86056-47-3.
- [12] Ki-Hak K., Jin-U K., Seong-Ook P. „An Ultrawide-Band Double Discone Antenna With the Tapered Cylindrical Wires,“ IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 53, No. 10, October 2005
- [13] AGRAWALL P.N., KUMAR G., RAY K.P., „Wide-band Planar Monopol Antennas,“ IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 46, No. 2, February 1998
- [14] S.-Y. SUH, “A Comprehensive Investigation of New Planar Wideband Antennas,” h.D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, USA, pp. 113 ~ 121, July 2002.
- [15] KANDA M., „A Relatively Short Cylindrical Broadband Antenna with Tapered Resistive Loading for Picosecond Pulse Measurements,“ IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-26, No.3, May 1978
- [16] Users Guide for AC/AMJ 20.1317, The Certification of Aircraft Electrical and Electronic Systéme for Operation in HIRF, March 1999
- [17] ŘEZNÍČEK Z., Anténa pro měření v časové oblasti, Diplomová práce, VUT BRNO, FEKT, červen 2006
- [18] S.A.SCHELKUNOFF. H.T.Friis, Antennas – Theory and Practice, John Willey Inc. 1952
- [19] N.E. LINDENBLAND, Antennas and Transmission Lines at the Empire State Television Station, Communications, pp.10-26, April, 1941.
- [20] SUH S., STUTZMAN W.L., DAVIS A. A New Ultrawideband Printed Monopole Antenna: The Planar Inverted Cone Antenna (PICA), IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 52, No. 5, May 2004

- [21] R. M. Taylor, "A broadband Omni-directional Antenna," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest (Seattle), Vol. 2, pp. 1294 – 1297, June 1994.
- [22] <http://elektro.tzb-info.cz/>
- [23] <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.html>
- [24] <http://www.zeland.com>
- [25] <http://www.femlab.com>
- [26] <http://www.cst.com>

11 Seznam zkratek a symbolů

EMC	elektromagnetická kompatibilita
HIRF	vysokofrekvenční pole o vysoké intenzitě
CDM	kruhová disková anténa
EDM	eliptická disková anténa
PICA	planár inverted cone antenna
ICAO	mezinárodní civilní letecká organizace
LEMP	lighting electromagnetic pulse – blesk
NEMP	nuclear electromagnetic pulse – jaderný výbuch
HEMP	hight altitude electromagnetic pulse - jaderný výbuch ve velké výšce
FDFD	metoda konečných diferencí v kmitočtové oblasti
FDTD	metoda konečných diferencí v časové oblasti
MoM	metoda momentů
FEM	metoda konečných prvků
PSV	poměr stojatých vln [-]
s_{11}	činitel odrazu [dB]
G	zisk antény [dB]
f	frekvence [Hz]
ε_r	relativní permeabilita [-]