

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Jana Jilková

Bytem: Plešivec 370, Český Krumlov

Narozen/a (datum a místo): 27.10.1977, Kaplice

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 244/53, 602 00, Brno

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: Širokopásmové planární dipóly s koplanárním napájením

Vedoucí/ školitel VŠKP: Prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Ústav: UREL

Datum obhajoby VŠKP: 11.6.2007

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v*:

- tištěné formě – počet exemplářů2.....
- elektronické formě – počet exemplářů2.....

* hodící se zaškrtněte

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.

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: 1.6.2007

.....
Nabyvatel

.....
Autor

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

**ŠIROKOPÁSMOVÉ PLANÁRNÍ DIPÓLY S
KOPLANÁRNÍM NAPÁJENÍM**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

AUTOR PRÁCE

Bc. JANA JILKOVÁ

VEDOUCÍ PRÁCE

prof. Dr. Ing. ZBYNĚK RAIDA

Tato práce se zabývá modelováním širokopásmových planárních antén s koplanárním napájením v komerčních programech. Po návrhu tří planárních antén na různých dielektrických substrátech ve dvou nejčastěji používaných simulačních programech CST Microwave Studio a Zeland IE3D bylo přistoupeno k jejich realizaci. Výsledky simulací byly porovnány s hodnotami měření na experimentálních anténách. Dalším krokem této práce byla implementace optimalizačního algoritmu v MATLABu a jeho aplikace na původní návrhy získané z komerčně dostupných programů. V závěru práce jsou výsledky optimalizace porovnány s prvotními návrhy.

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**WIDEBAND PLANAR DIPOLES WITH
COPLANAR FEEDING**

MASTER'S THESIS

AUTHOR Bc. JANA JILKOVÁ

SUPERVISOR Professor Dr. Ing. ZBYNĚK RAIDA

This thesis deals with modeling of the ultra-wideband planar antennas with coplanar feeding in the commercially available programs. After designing, three types of planar antennas on two different dielectric substrates are modeled in CST Microwave Studio and Zeland IE3D. Simulation results are compared to measured data. In the next step of this thesis, w optimization techniques were implemented in MATLAB, and were applied to the original design. In final, results of the optimization process are compared to the original design.

Klíčová slova:

UWB technologie, planární antény s koplanárním napájením, modelování.

Keywords:

UWB antennas, planar antennas with coplanar feeding, modeling.

Bibliografická citace mé práce:

JILKOVÁ, J. *Širokopásmové planární dipóly s koplanárním napájením*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. XY s. Vedoucí diplomové práce prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „širokopásmové planární dipóly s koplanárním napájením“ jsem vypracovala samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

V Brně dne 1.6.2007

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále chci poděkovat Ing. Zbyňku Lukešovi, Ph.D., Ing. Lukáši Olivovi a Ing. Petru Černému za cenné rady, podporu a trpělivost v různých etapách mé práce. V neposlední řadě chci poděkovat Ing. Vítězslavu Krčmářovi a jeho týmu ze společnosti ERA Pardubice za možnost a neocenitelnou pomoc při měření antén.

V Brně dne 1.6.2007

.....
podpis autora

OBSAH

1 ÚVOD	11
2 ZÁKLADNÍ PRINCIP UWB TECHNOLOGIE	12
3 ZÁKLADNÍ PROVEDENÍ MIKROPÁSKOVÝCH ANTÉN	13
3.1 MIKROPÁSKOVÉ FLÍČKOVÉ ANTÉNY	13
3.2 PLANÁRNÍ DIPÓLY	13
3.3 TIŠTĚNÉ ŠTĚRBINOVÉ ANTÉNY	14
3.4 MIKROPÁSKOVÉ ANTÉNY S POSTUPNOU VLNOU	14
4 NAPÁJENÍ PLANÁRNÍCH ANTÉN	16
4.1 KOAXIÁLNÍ NAPÁJENÍ.....	16
4.2 MIKROPÁSKOVÉ (KOPLANÁRNÍ) NAPÁJENÍ	16
4.3 NAPÁJENÍ BLÍZKÝM VEDENÍM.....	17
4.4 APERTUROVÉ NAPÁJENÍ.....	18
4.5 NAPÁJENÍ KOPLANÁRNÍM VEDENÍM.....	18
5 NÁVRH ŠIROKOPÁSMOVÝCH ANTÉN	20
5.1 NUMERICKÉ METODY POUŽÍVANÉ PRO MODELOVÁNÍ ANTÉN.....	20
5.2 KOMERČNĚ DOSTUPNÉ PROGRAMY	22
5.3 ANALÝZA KŘÍŽOVÉHO MONOPÓLU	23
5.4 ANALÝZA VIDLOVÉHO MONOPÓLU	26
5.5 ANALÝZA KOPLANÁRNÍHO DIPÓLU	31
5.6 POROVNÁNÍ ANALYZOVANÝCH ANTÉN	36
6 OPTIMALIZACE	38
6.1 METODA ROJE ČÁSTIC	38
6.2 GENETICKÉ ALGORITMY	40
6.3 GA VERSUS PSO	43
6.4 IMPLEMENTACE PSO V MATLABU	43
7 VÝROBA A MĚŘENÍ	50
7.1 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ Z MĚŘENÍ A ZE SIMULACÍ.....	55
7.2 POROVNÁNÍ NAMĚŘENÝCH HODNOT PŮVODNÍHO A OPTIMALIZOVANÉHO NÁVRHU	63
8 ZÁVĚR	65
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	67
SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK A SYMBOLŮ	68
SEZNAM PŘÍLOH	69

1 Úvod

Dnešní životní styl vyžaduje mobilitu uživatele. Ta byla umožněna výhodami bezdrátového připojení. V dnešní době si již nedovedeme představit život bez mobilních telefonů, MP3 přehrávačů, digitálních videokamer, osobních digitálních asistentů (PDA) a PC, včetně jejich vzájemné propojitelnosti. Avšak dnešní bezdrátové technologie, jako je například LAN nebo WPAN, nemohou splnit potřeby budoucnosti. Existuje mnoho dalších zařízení, používaných v běžném životě, které vyžadují velkou šířku pásma. Stávající technologie vyvinuté pro bezdrátové spojování PC, jako je Wi-Fi a Bluetooth, nejsou optimalizovány pro vícenásobnou šířku pásma. Nová ultra širokopásmová technologie (UWB) nabízí dostatečnou šířku pásma za přijatelnou cenu, dostatečný výkon a vysoké rychlosti přenosu dat. UWB technologie nejčastěji využívají frekvence od 3,1 GHz do 10,6 GHz. Toto je největší souvislá oblast s největším povoleným výkonem v definované spektrální masce pro UWB určené FCC (Federál Communications Commission). Každý rádiový kanál může mít šířku pásma více než 500 MHz, v závislosti na jeho střední frekvenci. K povolení takové šířky pásma musela být zavedena některá vysílací výkonová omezení. Hlavní výhodou UWB technologie je to, že různé skupiny zařízení mohou pracovat v blízkém okolí (např. ve vedlejší místnosti) bez toho, aby docházelo k interferencím [3].

UWB technologie umožňuje široké spektrum aplikací od nahrazování kabelů mezi multimediálními zařízeními jako jsou videokamery, digitální kamery či přenosné MP3 přehrávače přes propojení počítačů a periferních zařízení vysokorychlostní bezdrátovou univerzální sériovou sběrnici (WUSB) po nahrazení kabelů v mobilních telefonech třetí generace.

S nástupem nových technologií (např. UWB) je zájem spojit všechny výhody mikropáskových antén (malé rozměry, nízký profil a snadná integrovatelnost do planárních mikrovlnných obvodů) a vyřešit jejich nedostatky, mezi které patří právě úzká šířka pásma. Zvětšení šířky pásma může být dosaženo mnoha různými technikami, např. vhodnou volbou napájení, změnou rozměrů nebo materiálů.

Cílem této práce je nalezení takového řešení mikropáskové antény, u které budou zachovány všechny výhody planární technologie, a která navíc bude vyhovovat požadavkům kladeným na širokopásmové systémy.

2 Základní princip UWB technologie

Systémy s extrémní šířkou pásma patří k perspektivním systémům moderní rádiové komunikace. Pro UWB technologii je charakteristická velká šířka pásma alespoň 500 MHz nebo 20 % šířka pásma vyhovující podmínce [2]

$$\frac{B_f}{f_c} > 0,2 \quad , \quad (2.1)$$

kde B_f je šířka pásma pro pokles o 10 dB a f_c je střední frekvence daného pásma. Širokopásmové technologie nemají harmonickou nosnou a informace je zakódována ve sledu velice krátkých pulsů (0,2 až 1,5 ns) [7]. V UWB technologiích používáme zejména různé Gaussovské a Hermitovské pulsy. Nejčastěji se používá Gaussovský, snadno generovatelný puls, popsáný vztahem [2]

$$g_2(t) = K_3 \frac{-2}{\tau^2} \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2}\right) e^{\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \quad . \quad (2.2)$$

Ve vztahu (2.2) značí K_3 je konstanta a τ je konstanta pro změnu šířky pulsu.

Samotné pulsy se nedají přenášet komunikačním kanálem. Proto sled pulsů, ve kterých je zakódována informace, modulujeme na signál určený k přenosu. Nejčastěji používané modulace jsou PPM (*Pulse Position Modulation*), PAM (*Pulse Amplitude Modulation*), dvoufázová modulace, amplitudové klíčování a ortogonální modulace [2].

Hlavní výhodou UWB technologie je absence mezifrekvenční oblasti v modulátoru a demodulátoru a malá výkonová úroveň, která umožňuje koexistenci s jinými technologiemi ve stejném kmitočtovém pásmu. Díky nízké výkonové úrovni je také snížena možnost detekce těchto signálů, což umožňuje široké využití v oblasti vojenských aplikací. Vzhledem k šířce pásma budou UWB technologie zasahovat do kmitočtových pásem jiných systémů a je nutné definovat spektrální masku UWB a minimalizovat tak interferenci s ostatními systémy. Efektivní využití již jednou obsazeného kmitočtového spektra zajišťuje metoda překryvného modelu nebo realizace ad hoc síťového přístupu mezi uzly WPAN. Regulace kmitočtového spektra UWB z důvodu využívání stejného spektra jinými rádiovými službami není zatím dořešená a zabývala se jí normalizační skupina IEEE 802.15.3 [3].

Klíčovým bodem realizace UWB systémů je návrh širokopásmové antény. Výhodou širokopásmových antén jsou nepatrné změny elektrických parametrů v relativně širokém kmitočtovém pásmu. Při návrhu se klade důraz na stálost vstupní impedance. PSV (poměr stojatých vln) se na napájecí může nepatrně měnit. Pokud nepřesáhne hodnotu 2 až 2,5, potom mluvíme o impedanční šířce pásma antény.

Vlastnosti antény závisí na poměru rozměrů antény k délce vlny. Pokud by byla délka antény nekonečná, byla by i šířka pásma antény nekonečná. Vzhledem k tomu, že taková realizace antény není možná, je nutné najít jiné řešení.

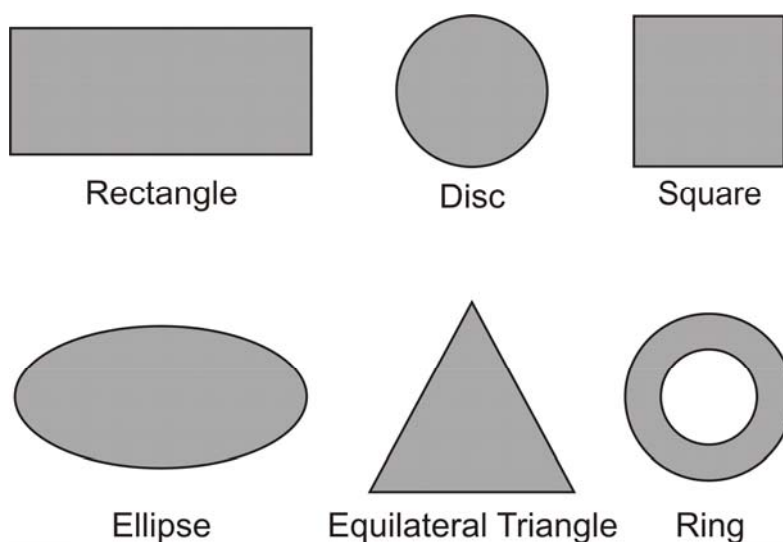
K dosažení velké šířky pásma můžeme využít například komplementárních (duálních) antén. Komplementární dvojici tvoří takové dvě antény, u nichž poloha zabraná vodičem u první antény je tvarem i rozměry totožná s plochou vyříznutou z vodiče druhé antény [1].

3 Základní provedení mikropáskových antén

Mikropáskové antény jsou charakterizovány větším počtem fyzikálních parametrů než konvenční mikrovlnné antény. V praxi je používáno několik základních tvarů anténních prvků (obr. 3.1.), nicméně použitelné jsou i další méně obvyklé tvary (obr. 3.2).

Mikropáskové antény lze rozdělit podle konstrukce do čtyř základních skupin [2]:

- mikropáskové flíčkové antény;
- mikropáskové dipóly;
- tištěné štěrbinové antény;
- mikropáskové antény s přechodovou vlnou [2].



Obr. 3.1 Základní tvary flíčkových antén často používaných v praxi [2].

3.1 Mikropáskové flíčkové antény

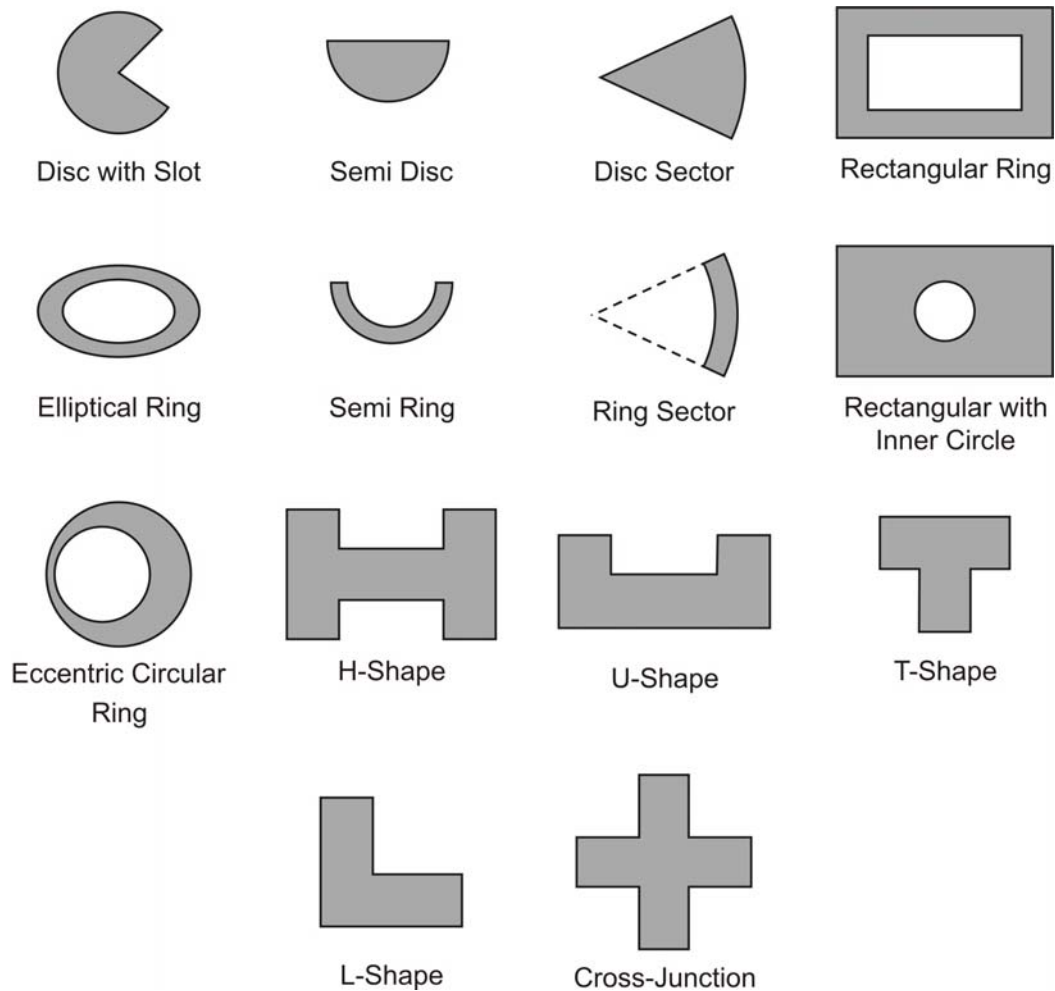
Mikropásková flíčková anténa sestává z vodivého flíčku na jedné straně dielektrického substrátu a zemní desky na straně druhé. Základní uspořádání často používaná v praxi jsou uvedena na obr. 3.1. Jejich vyzařovací charakteristiky jsou souměrné. Tyto antény mívají obvykle zisk mezi 5 až 6 dB. Další tvary flíčků (obr. 3.2) jsou používány pro speciální aplikace [2].

3.2 Planární dipóly

Planární dipóly odlišuje od pravoúhlých flíčkových antén jejich poměr délky k šířce. Šířka dipólu je obvykle menší než $0,05 \lambda_0$ (délka vlny ve volném prostoru). Vyzařovací charakteristiky dipólu a flíčku jsou shodné při shodném podélném rozložení proudu. Nicméně vyzařovací odpor, šířka pásma a úroveň křížové polarizace se liší. Mikropáskové dipóly jsou zajímavé antény díky svým vlastnostem, kterými jsou malá velikost a lineární polarizace. Dipóly jsou velice vhodné pro vyšší frekvence a dosahují výrazných šířek pásma.

Příkladem je symetrický skládaný tištěný dipól, který je ze složeného dipólu kombinovaného s jiným shodným dipólem (zrcadlový obraz) a vytváří tak symetrickou

strukturu. Tato struktura může být považována za obdélníkový flíček se šterbinou tvaru H. Při $PSV = 2$ je šířka pásma tohoto dipólu kolem 16 % [2].



Obr. 3.2 Méně obvyklé tvary flíčkových antén [2].

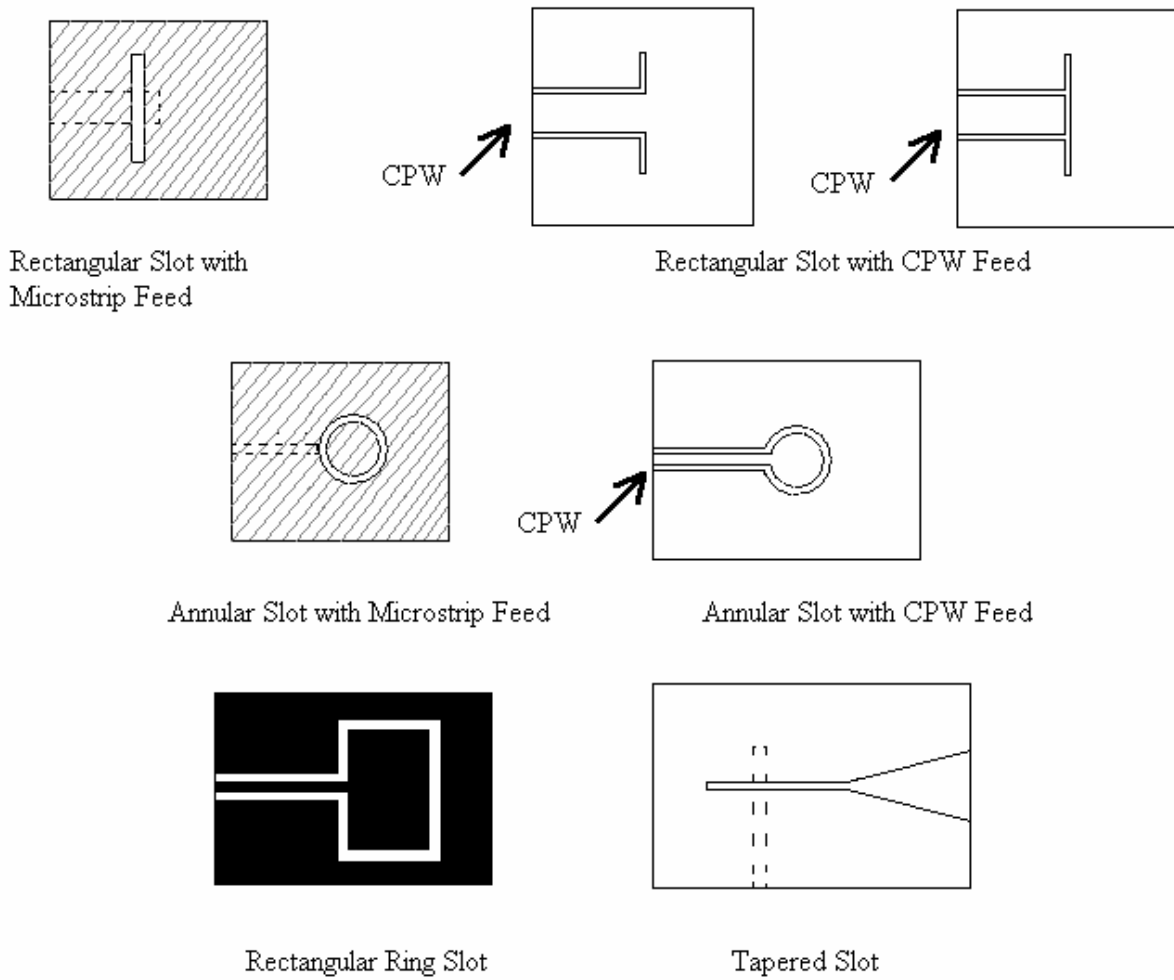
3.3 Tištěné šterbinové antény

Tištěné šterbinové antény se skládají ze šterbiny v podkladové desce uzemněného substrátu. Šterbina může mít prakticky jakýkoliv průřez. Teoreticky většina mikropáskových flíčkových tvarů může být realizována formou tištěné šterbiny. V praxi je používáno jen několik základních tvarů šterbin: obdélníková šterbina, kruhová šterbina, obdélníkový prstenec a zužující se (kuželová) šterbina (obr. 3.3). Podobně jako mikropáskové flíčkové antény mohou být šterbinové antény napájeny mikropáskovým vedením nebo koplanárním vlnovodným vedením. Šterbinové antény jsou všesměrové zářiče (vyzařují po obou stranách šterbiny). Vyzařování do jednoho poloprostoru je možné získat použitím odrazné desky na jedné straně šterbiny [2].

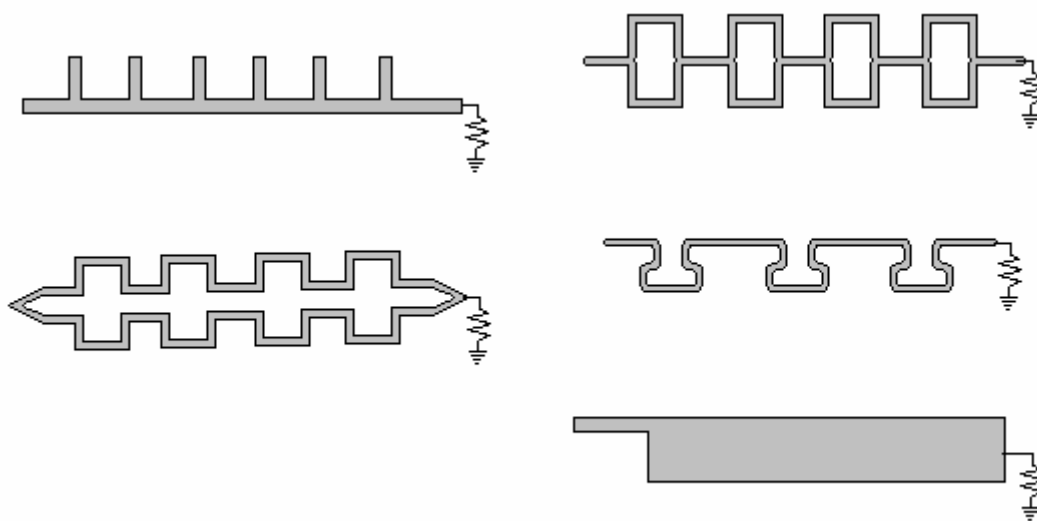
3.4 Mikropáskové antény s postupnou vlnou

Mikropáskové antény s postupnou vlnou se mohou skládat ze zřetěžených pravidelných úseků vedení nebo dlouhých mikropáskových úseků s dostatečnou šířkou pásku pro podporu šíření příčně elektrických (TE) vln. Konec antény s postupnou vlnou je zakončen

přizpůsobenou odporovou zátěží zabraňující vzniku stojatých vln na anténě. Různé konfigurace antén s postupnou vlnou jsou nakresleny na obr. 3.4 [2].



Obr. 3.3 Tvary tištěných štěrbinových antén [2].



Obr. 3.4 Některé typy tištěných mikropáskových antén s postupnou vlnou [2].

4 Napájení planárních antén

Mikropáskové antény mají vyzařovací prvky na jedné straně dielektrického substrátu. K jejich napájení lze tedy s výhodou použít mikropáskové vedení nebo koaxiální sondu. Kromě těchto klasických způsobů napájení bylo vyvinuto mnoho jiných způsobů. Nejdůležitější z nich jsou [2]:

- koplanární napájení;
- napájení blízkým vedením;
- napájení přes štěrbinu;
- napájení koplanárním vedením.

Výběr typu napájení je ovlivněn množstvím faktorů. Nejdůležitější je efektivní přenos energie mezi vyzařující strukturou a zářičem, tzn. zdroj a zářič musí být impedančně přizpůsobeny. Dalším podstatným faktorem je parazitní vyzařování napájecího vedení, které může zvýšit úroveň bočních laloků [2].

4.1 Koaxiální napájení

Napájení koaxiální sondou je jedním ze základních způsobů napájení mikropáskových antén. Vnější vodič koaxiálního konektoru je připojen k zemní desce substrátu a středový koaxiální vodič je po průchodu substrátem připájený ke kovovému anténnímu prvku v takovém místě, v němž je dosaženo impedančního přizpůsobení. Vybuzení pásku vzniká principiálně díky vazbě napájecího proudu J_z tekoucího středním vodičem koaxiálního vedení a složky intenzity elektrického pole E_z anténního flíčku.

4.2 Mikropáskové (koplanární) napájení

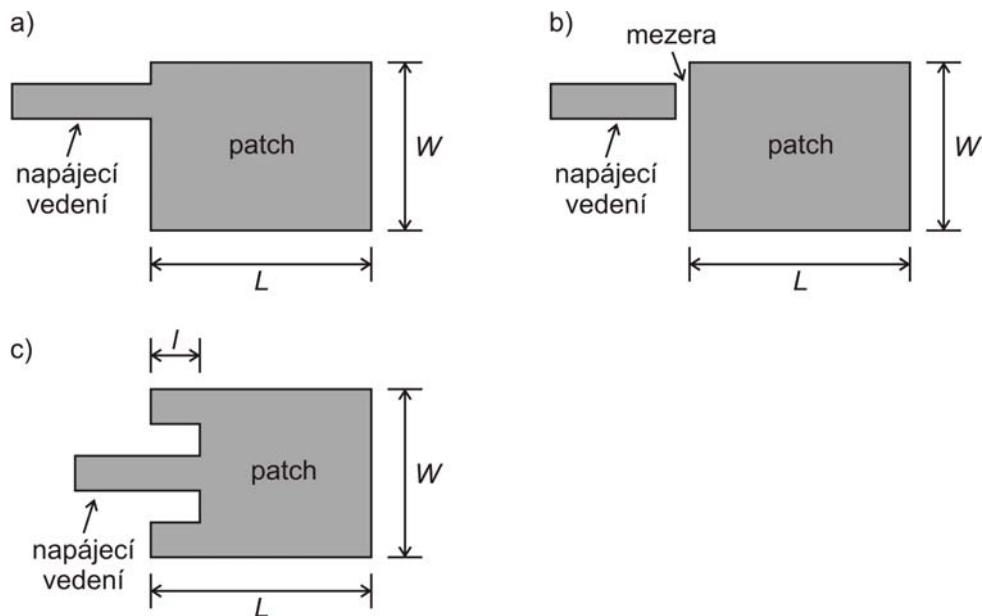
Buzení mikropáskové antény mikropáskovým vedením na jednom substrátu představuje přirozenou volbu, protože flíček může být uvažován jako pokračování mikropáskového vedení, takže obě struktury jsou vyráběny najednou (obr. 3.5).

Impedančního přizpůsobení anténního flíčku k mikropáskovému napájecímu může být dosaženo několika způsoby – mikropásek lze připojit k flíčku mimo střed vstupní hrany (obr. 4a) nebo pomocí oddělovací štěrbiny lze napájecí mikropásek vnořit hlouběji do flíčku (obr. 4b). Buzení flíčku mikropáskovým vedením připojeným ke vstupní hraně flíčku je možno popsat pomocí ekvivalentní hustoty proudu J_z tekoucího mikropáskem a složky magnetického pole H_y mikropáskového vedení v rovině spojení s anténou [2].

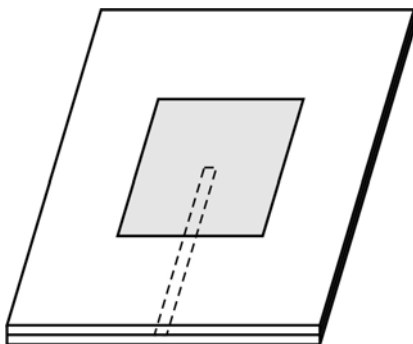
4.3 Napájení blízkým vedením

Konfigurace tohoto nekontaktního mikropáskového napájení je nakreslena na obr. 3.6. Použit je oboustranně pokovený substrát. Napájecí mikropáskové vedení je vyleptáno na spodní straně a anténní prvek na horní straně substrátu. Otevřený konec napájecího vedení se nachází pod flíčkem. Spojení mezi flíčkem a mikropáskem je kapacitní. Kapacita může být upravena pro impedanční přizpůsobení antény stejně jako pro ladění flíčku k vylepšení šířky pásma antény. Otevřený konec mikropáskového vedení může být zakončen pahýlem, jehož parametry mohou být rovněž využity k vylepšení šířky pásma. Použitím tohoto napájení mohou být dosaženy šířky pásma až 13 %.

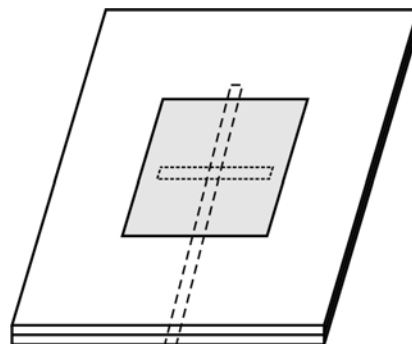
Vhodným výběrem parametrů substrátu lze rovněž zvýšit šířku pásma flíčku a navíc lze redukovat parazitní vyzařování otevřeného konce mikropásku. Bývá vhodné složit substrát ze dvou dielektrických vrstev, neboť flíček umístěný na dvojité vrstvě může poskytovat větší šířku pásma. I přes to, že je výroba tohoto napájení mírně náročnější díky požadavku na přesné uložení flíčku a napájecího vedení, má toto napájení výhodu v tom, že odpadá letování [2].



Obr. 3.5 Způsoby koplanárního napájení [2].



Obr. 3.6 Napájení blízkým vedením.



Obr. 3.7 Napájení přes štěrbinu.

4.4 Aperturové napájení

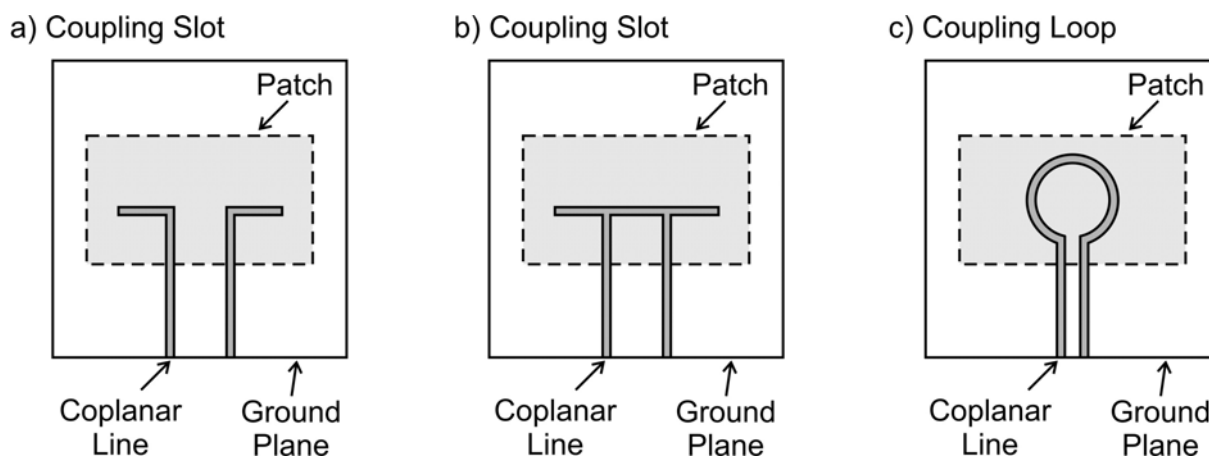
Výhodou aperturového napájení je větší šířka pásma a oddělení vyzařujícího flíčku od záření vycházejícího z napájecího systému. Struktura tohoto napájení je nakreslena na obr. 3.7. Je zde použito dvou substrátů oddělených běžnou zemní deskou. Mikropáskové napájecí vedení je na spodním substrátu elektromagneticky vázáno na flíček skrze štěrbinu v zemní desce. Štěrbina může mít jakýkoliv tvar a velikost a tyto parametry mohou být využity k vylepšení šířky pásma. Různé parametry obou substrátů umožňují nezávisle optimalizovat napájení a vyzařování. Např. substrát pro napájecí vedení může být tenký s vysokou dielektrickou konstantou, zatímco substrát pro flíček může být tlustý s nízkou dielektrickou konstantou. Mimo jiné záření z otevřeného konce napájecího vedení neinterferuje s vyzařováním flíčku díky odstínění zemní deskou. Tato vlastnost také zvyšuje čistotu polarizace.

Aperturové napájení umožňuje zvětšit šířku pásma změnou tvaru a délky spojovací štěrbinu, šířkou napájecího vedení a délkou pahýlu. Pro nevrstvený flíček je uváděna šířka pásma kolem 21 %.

4.5 Napájení koplanárním vedením

Napájení koplanárním vedením (CPW) se často využívá pro mikrovlnné integrované obvody. Obojí jak CPW tak mikropáskové antény náleží k planárním strukturám, proto je výhodné napájet integrované mikropáskové antény pomocí CPW. Tento typ napájení je znázorněn na obr. 3.8 [2].

CPW je vyleptán v zemní desce mikropáskové antény. Spojení je uskutečněno přes štěrbinu. Na obr. 7 jsou uvedeny tři možnosti buzení. Na obr. 7a. rozděluje centrální vodič CPW spojovací štěrbinu na dvě části.



Obr. 3.8 Různé způsoby napájení CPW [2].

Spojení mezi flíčkem a CPW může být induktivní (obr. 3.8 a) nebo kapacitní (obr. 3.8 b). Umístění tohoto napájení je podobné jako napájení přes štěrbinu. Rozdíl mezi nimi spočívá v tom, že štěrbinu v zemní desce je napájena mikropáskovým vedením. Zpětné vyzařování může být redukováno záměnou dlouhé přímé štěrbinu za kruhovou smyčku (obr. 7c). Smyčka je umístěna do středu pod flíček. Výhodou napájení CPW je zanedbatelné parazitní vyzařování od napájecího systému.

Mikropáskové antény mají mnoho užitečných vlastností. Hlavní nevýhodou je však šířka pásma, která je u typické mikropáskové antény od 1 % do 5 %. Těmito omezeními se zabývá mnoho vědců už mnoho let. S nástupem nových technologií (např. UWB) je zájem spojit všechny výhody mikropáskových antén (malé rozměry, nízký profil a snadná integrovatelnost do planárních mikrovlnných obvodů) a vyřešit jejich nedostatky, mezi které patří právě úzká šířka pásma. Zvětšení šířky pásma může být dosaženo mnoha různými technikami, např. vhodnou volbou napájení, změnou rozměrů nebo materiálů.

Cílem této práce je nalezení takového řešení mikropáskové antény, u které budou zachovány všechny výhody planární technologie, a která navíc bude vyhovovat požadavkům kladeným na širokopásmové systémy.

5 Návrh širokopásmových antén

5.1 Numerické metody používané pro modelování antén

Při modelování širokopásmových struktur zobrazujeme parametry, které fyzicky popisují modelovanou strukturu (např. její rozměry, vlastnosti substrátu) na parametry technické (např. její vstupní impedance, směrová charakteristika), a to v širokém pásmu kmitočtů.

K modelování využíváme dva základní přístupy. Prvním přístupem je modelování v kmitočtové oblasti, kdy analýza probíhá na daných separátních kmitočtech. Druhým přístupem je modelování v oblasti časové, kdy se technické parametry počítají ze sekvence vzorků časového průběhu veličin [6].

Numerická analýza mikrovlnné struktury v kmitočtové oblasti je vlastně výpočet rozložení elektromagnetického pole v analyzované struktuře pro jeden konkrétní kmitočet, tzn. anténu v ustáleném harmonickém stavu. Proto je analýza v kmitočtové oblasti poměrně snadná. Jednou z nevýhod modelování v kmitočtové oblasti je, že mikrovlnná struktura se prakticky nikdy nevyskytuje v ustáleném stavu. Navíc při analýze mikrovlnné struktury v dostatečně širokém pásmu kmitočtů, musíme provádět analýzu opakovaně na mnoha kmitočtech, aby bylo toto pásmo pokryto s dostatečným rozlišením. Jednotlivé analýzy běží nezávisle na sobě a nedochází k přenosu relevantní informace mezi jednotlivými výpočty. Výpočet je relativně jednoduchý, díky nutnosti provádět výpočet opakovaně se však doba výpočtu prodlužuje [6].

Analýza struktur v časové oblasti je komplementární s analýzou v oblasti kmitočtové. Ve výpočtu předpokládáme, že počítané veličiny se v čase mění, a tím dosahujeme větší shody se skutečností než u metod v kmitočtové oblasti. Při analýze v časové oblasti se budí analyzované struktury úzkým impulsem. Úzké budící impulsy mají relativně široké kmitočtové spektrum, což poskytuje při jednom výpočtu informaci o chování struktury v širokém pásmu frekvencí. Navíc se při tomto druhu analýzy počítá s předcházejícím stavem analyzované struktury, čímž dosahujeme lepší efektivity analýzy. Analýza v časové oblasti je však matematicky náročnější než analýza v oblasti kmitočtové.

Mezi nejčastěji používané numerické metody patří metoda momentů, metoda konečných prvků a metoda konečných diferencí [6].

Momentová metoda

Momentová metoda vychází z popisu elektromagnetických jevů Maxwellovými rovnicemi v integrálním tvaru [9]. Namísto hledání rozložení elektrických a magnetických intenzit v celém okolí antény (jako je tomu u diferenciálních metod) pracujeme s napětími a proudy na anténním prvku. Pro napájení kolmé k rovině anténního prvku lze napájecí napětí převést do roviny mikropásku a poté řešit pouze dvojrozměrný problém, což velice snižuje výpočetní nároky [6].

U momentové metody je hledaná neznámá v integrandu integrálu aproximována pomocí vhodně zvolených známých básových funkcí a neznámých aproximačních koeficientů. Aproximace nikdy nesplňuje výchozí rovnici zcela přesně. Proto musíme do výchozí rovnice při náhradě hledané funkce její aproximací přidat i tzv. zbytkovou funkci, která je rozdílem mezi přesným řešením a jeho aproximací.

Pro minimalizaci zbytkové funkce se používá Galerkinova metoda, při níž je chybová funkce postupně násobena jednotlivými báзовými funkcemi. Součiny jsou integrovány přes celou analyzovanou oblast a poté jsou pokládány rovny nule. Takto dostaneme N rovnic pro N neznámých aproximačních koeficientů. U analyzované antény předpokládejme nekonečně velkou plochu substrátu, nekonečně tenkou tloušťku pokovení, bezztrátovost dielektrického substrátu, dokonalou elektrickou vodivost všech vodivých ploch a kolem antény prostor s parametry odpovídající vakuu [6].

Metoda konečných prvků

Metoda konečných prvků je obecnou metodou numerického řešení parciálních diferenciálních rovnic [9]. Prvním krokem je rozdělení analyzované struktury do podoblastí, které se navzájem nepřekrývají, a jež pokrývají celou strukturu. Tyto podoblasti se nazývají konečné prvky. V jednom prvku musejí být parametry struktury konstantní. Síť prvků musí být tím hustější, čím více jsou parametry struktury proměnné.

Pomocí této metody lze analyzovat struktury s libovolnou geometrií. Po diskretizaci struktury můžeme formálně vyjádřit aproximaci hledané neznámé funkce nad celou plochou každého prvku. Neznámá funkce je obvykle aproximována lineární kombinací zvolených aproximačních funkcí a neznámých aproximačních koeficientů. Sloučením aproximací nad všemi N konečnými prvky pak dostáváme celkovou aproximaci nad analyzovanou oblastí. Hlavní rozdíl mezi metodou konečných prvků a metodou konečných diferencí je, že metoda konečných diferencí dovede určit informace o hledané veličině jen v uzlových bodech, zatímco metoda konečných prvků poskytuje informaci o hledané funkci v každém bodě zkoumaného prostoru.

Chyba aproximace je respektována přidáním zbytkové funkce (rezidua), která je rovna rozdílu mezi přesným řešením diferenciální rovnice a její aproximací. Čím menší bude reziduum, tím přesnější bude aproximace. Pro minimalizaci zbytkové funkce se stejně jako u metody momentů používá Galerkinova metoda (postupné vynásobení rezidua vhodnými váhovými funkcemi a integrování tohoto součinu přes celý profil analyzované struktury). Zvolíme-li za váhové funkce báзовé funkce všech uzlů, v nichž neznáme hodnotu intenzity, dostaneme N rovnic pro N neznámých.

Posledním krokem metody konečných prvků je vyřešení maticové rovnice pro vektor neznámých aproximačních koeficientů, dosazení vypočtených aproximačních koeficientů a výpočet aproximace hledané funkce v každém bodě N -tého konečného prvku. Sjednocením aproximací nad všemi konečnými prvky dostáváme globální aproximaci ve všech bodech struktury, nad kterou jsme hledali řešení zadané parciální diferenciální rovnice [6].

Metoda konečných diferencí v časové oblasti (FDTD)

Metoda konečných diferencí v časové oblasti vychází z diferenciálního tvaru Maxwellových rovnic. Je založena na prosté náhradě parciálních derivací v prostoru i v čase diferencemi. Pro náhradu prostorových derivací lze nalézt pro jednotlivé složky pole takové uspořádání diskretizačních uzlů, aby potřebné derivace byly počítány ze středových diferencí, které aproximují hodnotu derivace nejvěrněji.

Metoda vyniká jednoduchostí a snadnou softwarovou implementací. Oproti metodě konečných prvků však pracuje pouze s uzlovými hodnotami veličin elektromagnetického pole (hodnoty veličin mimo uzly nejsou do výpočtu zahrnuty). Základní verze FDTD neumí pracovat s neekvidistantní diskretizační mřížkou (nelze měnit množství uzlů v různých

částech struktury) jako metoda konečných prvků. Další problémy se objevují při analýze složitých křivočarých geometrických tvarů a při určení chyby řešení [6].

5.2 Komerčně dostupné programy

K modelování vysokofrekvenčních struktur lze použít mnoho komerčně dostupných programů. Všechny tyto programy poskytují uživateli různé nástroje a způsoby modelování. Liší se uživatelským rozhraním, grafickým zpracováním, složitostí obsluhy, přesností a rychlostí výpočtu.

V následujících odstavcích stručně popíšeme dva často používané komerčně dostupné programy – Zeland IE3D a CST Microwave Studio.

CST Microwave Studio

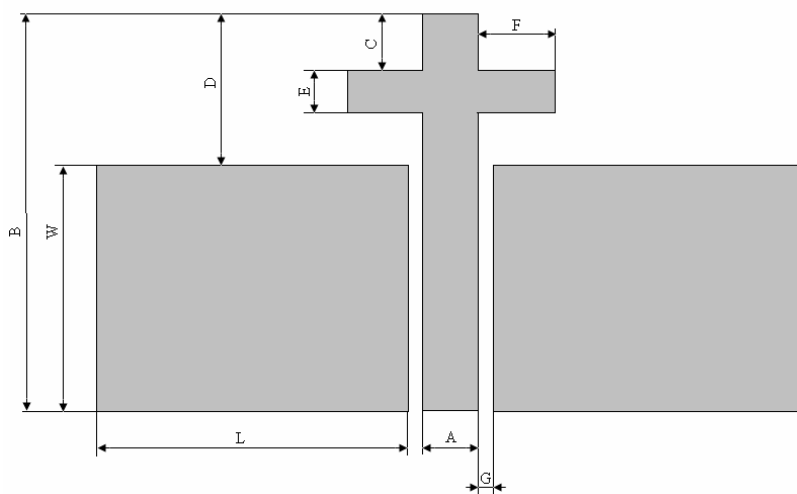
CST Microwave Studio je součástí CST STUDIO SUITE™ 2006. Je to kompletní softwarový balíček pro elektromagnetickou analýzu metodou konečných diferencí v časové oblasti. Velmi dobrý grafický editor zjednodušuje definování simulovaného zařízení. Poté, co je struktura namodelována, je volána plně automatická diskretizační procedura nebo takzvaná parametrická diskretizace (ovlivňujeme tvar nebo počet prvků). Pak následuje samotná simulace.

CST Microwave Studio jsem si vybrala proto, že má velice příjemné uživatelské rozhraní a rychle poskytuje přesné výsledky analýzy vysokofrekvenčních struktur.

Zeland IE3D

Zeland IE3D k výpočtům používá metodu momentů. Hlavními výhodami programu je vysoká účinnost a vysoká přesnost.

Grafický editor umožňuje interaktivně vytvářet trojrozměrné objekty na vícevrstvých substrátech. Některé často používané struktury (např. kruhy, prstence, pravoúhlé a kruhové spirály) jsou v programu předdefinovány ve formě knihovny. Při modelování struktury lze počítat s ohraničenou zemní deskou a s různými způsoby napájení. Do analýzy lze zahrnout tloušťku substrátu, ztrátový činitel a další parametry substrátu. V programu jsou k dispozici základní optimalizační algoritmy.



Obr. 5.1 Motiv křížového monopólu.

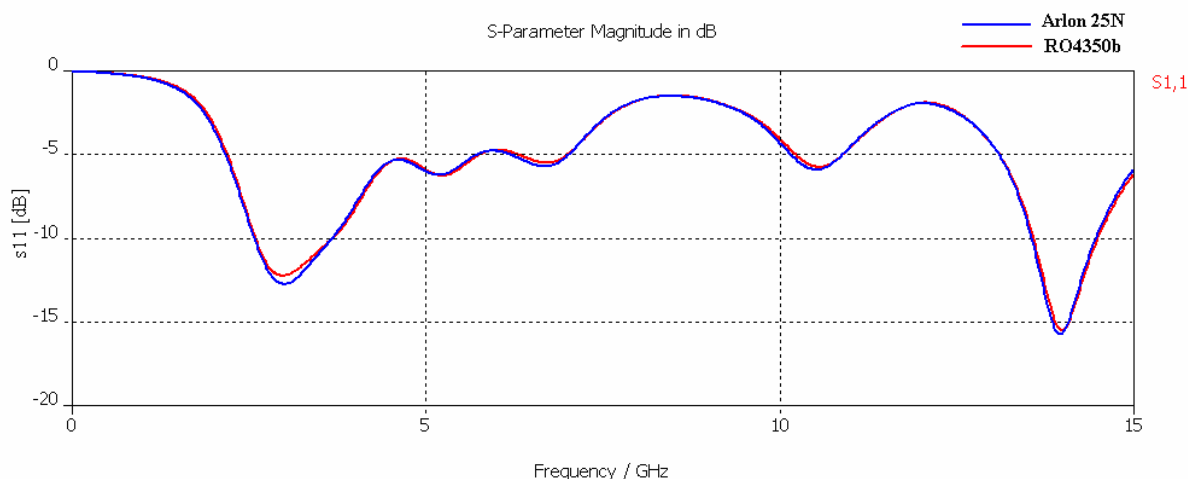
5.3 Analýza křížového monopólu

V [11] byl popsán křížový monopól s vlastnostmi vhodnými pro UWB aplikace. Rozměry publikovaného monopólu a parametry substrátu, z něhož byl tento monopól vyroben, jsou uvedeny v tab. 5.1.

V následném kroku byla anténa znovu navržena pro substrát dostupný ve školní laboratoři (viz tab. 5.1). Simulace byla provedena v CST a IE3D. Výsledky simulací jsou uvedeny v obr. 5.2 až 5.5.

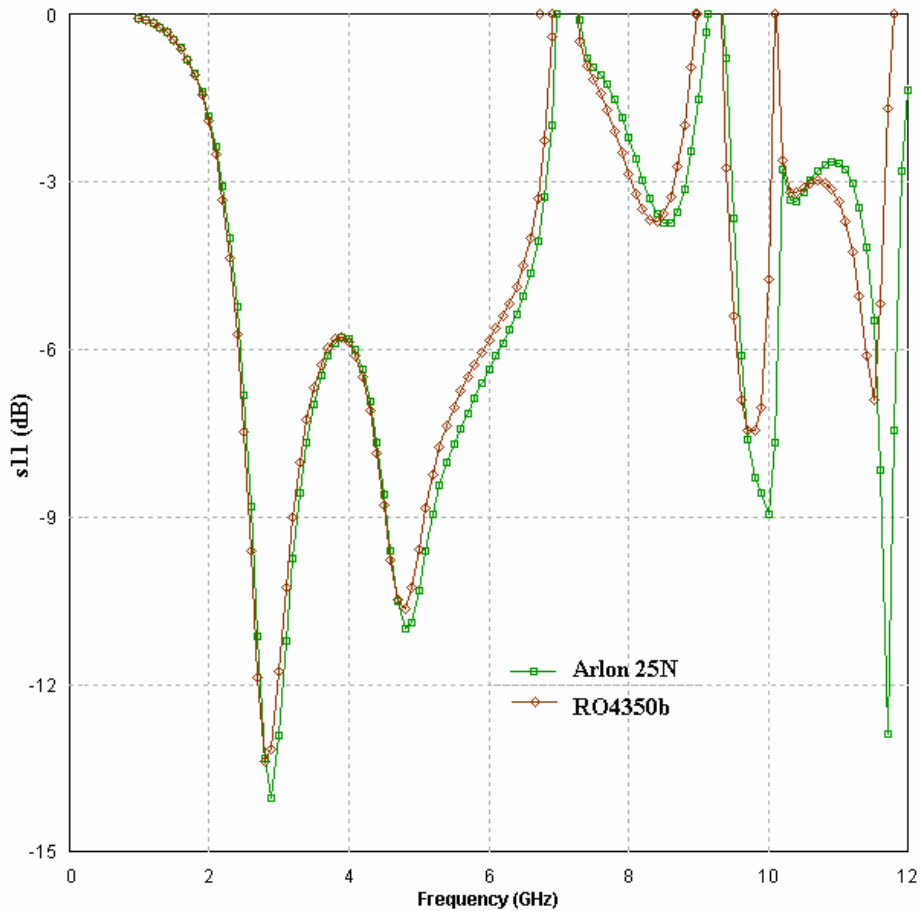
	substrát		rozměry křížového dipólu								
	ϵ_r [-]	h [mm]	W [mm]	L [mm]	A [mm]	B [mm]	C [mm]	D [mm]	E [mm]	F [mm]	G [mm]
původní	3,48	0,76	27,00	29,00	4,80	42,00	4,80	15,00	4,80	7,60	0,30
přepočteno	3,28	1,50	27,62	29,67	4,91	42,97	4,91	15,35	4,91	7,78	0,31

Tab. 5.1 Rozměry křížového monopólu, parametry použitých substrátů.

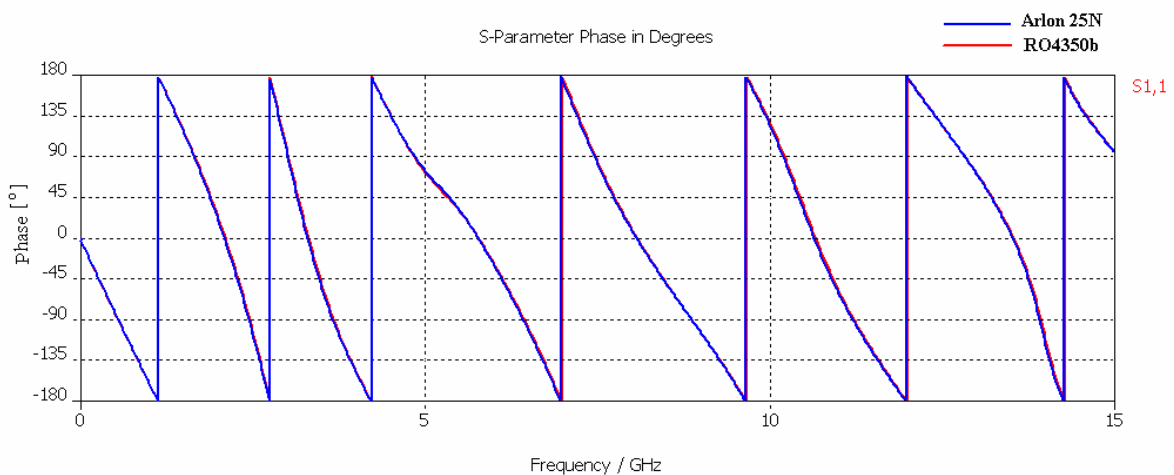


Obr. 5.2 Modul činitele odrazu křížového monopólu na substrátu Arlon 25N (modrá) a Rogers 4350b (červeně). Modelováno v CST.

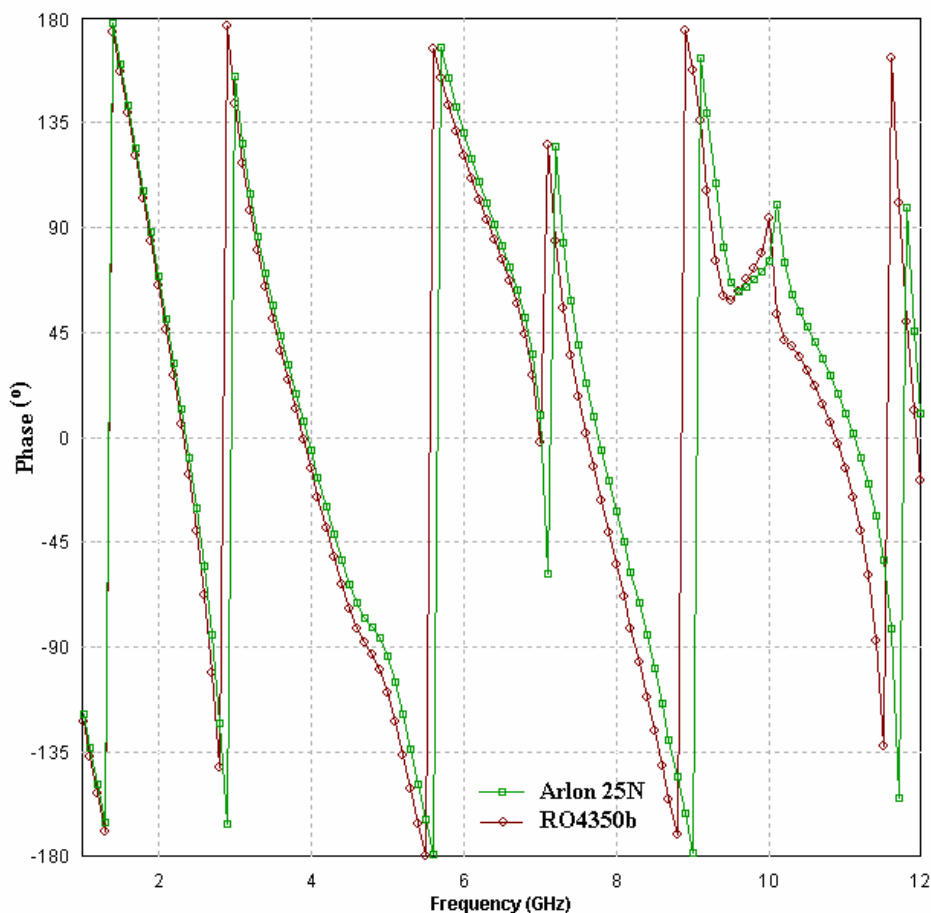
Navržená anténa splňuje podmínky dané pro širokopásmové antény. V tab. 5.2. je vidět, že program CST MS udává šířku pásma pro pokles o 10 dB zhruba 35 % u obou substrátů a program IE3D přibližně 22 %. Avšak obě šířky pásma vyhovují podmínce (2.1). Střední kmitočet pásma a hodnota činitele odrazu dosahuje u obou softwarů dobré shody.



Obr. 5.3 Modul činitele odrazu křížového monopólu na substrátu Arlon 25N (zelená) a Rogers 4350b (červeně). Modelováno v IE3D.



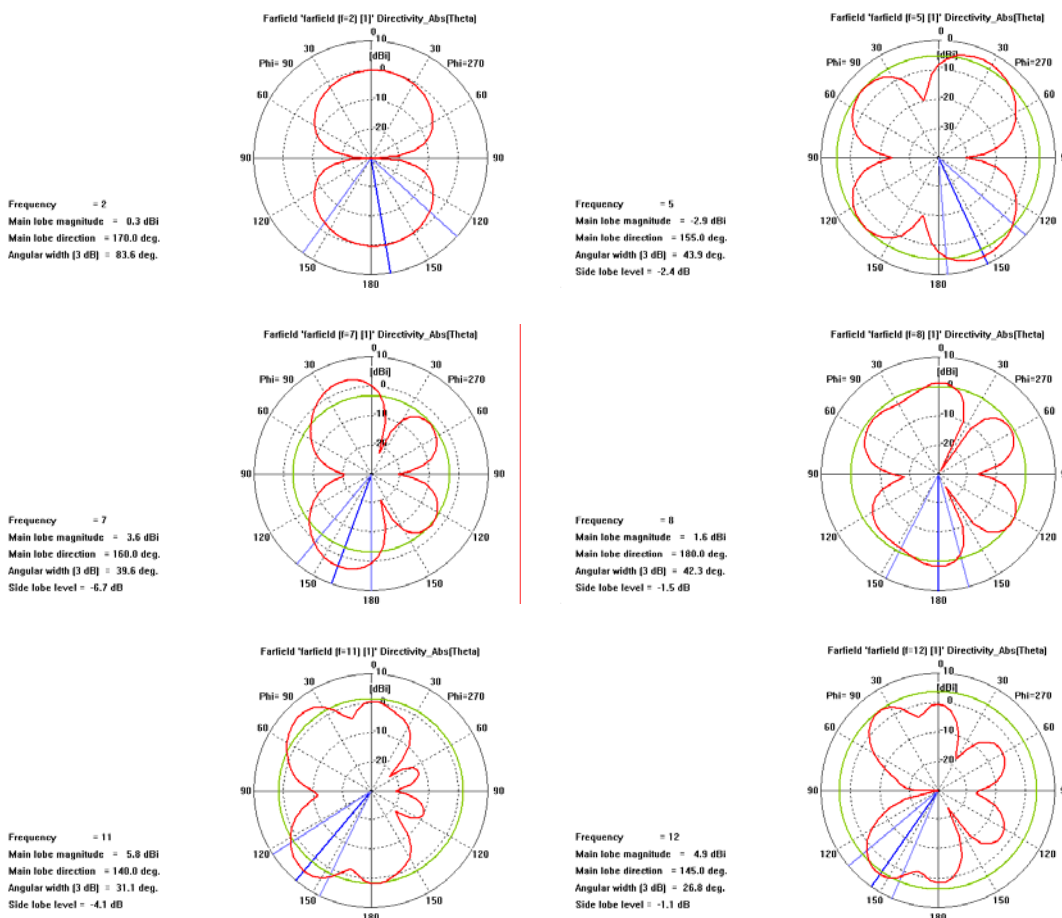
Obr. 5.4 Fáze činitele odrazu křížového monopólu na substrátu Arlon 25N (modrá) a Rogers 4350b (červeně). Modelováno v CST.



Obr. 5.5 Fáze činitele odrazu křížového monopólu na substrátu Arlon 25N (zelená) a Rogers 4350b (červeně). Modelováno v IE3D.

		B_f [GHz]	f_c [GHz]	B_f [%]	s_{11} [dB]
CST MS	RO4350b	1,09	3,12	35,10	-12,71
	25N	1,14	3,13	36,51	-12,21
Zeland IE3D	RO4350b	0,64	2,98	21,47	-13,16
	25N	0,71	2,99	23,74	-13,89

Tab. 5.2 Porovnání parametrů křížového monopólu vypočtených v CST a IE3D (B_f je šířka pásma pro pokles činitele odrazu na -10 dB, f_c je střední kmitočet pásma).



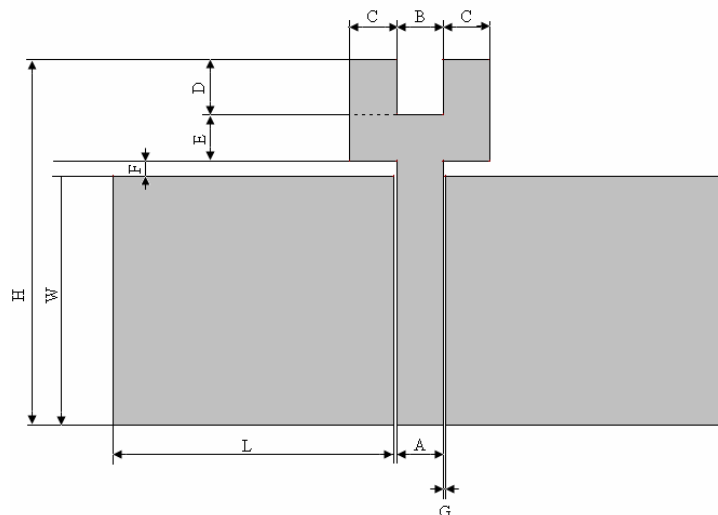
Obr. 5.6 Směrové charakteristiky křížového monopólu na substrátu Arlon 25N, v rovině E, pro kmitočty 2 GHz, 5 GHz, 7 GHz, 8 GHz, 11 GHz, 12 GHz. Počítáno v CST.

Na obr. 5.6 jsou uvedeny směrové charakteristiky křížového monopólu v rovině E pro vybrané kmitočty. Protože se tyto charakteristiky pro oba substráty velice podobají jsou zde uvedeny pouze pro substrát Arlon 25N a charakteristiky pro RO4350b a pro ostatní kmitočty jsou k dispozici v elektronické příloze v podobě simulací v CST MS.

5.4 Analýza vidlového monopólu

V [11] byl rovněž popsán vidlový monopól s vlastnostmi vhodnými pro UWB aplikace. Rozměry publikovaného monopólu a parametry substrátu, z něhož byl tento monopól vyroben, jsou uvedeny v tab. 5.3.

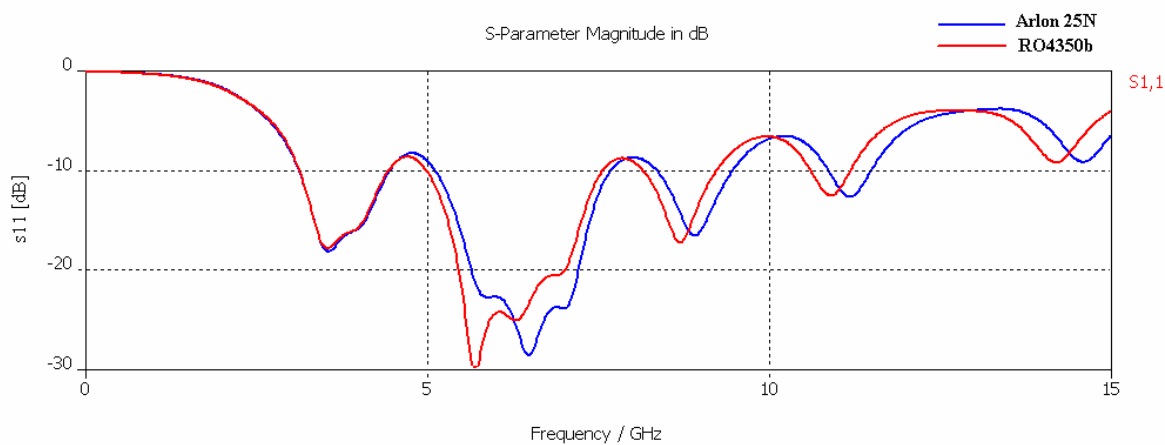
V následném kroku byla anténa znovu navržena pro substrát dostupný ve školní laboratoři (viz tab. 5.3). Simulace byla provedena v CST a IE3D. Výsledky simulací jsou uvedeny v obr. 5.7 až 5.12.



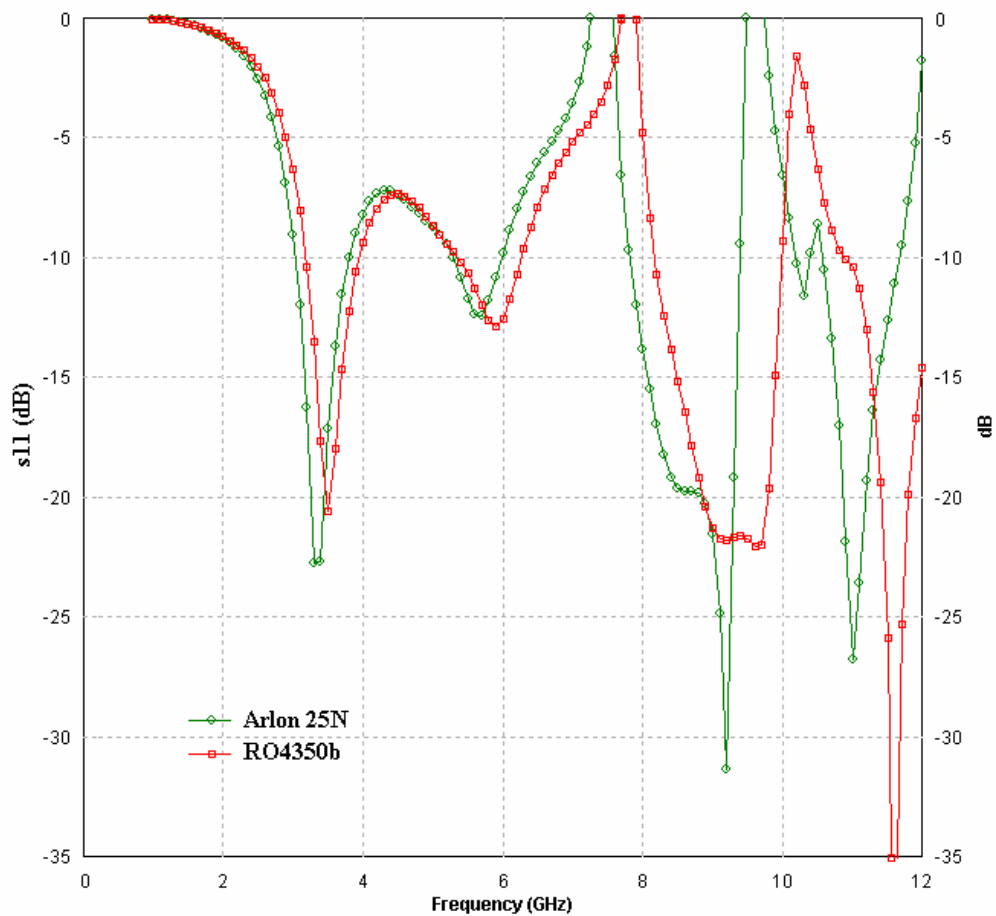
Obr. 5.7 Motiv vidlového monopólu.

	substrát		rozměry vidlového monopólu								
	ϵ_r [-]	h [mm]	W [mm]	L [mm]	A [mm]	B [mm]	C [mm]	D [mm]	E [mm]	F [mm]	G [mm]
původní	3,48	0,76	27,00	29,00	4,80	4,80	4,80	5,70	4,80	1,50	0,30
přepočtený	3,28	1,50	27,62	29,67	4,91	4,91	4,91	5,83	4,91	1,54	0,31

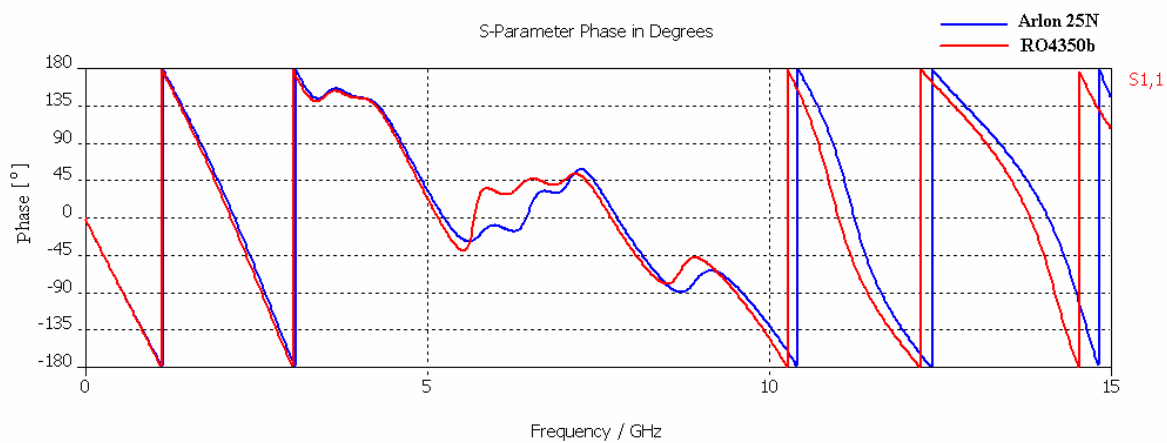
Tab. 5.3 Rozměry vidlového monopólu, parametry použitých substrátů.



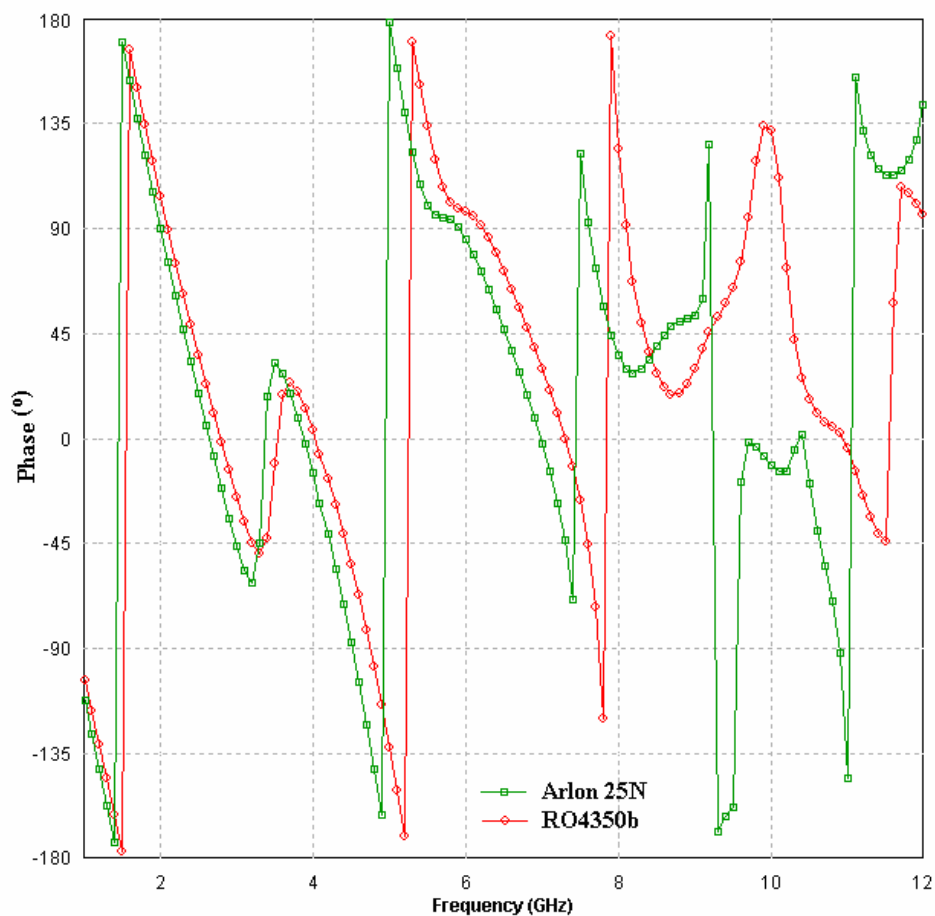
Obr. 5.8 Modul činitele odrazu vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N (modrá) a Rogers 4350b (červeně). Modelováno v CST.



Obr. 5.9 Modul činitele odrazu vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N (zeleně) a Rogers 4350b (červeně). Modelováno v IE3D.



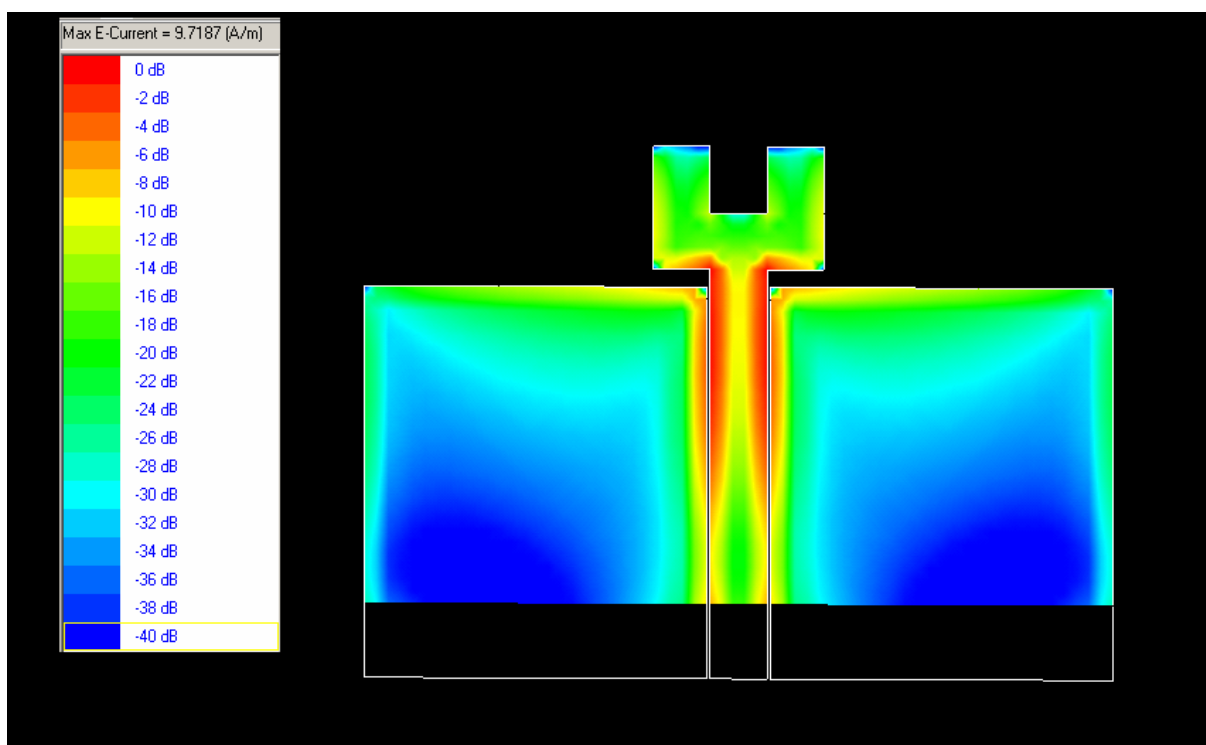
Obr. 5.10 Fáze činitele odrazu vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N (modrá) a Rogers 4350b (červeně). Modelováno v CST.



Obr. 5.11 Fáze činitele odrazu vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N (zeleně) a Rogers 4350b (červeně). Modelováno v IE3D.

U návrhu vidlového monopólu nedošlo ve výsledcích poskytnutých oběma software k takové shodě, jako v případě křížového monopólu. Liší se šířky dosažených pásem pro pokles o 10 dB i hodnoty středních kmitočtů daných pásem a velikosti činitele odrazu. Navíc zřejmě vlivem nevhodného rozložení diskretizační sítě v IE3D došlo k chybnému určení modulu činitele odrazu jak je vidět na obr. 5.9. Tento problém se vyskytl již případě křížového monopólu (viz. obr. 5.3).

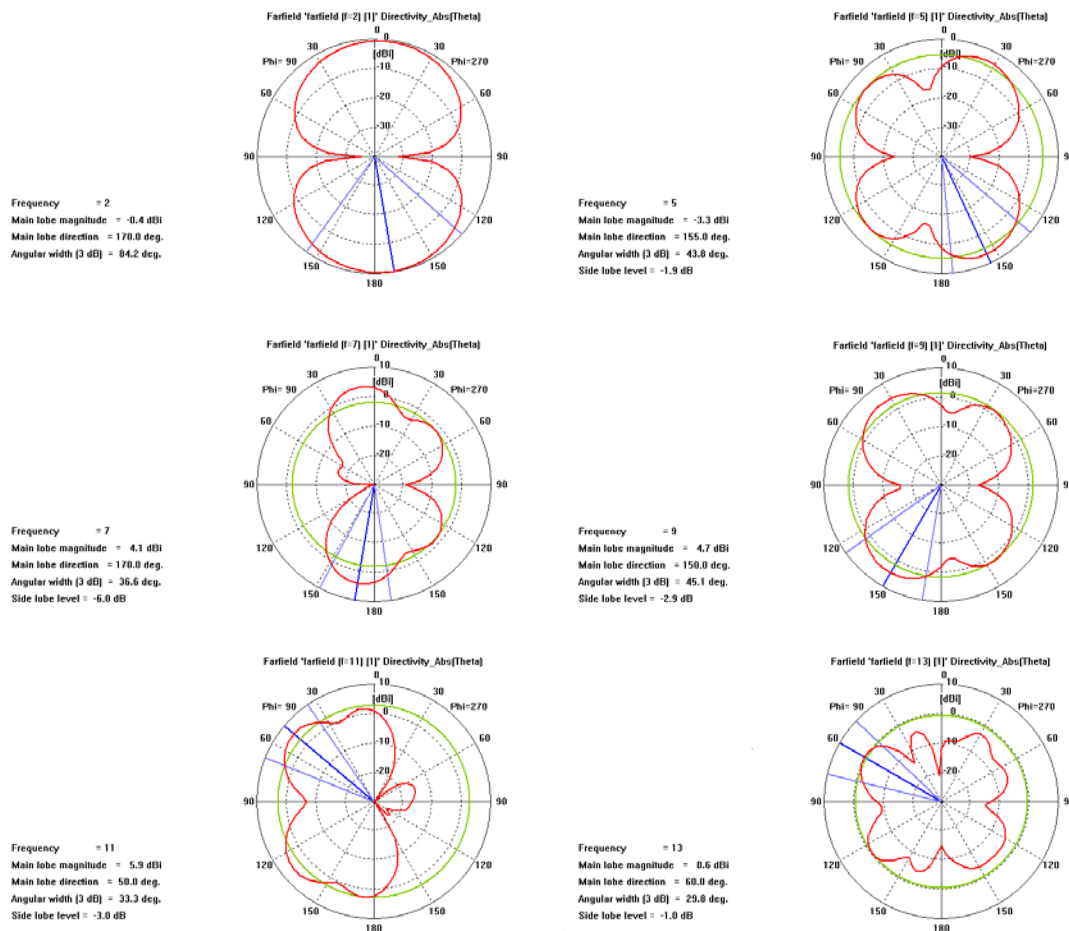
Při bližším zkoumání tohoto problému bylo zjištěno, že pro dostatečný počet diskretizačních buněk v postižených oblastech byl problém odstraněn. Bohužel simulaci s tak velkým počtem buněk nebylo možné provést, z důvodů omezeného výpočetního výkonu dostupné výpočetní techniky, na celém požadovaném rozsahu kmitočtů, ale jen na rozsahu kmitočtů řádově několik desetin GHz. Aby bylo postihnuto chování obou navržených antén na celém analyzovaném rozsahu, byly ponechány výsledky původních simulací obr. 5.3 a obr. 5.9 bez odstranění této chyby.



Obr. 5.12 Rozložení proudu na vidlovém monopólu.
Kmitočet 3,1 GHz, substrát Rogers 4350b, počítáno v IE3D.

		B_f [GHz]	f_c [GHz]	B_f [%]	s_{11} [dB]
CST MS	RO4350b	1,25	3,77	33,26	-17,76
		2,54	6,27	40,55	-30,52
	25N	1,31	3,78	43,55	-18,04
		2,47	6,39	38,71	-28,52
Zeland IE3D	RO4350b	0,75	3,54	21,21	-21,22
	25N	0,78	3,41	22,74	-26,45
		0,75	5,67	13,24	-13,76
		1,67	8,67	109,62	-36,63

Tab. 5.4 Porovnání parametrů vidlového monopólu vypočtených v CST a IE3D
(B_f je šířka pásma pro pokles činitele odrazu na -10 dB, f_c je střední kmitočet pásma).



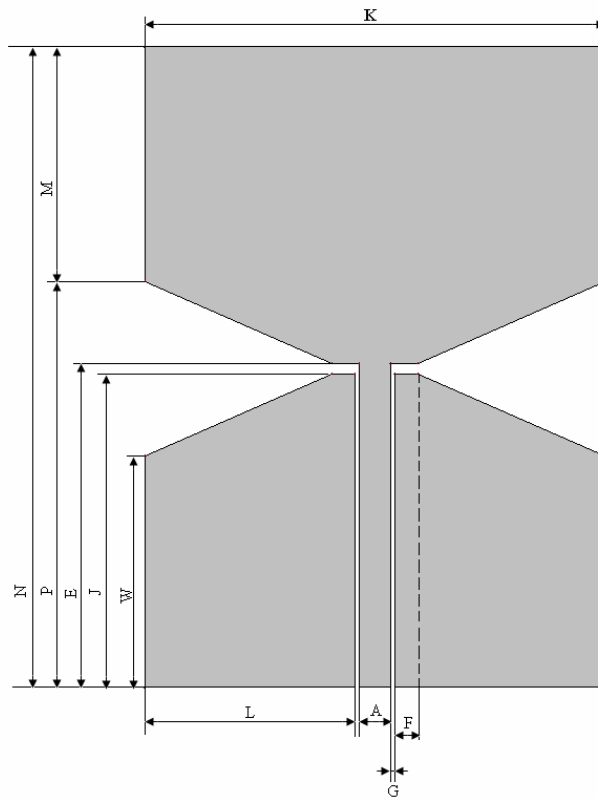
Obr. 5.13 Směrové charakteristiky vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N, v rovině E, pro kmitočty 2 GHz, 5 GHz, 7 GHz, 9 GHz, 11 GHz, 13 GHz. Počítáno v CST.

5.5 Analýza koplanárního dipólu

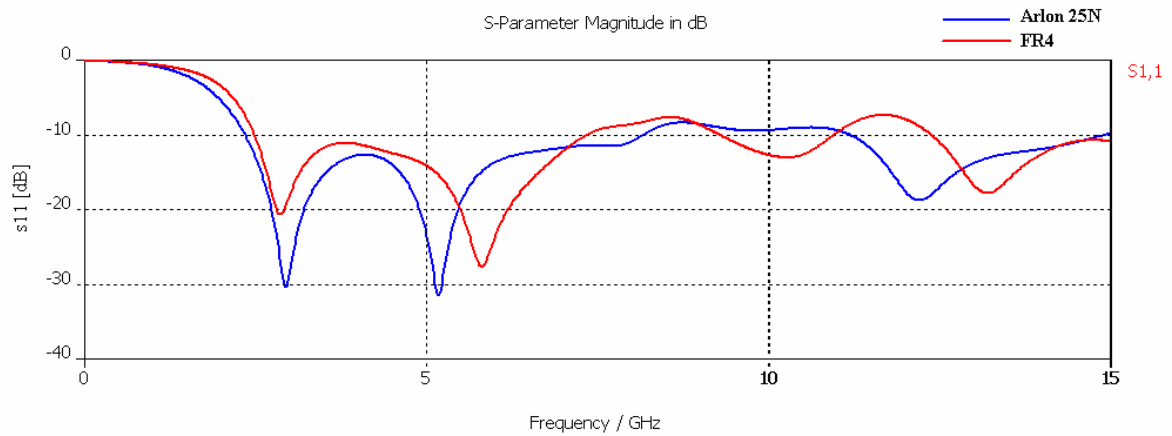
Návrh koplanárního dipólu vznikl na základě zkušeností z předchozích návrhů. Jak bude ukázáno, má velice dobré širokopásmové vlastnosti a velice malé rozměry, což je výhodné pro miniaturizaci komunikačních systémů [13].

	substrát		rozměry koplanárního dipólu									
	ϵ_r [-]	h [mm]	W [mm]	L [mm]	A [mm]	J [mm]	N [mm]	M [mm]	P [mm]	E [mm]	G [mm]	K [mm]
FR4	4,40	1,50	11,74	10,03	1,50	15,65	31,30	11,24	20,06	16,15	0,22	22,00
25N	3,28	1,50	13,14	11,23	1,68	16,98	35,06	12,59	22,47	18,09	0,25	24,64

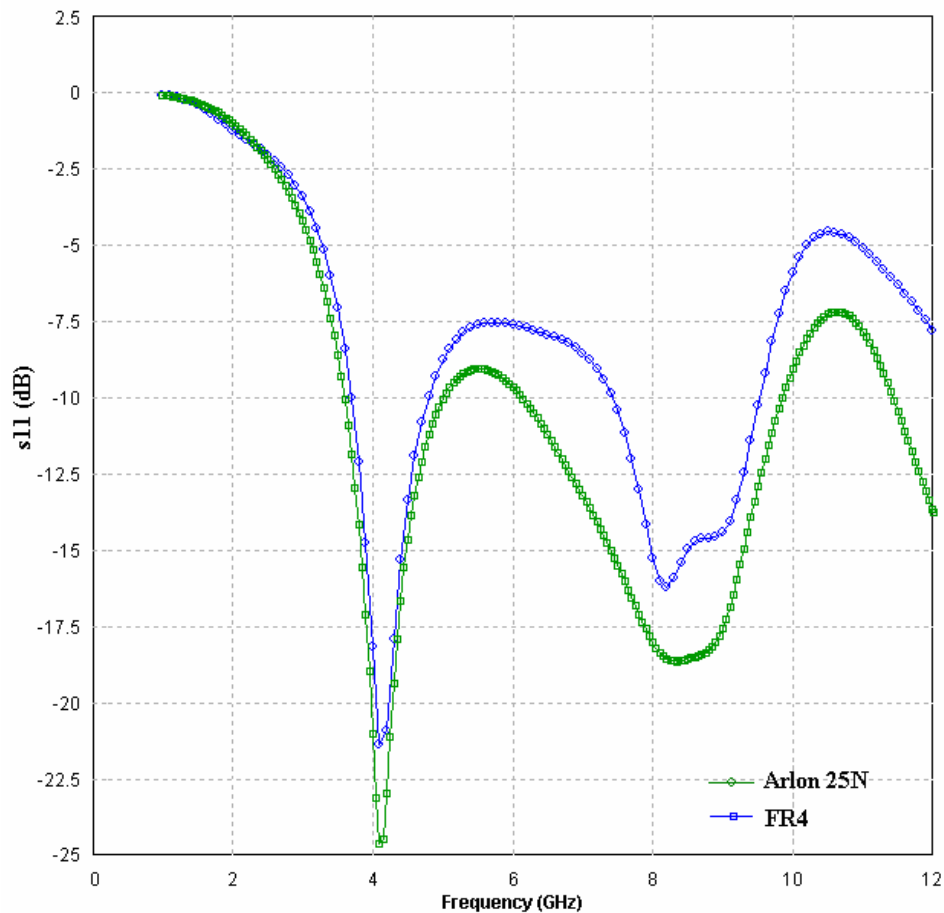
Tab. 5.5 Rozměry koplanárního dipólu, parametry použitých substrátů.



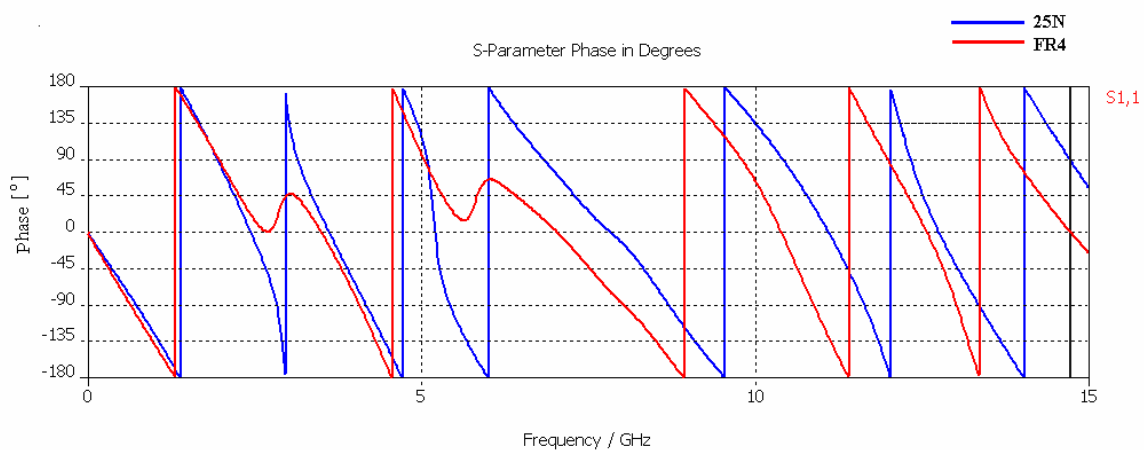
Obr. 5.12 Motiv koplanárního dipólu.



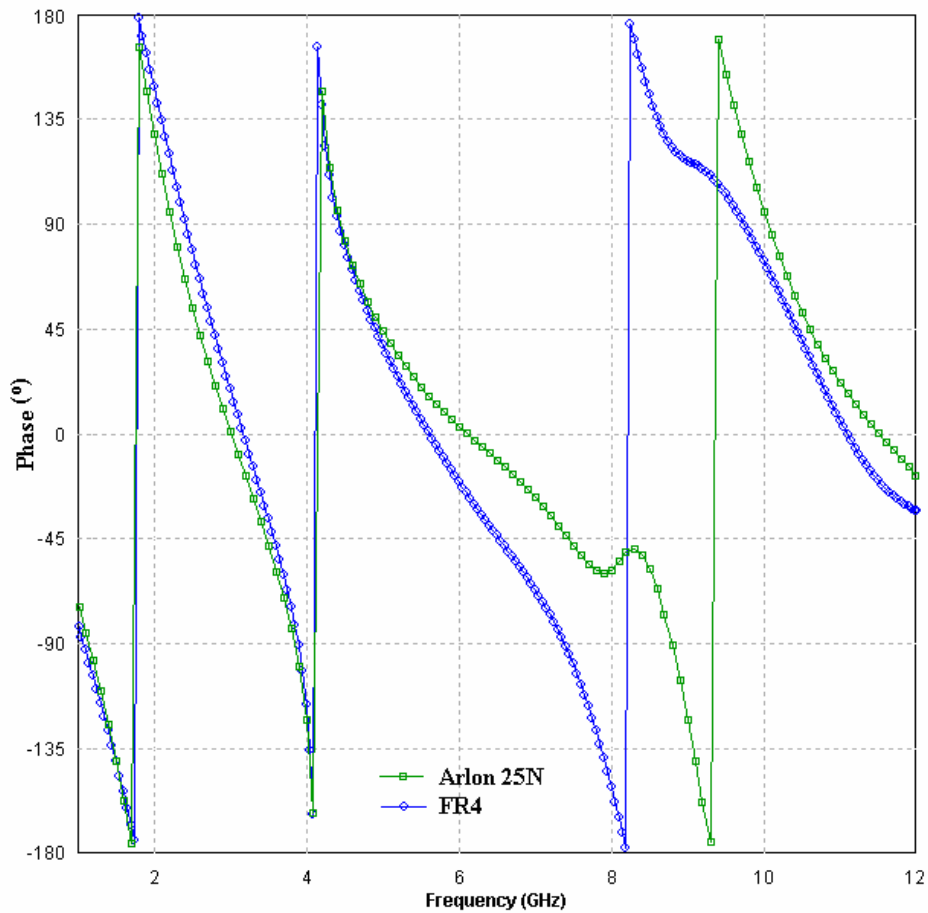
Obr. 5.13 Modul činitele odrazu koplanárního dipólu na substrátu Arlon 25N (modrá) a FR4 (červená). Modelováno v CST.



Obr. 5.14 Modul činitele odrazu koplanárního dipólu na substrátu Arlon 25N (zelená) a FR4 (modrá). Modelováno v IE3D.



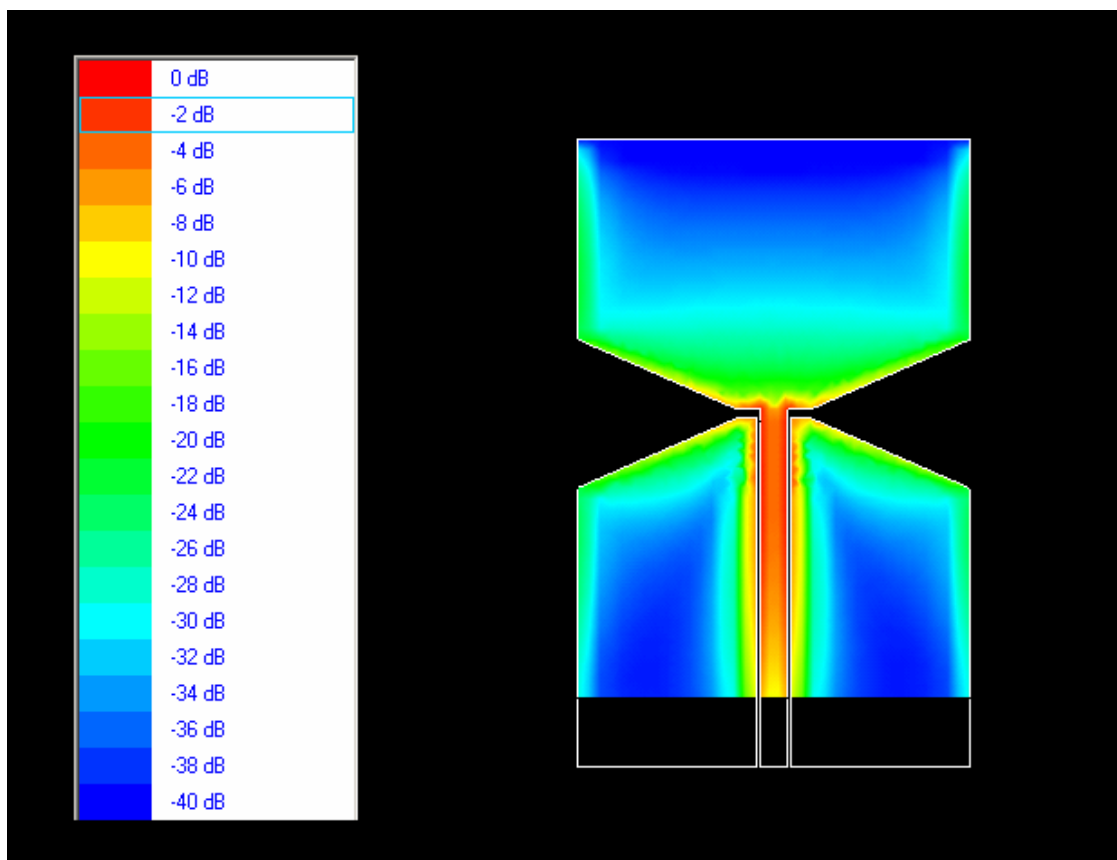
Obr. 5.15 Fáze činitele odrazu vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N (modrá) a FR4 (červená). Modelováno v CST.



Obr. 5.16 Fáze činitele odrazu vidlového monopólu na Arlon 25N (zelená) a FR4 (modrá). Modelováno v IE3D.

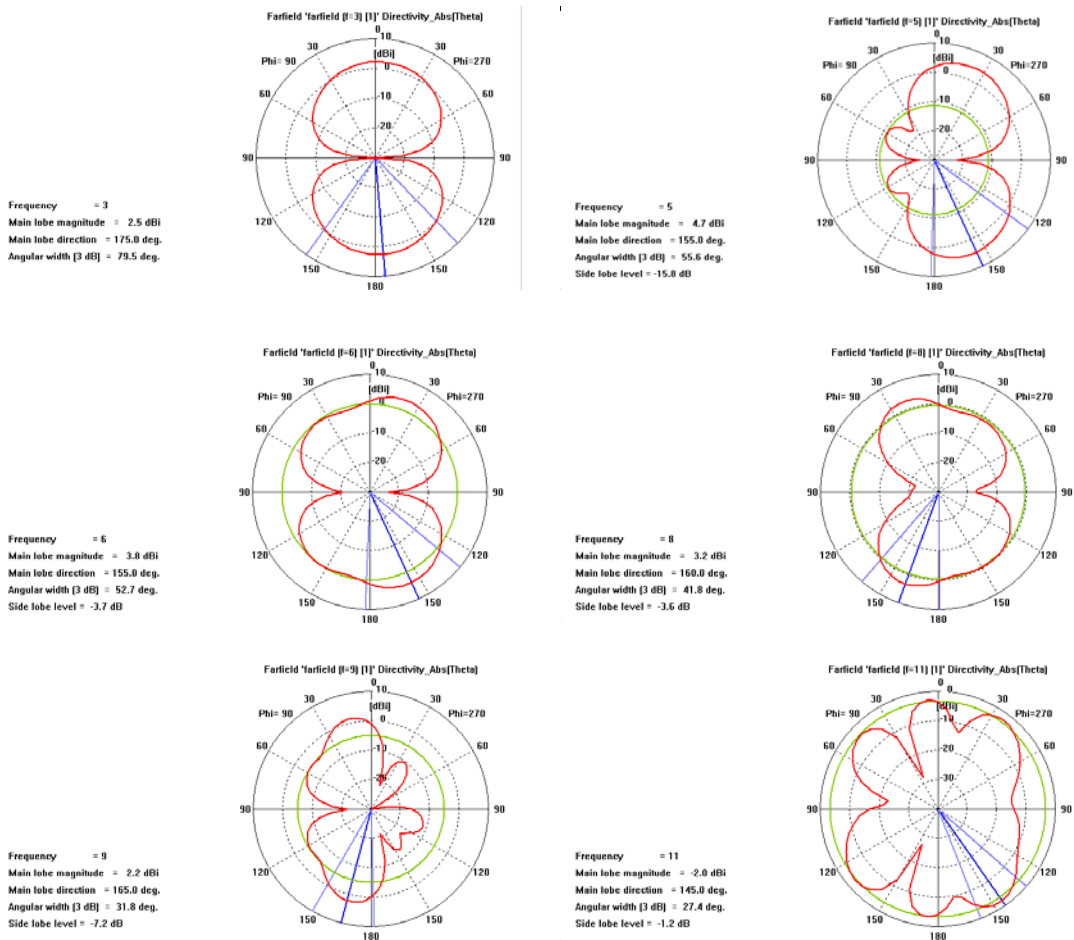
		B_f [GHz]	f_c [GHz]	B_f [%]	s_{11} [dB]
CST MS	FR4	4,89	4,92	99,47	-27,57
	25N	5,78	5,24	110,30	-31,36
		3,48	12,98	26,83	-18,71
Zeland IE3D	FR4	1,46	4,31	33,78	-24,62
		3,67	8,00	45,81	-18,65
		2,68	12,38	21,62	-16,72
	25N	1,59	4,11	38,73	-20,67
		2,48	8,44	29,38	-15,62

Tab. 5.6 Porovnání parametrů koplanárního dipólu vypočtených v CST a IE3D (B_f je šířka pásma pro pokles činitele odrazu na -10 dB, f_c je střední kmitočet pásma).



Obr. 5.17 Rozložení proudu na koplanárním dipólu.
Kmitočet 3,1 GHz, substrát FR4, počítáno v IE3D.

U návrhu tohoto koplanárního dipólu se opět projevila odlišnost ve výsledcích dosažených v různých simulačních programech. V tomto případě poskytlo CST MS lepší výsledky, konkrétně větší šířku pásma pro pokles činitele odrazu na -10 dB, a lepší hodnoty parametru s_{11} . A jak se po vyrobení a změření ukázalo, i větší shodu se skutečnými parametry antény.



Obr. 5.18 Směrové charakteristiky koplanárního dipólu na substrátu FR4, v rovině E, pro kmitočty 3 GHz, 5 GHz, 6 GHz, 8 GHz, 9 GHz, 11 GHz. Počítáno v CST.

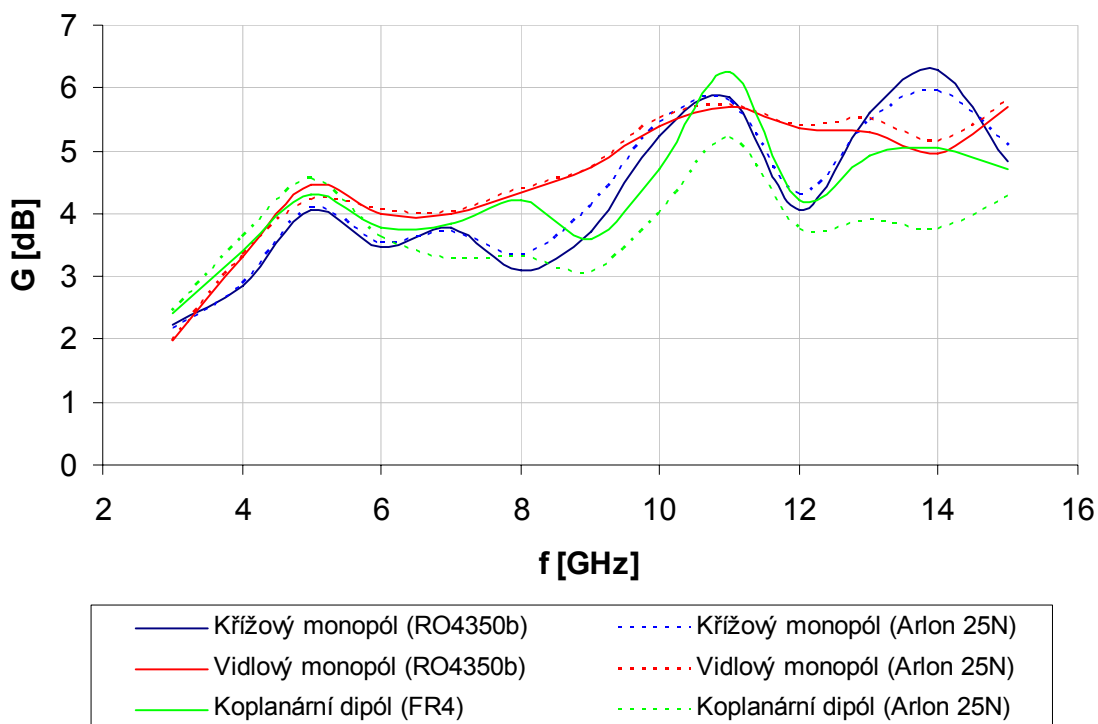
5.6 Porovnání analyzovaných antén

Všechny navržené antény vyhovují podmínce (2.1) a jsou tedy vhodné pro širokopásmové aplikace. Hodnoty šířek pásma jednotlivých antén jsou uvedeny výše v souhrnných tabulkách (tab. 5.2, tab. 5.4 a tab. 5.6) a není je třeba proto znovu uvádět.

Porovnejme jednotlivé antény z pohledu zisku. Jak je vidět v tab. 5.7 u všech analyzovaných antén roste zisk se zvyšujícím se kmitočtem. U křížového monopólu a koplanárního dipólu má průběh závislosti zisku na kmitočtu podobný průběh. K velkému nárůstu zisku dochází v oblasti 9 GHz. U vidlového monopólu je nárůst zisku v závislosti na kmitočtu pozvolnější. V oblasti 11 GHz dosahují analyzované antény přibližně stejných hodnot zisku. Hodnoty zisku vypočtené v CST MS jsou jen orientační. Tato hodnota závisí na velikosti vzdálené oblasti (Farfield), ve kterém se hodnota zisku počítá. Skutečný zisk planárních antén bývá od 3 do 5 dB.

f [GHz]	Křížový monopól		Vidlový monopól		Koplanární dipól	
	RO4350b	Arlon 25N	RO4350b	Arlon 25N	FR4	Arlon 25N
	G [dB]	G [dB]	G [dB]	G [dB]	G [dB]	G [dB]
3	2,241	2,182	1,997	1,974	2,402	2,462
4	2,845	2,877	3,310	3,355	3,416	3,625
5	4,046	4,102	4,446	4,222	4,298	4,562
6	3,469	3,518	4,002	4,057	3,769	3,638
7	3,769	3,727	3,985	4,012	3,836	3,295
8	3,105	3,360	4,333	4,395	4,199	3,316
9	3,727	4,112	4,734	4,736	3,592	3,068
10	5,250	5,466	5,399	5,524	4,703	4,004
11	5,862	5,796	5,698	5,716	6,246	5,202
12	4,044	4,316	5,349	5,397	4,222	3,759
13	5,591	5,496	5,302	5,527	4,929	3,912
14	6,293	5,960	4,957	5,132	5,047	3,749
15	4,847	5,083	5,695	5,795	4,714	4,270

Tab. 5.7 Závislost zisku antén na kmitočtu a druhu použitého substrátu, Počítáno v CST MS.



Obr. 5.19 Závislost zisku antén na kmitočtu a druhu použitého substrátu, Počítáno v CST MS, vykresleno v MS Excel.

6 Optimalizace

Optimalizační metody používáme ke zlepšení vybraných parametrů navržené antény změnou jejich stavových proměnných (např. rozměrů). Optimalizace se u antén využívá nejčastěji k dosažení požadované hodnoty charakteristické impedance, požadovaného tvaru směrové charakteristiky a požadovaného zisku. V případě, že se snažíme zlepšit jediný parametr antény, mluvíme o jednorozměrné optimalizaci. Pokud je zapotřebí současně zlepšit dva nebo více parametrů antény, přicházejí na řadu multikriteriální optimalizační metody [12].

Optimalizační metody dělíme na lokální (zlepšují parametry antény jen v blízkém okolí našeho návrhu) a na globální (zlepšují parametry antény v celém prostoru). Mezi nejznámější a nejčastěji používané globální algoritmy patří genetické algoritmy (GA, *genetic algorithms*), metoda roje částic (PSO, *particle swarm optimization*) a metoda společenství mravenců (ACO, *ant-colony optimization*) [14]. První dvě metody podrobněji porovnáme a využijí k optimalizaci svého návrhu.

6.1 Metoda roje částic

Metoda roje částic (PSO) je stochastická evoluční optimalizace založená na principu chování a inteligence roje. Tuto metodu vyvinuli v roce 1995 J. Kennedy a R. C. Eberhart. Princip PSO je nejčastěji vysvětlován a připodobňován k roji včel, které hledají na poli místo s největší hustotou rozkvetlých květin. Bez jakékoliv znalosti lokality začnou včely prohledávat pole náhodně a s různou rychlostí. Každá včela si pamatuje, kde ona sama našla největší hustotu rozkvetlých květin, a zároveň má informace o tom, kde byly úspěšné ostatní včely. Jednotlivé včely pak poletují mezi místem, které našly osobně, a mezi místem, o kterém se dozvěděly od ostatních včel. Při tomto přelétávání z místa na místo stále sledují terén a prozkoumávají další vhodná místa s lepším a výhodnějším výskytem rozkvetlých květin. Pokud včela najde po cestě z jedné lokality do druhé zajímavější místo, s větším počtem květin, než měla doposud, změní se její trajektorie podle nově nalezeného místa. Tímto způsobem roj včel prozkoumá celé pole a skončí na místě s největším počtem rozkvetlých květin [12].

Pro převedení chování roje včel do formy použitelné pro optimalizaci antén nám pomohou následující výrazy:

1. Agent (částička): jednotlivec v roji. Pro každého agenta platí stejná pravidla. Jeho úkolem je pohybovat se mezi místem svého nalezeného osobního maxima a mezi místem maxima určeného celým rojem.
2. Pozice: je reprezentovaná souřadnicemi částičky v řešeném prostoru, obecně N -rozměrném. N -rozměrný prostor je tedy oblast, ve které řešíme optimalizační problém a soubor souřadnic reprezentuje řešení tohoto problému v daném prostoru.
3. Fitness neboli kritériální funkce: slouží k ohodnocení kvality nalezeného řešení na dané pozici. Fitness funkce poskytuje kontakt mezi fyzickým problémem a optimalizačním algoritmem.
4. p_{best} : je hodnota udávající lokalizaci agenta s největší hodnotou fitness tohoto jednotlivého agenta. V každém bodě trajektorie agent srovnává fitness hodnotu z aktuální pozice s nejlepší fitness hodnotou doposud osobně nalezenou. Jestliže aktuální umístění má vyšší hodnotu fitness než doposud nalezené místo, p_{best} je nahrazeno aktuálním umístěním agenta.

5. g_{best} : každý jedinec je informován o objevech zbytku roje. g_{best} je vybráno ze všech p_{best} každého jednotlivého jedince a je pro celý roj jen jedno. Jedinec se pohybuje mezi aktuálním g_{best} a svým osobním p_{best} . Pokud jedinec najde p_{best} lepší než je dosavadní g_{best} , je tato hodnota g_{best} nahrazena a roj je přitahován k tomuto novému místu.
6. Rychlost v_n : rychlost změny výstupních parametrů v n -tém kroku oproti $n-1$ kroku.

Toto jsou základní výrazy, se kterými PSO pracuje. Nyní se podívejme na kroky popisující jednotlivé běhy algoritmu [12].

V prvním kroku musíme definovat řešený prostor. Jedná se o výběr parametrů fyzického problému, které potřebujeme optimalizovat, a omezení rozsahu, ve kterém má náš problém fyzikální řešení. Toto omezení je označeno jako $Xmin_n$ a $Xmax_n$, kde n je z rozsahu od 1 do N .

Dalším krokem je definice fitness funkce. Fitness funkce a definice řešeného prostoru jsou specificky určeny pro každou optimalizaci. Zbytek implementace není závislý na optimalizované struktuře.

Následně je inicializováno počáteční náhodné umístění roje a začíná prohledávání zadaného prostoru. Každý agent se pohybuje s náhodnou rychlostí po zkoumaném prostoru. Na každé nové pozici agenta je vypočítána hodnota fitness funkce p_{best} , která je porovnána s fitness funkcí minulé pozice. První hodnota g_{best} je vybrána z všech hodnot p_{best} na počátečních pozicích agentů. Další hodnota g_{best} je již porovnávána se všemi nově získanými hodnotami p_{best} . Jestliže je hodnota p_{best} nějakého agenta větší než doposud známá lokalizace s nejvyšší hodnotou, g_{best} je touto hodnotou nahrazena.

Velice důležitým parametrem optimalizace je rychlost pohybu jednotlivých agentů. Rychlost agenta je závislá na relativním umístění p_{best} a g_{best}

$$v_{n+1} = w \cdot v_n + c_1 \text{rand}() \cdot (p_{best,n} - x_n) + c_2 \text{rand}() \cdot (g_{best,n} - x_n) , \quad (6.1)$$

kde v_n je původní rychlost agenta v n -tém iteračním kroku a x_n je souřadnice agenta v prostoru v n -tém iteračním kroku. Parametr w je váhová konstanta. Velikost tohoto parametru určuje, nakolik zůstává agent podél svého původního směru neovlivněn tahem k p_{best} a g_{best} . Koeficienty c_1 a c_2 jsou mírou určení relativního tahu k p_{best} a g_{best} . Koeficient c_1 je faktor určující, jak je pohyb agenta ovlivněn vzpomínkou na jeho nejlepší místo (rostoucí c_1 povzbudí prozkoumávání prostoru kolem vlastního p_{best}). Funkce $\text{rand}()$ je náhodné číslo vedoucí k stochastické změně relativního tahu k p_{best} a g_{best} (má za cíl simulovat nepředvídatelnou část chování včelího jedince v roji) [12]. Nové souřadnice agenta získáme dle

$$x_{n+1} = x_n + \Delta t \cdot v_{n+1} , \quad (6.2)$$

kde Δt je časový krok, za který se změní pozice agenta.

Celý postup se opakuje, dokud není nalezeno optimální řešení nebo dokud neproběhne požadovaný počet iterací.

Matematický aparát tohoto algoritmu nemá žádná omezení, ale při řešení konkrétních technických problémů se může stát, že nalezené matematické řešení nemá adekvátní řešení ve skutečném světě. Proto do algoritmu zavádíme omezení, díky kterým jsme schopni ošetřit tyto stavy. Existuje několik mechanismů jak toho dosáhnout. Jednou z možností je omezení maximální dovolené rychlosti v_{max} pro každou z dimenzí N -rozměrného prostoru. Další možností vytyčení hranic technicky smysluplného řešení bylo zavedení váhových konstant w , c_1 a c_2 nebo zavedení alternativního vyjádření rychlosti (Clercova rychlost). Tyto mechanismy

se různě kombinují, ale ani tak nejsou dostačující podmínkou pro udržení řešení problému uvnitř zadaného prostoru. Proto byly navíc zavedeny tři různé okrajové podmínky.

První podmínkou je technika „absorpčních zdí“, kdy částice udeří do hranice řešeného prostoru jedné dimenze a její rychlost je v tom okamžiku stane nulovou. Částice bude poté tažena zpět k dovolenému řešenému prostoru. Zdi absorbují energii částice snažící se o opuštění řešeného prostoru.

Druhou technikou jsou „odrazné zdi“. Částice narazí do hranic prostoru a je odražena zpět. Dojde ke změně směru rychlosti.

Poslední technikou je „neviditelná stěna“. Částice má dovoleno letět bez jakéhokoliv omezení ven z řešeného prostoru. Nicméně u těchto částic se pak nehodnotí jejich fitness funkce [12].

6.2 Genetické algoritmy

Tato optimalizační metoda vychází z Darwinovy teorie o vývoji druhů. Zakladatelem metody je John Holland. Agenti jsou v této metodě připodobňováni k chromozomům, jež nesou informaci o jedinci. Chromozom je reprezentován posloupností jedniček a nul. Cílem algoritmu je vytváření kvalitnějších a silnějších jedinců než byli v generaci původní. K posouzení kvality jedinců nám opět slouží fitness funkce. Fitness funkce je jediná, která spojuje algoritmus s fyzickou stránkou optimalizovaného problému. Každý jedinec s konkrétní fitness funkcí odpovídá jednomu řešení zadaného problému, tzn. jednomu bodu z prohledávaného prostoru. Mechanismus, který každému jedinci v populaci přiřadí právě jedno řešení z prohledávaného prostoru, se nazývá kódování problému [9].

Jedinec může mít různou délku. Například při volbě délky chromozomu 8 bitů prohledáme prostor v $2^8 = 256$ bodech. Toto rozlišení odpovídá přesnosti nalezeného řešení rovně $1/256 = 0,0039$. Pokud bychom chtěli zvětšit přesnost nalezeného řešení, musíme zvětšit délku chromozomu. Při délce chromozomu 10 bitů je přesnost již $1/2^{10} = 0,00098$. Vzhledem k tomu, že budeme mít vždy chromozomy konečné délky, bude vždy z řešeného prostoru vybráno jen konečné množství bodů, a dojde tak k diskretizaci řešeného prostoru. Způsobů kódování je několik. Typ kódování volíme dle charakteru řešeného problému [9].

Dalším důležitým pojmem je schéma. Schématem se rozumí šablona řetězce s několika „určenými znaky“ 0 a 1 na zadaných pozicích v řetězci. Místo zbylých znaků řetězce je v šabloně „zástupný znak“ (např. *). Tato šablona pak určuje jistou podmnožinu všech možných řetězců dané délky. Řetězec se shoduje se schématem, jestliže se shodují všechny znaky řetězce a schématu na pozicích, na kterých se ve schématu nachází znaky 0 či 1 [18].

Důležitými parametry schématu jsou délka a řád. Délkou $\delta(H)$ schématu H rozumíme vzdálenost mezi první a poslední určenou pozicí schématu. Řádem $o(H)$ schématu H rozumíme počet určených pozic schématu. Důvodem zavedení schématu je sledování vývoje řetězců shodujících se s daných schématem v průběhu genetického algoritmu [18].

Prvním krokem algoritmu je zvolení počáteční populace jedinců. Ti jsou zvoleni zcela náhodně na zadaném definičním oboru. Po vytvoření první generace vypočítáme fitness funkce jednotlivých jedinců a seřadíme je podle fitness od její nejmenší po největší hodnotu. Na základě znalosti fitness funkcí chromozomů v populaci se snažíme vytvořit novou generaci. K vytvoření nové generace jsou potřeba následující tři kroky (někdy nazývané operátory) [9]:

Prvním operátorem je operátor výběru (selekce). Jedná se o vybrání jedinců původní generace, kterým bude umožněno podílet se na vytvoření jedinců generace nové. Provádí se

nejčastěji na principu vážené rulety. Pravděpodobnost výběru jedince je ovlivněna hodnotou jeho fitness funkce. Sečteme fitness funkce všech jedinců v populaci, pak pravděpodobnost výběru pro daného jedince je dána poměrem jeho fitness funkce f_i a získaného součtu $\sum f_i$

$$p_i = \frac{f_i}{\sum f_i} . \quad (6.3)$$

Další způsob výběru sestává ze seřazení rodičů podle jejich fitness funkce, z výběru poloviny jedinců s největší fitness funkcí a zahození zbytku populace. Tento způsob výběru se nazývá decimace populace [9].

Neméně oblíbeným způsobem výběru je turnajový výběr. Z rodičovské generace vybereme zcela náhodně dva jedince a rodičem jedinců nové generace se stane ten, který má lepší kvalitu.

Očekávaný počet řetězců shodujících se se schématem H po reprodukci je dán [18]

$$m(H, t+1) = m(H, t) \cdot \frac{f(H)}{\bar{f}} , \quad (6.4)$$

kde $f(H)$ je kvalita schématu v generaci (tzn. průměr kvalit všech řetězců v generaci shodujících se se schématem H) a $m(H, t)$ je počet prvků shodujících se se schématem v generaci po t -tém kroku algoritmu. A \bar{f} je průměrná kvalita řetězce v generaci získaná z následujícího vztahu [18]

$$\bar{f} = \frac{\sum f_i}{n} . \quad (6.5)$$

Dalším důležitým parametrem je rychlost nárůstu shodných počtu řetězců se shodným schématem. Pro kvalitu schématu v generaci platí [18]

$$f(H) = \bar{f} + \bar{f} \cdot c , \quad (6.6)$$

kde c je konstanta. Pak rovnici (6.4) lze přepsat na tvar [18]

$$m(H, t+1) = m(H, t) \cdot \frac{\bar{f} + \bar{f} \cdot c}{\bar{f}} = (1 + c) \cdot m(H, t) . \quad (6.7)$$

Pro $t = 0$ (tedy počáteční generaci) platí [18]

$$m(H, t+1) = m(H, 0) \cdot (1 + c)^t . \quad (6.8)$$

Reprodukce tedy zajišťuje exponenciální nárůst počtu řetězců, které se shodují s nadprůměrnými schématy v generaci.

Druhým operátorem je křížení. Zde dochází k výměně informací mezi chromozomy a ke vzniku nových jedinců. Vybereme náhodně dva jedince z rodičovské populace. Podle zadané podmínky (např. křížení na třetí pozici) rozdělíme tyto jedince a vyměníme jejich části. Vznikají nám tak dva zcela noví jedinci s odlišnou fitness funkcí, než měli jejich rodiče. Tito noví jedinci však nemusí být kvalitnější než jejich rodiče.

Ke křížení vybraných řetězců nemusí dojít vždy. Cíleně zadáváme určitou pravděpodobnost, za které ke křížení dojde. Když vybereme dva jedince z rodičovské generace a díky zadané pravděpodobnosti ke křížení nedojde, jsou tyto rodiče posláni do nové populace beze změny.

Křížení má destruktivní vliv na schémata, a to hlavně tehdy, pokud křížíme v místě, po jehož obou stranách jsou určené znaky. Některá schémata jsou náchylnější na destrukci než jiná. Pravděpodobnost, že se ani jeden z potomků nebude shodovat se schématem jednoho z rodičů, je dána vztahem [18]

$$p_d \leq \frac{\delta(H)}{l-1}, \quad (6.9)$$

kde $\delta(H)$ je délka schématu (počet míst, na kterých může dojít ke zničení schématu) a l je délka řetězce. Doplnková pravděpodobnost $(1 - p_d)$ udává, jaká je pravděpodobnost, že po zkřížení dvou řetězců, kdy jeden se shoduje se schématem H , vznikne alespoň jeden řetězec se shodným schématem. Do výpočtu je třeba zahrnout to, že ke křížení dochází s určitou pravděpodobností p_c , pak pravděpodobnost přežití alespoň jednoho řetězce shodujícího se se schématem H je [18]

$$p_s \geq 1 - p_c \cdot \frac{\delta(H)}{l-1}. \quad (6.10)$$

Předpokládaný počet řetězců v nové generaci shodujících se se schématem H po operacích reprodukce a křížení je tedy dán vztahem [18]

$$m(H, t+1) \geq m(H, t) \cdot \frac{f(H)}{f} \cdot [1 - p_c \cdot \frac{\delta(H)}{l-1}]. \quad (6.11)$$

Exponenciální nárůst počtu řetězců v generaci po provedení reprodukce a křížení mají schémata s nadprůměrnou kvalitou a relativně malou délkou.

Posledním operátorem k vytvoření nové generace je mutace. Uplatnění mutace při vytváření nové generace podléhá opět určité pravděpodobnosti p_m . Obvykle se volí menší pravděpodobnost než u křížení. U jedince, u kterého má dojít k mutaci, se na předem určené pozici provede záměna stávající hodnoty za opačnou. Mutace nám pomáhá v situacích, kdy jsou si řetězce v rodičovské populaci hodně podobné, jejich křížením vznikají potomci podobní svým rodičům a algoritmus stagnuje. Mutace tedy udržuje různorodost populace.

Pravděpodobnost, že po mutaci řetězce bude jeden z potomků shodný se schématem rodiče je $(1-p_m)^{o(H)}$. Pro velmi malou pravděpodobnost mutace se dá tento výraz aproximovat výrazem $1 - o(H)p_m$. Proto očekávaný počet řetězců shodujících se se schématem H v nové generaci bude [18]

$$m(H, t+1) \geq m(H, t) \cdot \frac{f(H)}{f} \cdot [1 - p_c \cdot \frac{\delta(H)}{l-1} - o(H) \cdot p_m]. \quad (6.12)$$

Příspěvek mutace ke ztrátě schématu je tedy tím nižší, čím nižší je řád schématu. Tyto tři kroky se opakují do té doby, než je nalezen nejlepší jedinec nebo než proběhne zadaný počet iterací.

Algoritmus založený na náhodě, jakým genetické algoritmy bezpochyby jsou, s sebou přináší některá rizika a nedokonalosti, která je třeba ošetřit. Například kódování. Přiřazení čísla z definičního oboru konkrétnímu řetězci pouhým převodem tohoto čísla na binární a vydělení číslem 255 (255 je největší číslo při použití délky řetězce 8 bitů) je jednoduché, ale není zcela ideální. Proto se častěji místo výše zmíněného binárního kódování používá Grayův kód. Hlavní výhodou je to, že dva sousední body v prohledávaném prostoru se liší od sebe pouze na jedné pozici. Volbou lepšího kódování si zajistíme, že v okamžiku, kdy se nám v populaci objeví silné řetězce s vybraným schématem, nedejde k tomu, že by se body kódované těmito řetězci vzdálily z okolí určeného tímto schématem [18].

Dalším problémem je ztráta dosud nalezeného maxima. Abychom tomu zabránili, zařadíme do algoritmu novou operaci – elitářství. Tento operátor funguje tak, že pošle určený počet nejlepších jedinců ze současné generace do generace budoucí, aniž by byli podrobeni jakékoliv změně [18].

Dalším problémem je stagnace algoritmu v okamžiku, kdy řetězce kódují body blízké maxima. Algoritmus již nehledá lepší řešení, ale náhodně se pohybuje v prostoru kolem maxima. Tato situace je způsobená rovnoměrným rozložením řetězců na ruletě. Operátor, který nám umožní rozlišení řetězců, které se od sebe již skoro neliší, je škálování kvality. Principem je přepočítání kvality jednotlivých řetězců tak, aby se zvětšil rozdíl mezi nimi, ale nedošlo k narušení vzájemného vztahu mezi nimi. Při zvětšení rozdílu mezi řetězci budou mít nadprůměrné řetězce větší pravděpodobnost vylosování než průměrné řetězce i při srovnatelné kvalitě všech řetězců. Ale ani škálování není bez vady. Při použití tohoto operátoru se můžeme dostat do záporné kvality některých slabších řetězců. Řešením tohoto stavu je nepoužít operátor škálování v situacích, kdy by mohl tento problém nastat, použít jiný typ škálování nebo škálovat tak, aby vhodnou volbou podmínek nejmenší škálovací hodnota vyšla nulová [18].

6.3 GA versus PSO

PSO se vyznačuje jednoduchostí algoritmu (je zde menší počet operátorů – těmi jsou velikost populace a váhové koeficienty w , c_1 , a c_2). U GA je kromě volby velikosti populace potřeba tří operátorů k řízení běhu algoritmu (mutace, křížení, výběr). Výhoda menšího počtu operátorů je v jednoduchosti a rychlosti výpočtu. Ale o to důležitější je správná volba operátorů. Bylo zjištěno, že u PSO je snazší ovlivnit konvergenci pomocí váhových koeficientů. U GA dochází často ke stagnaci, kdy nakonec mají všichni jedinci v generaci stejný genetický kód a křížení v takové stejnorodé populaci má malý nebo žádný efekt (následná generace je skoro stejná jako ta původní). U PSO se tomuto problému předchází správnou volbou váhových koeficientů.

V roce 2002 bylo provedeno několik pokusů o spojení těchto dvou algoritmů. Nejlepších výsledků bylo zatím dosaženo při použití populace optimalizované pomocí PSO jako počáteční populace pro GA [12].

6.4 Implementace PSO v MATLABu

Pokud nevyužijeme možnost optimalizace přímo v CST MS nebo v IE3D je možné použít jiných komerčně dostupných programů. Jedním z takových programů je i MATLAB. MATLAB je programový balíček americké společnosti The MathWorks, Inc. Jedná se o integrované prostředí pro technicko-vědecké výpočty, modelování, návrhy algoritmů, simulace, analýzu a prezentaci dat, měření a zpracování signálů, návrhy řídicích a komunikačních systémů. MATLAB je nástroj jak pro pohodlnou interaktivní práci, tak pro vývoj širokého spektra aplikací [17].

Spolupráci mezi MATLABem a CST MS můžeme provést několika způsoby. Jedním z nich je vytvoření maker, která využívají spojovací funkce Excelu. Nejprve musíme konfigurovat Excel k volání doplňkových funkcí Excelu (maker). Takto je možné ovládat jen dvojrozměrná číselná pole, jednorozměrné řetězce a dvojrozměrné paměťové matice. Makra neumí pracovat s vícerozměrnými poli a strukturami.

Samotnou implementaci optimalizačního algoritmu v MATLABu si přiblížíme v několika následujících řádcích [15]. V elektronické příloze je soubor s názvem *optim_pso5*. V prvním kroku je třeba definovat proměnné.

```

frek=[1 9]; % rozmezí frekvencí na kterých chceme provádět optimalizaci
g_min = 0.1;
g = g_min + 10e5; % inicializace hodnota krit. funkce
iterace = 50 ; % počet generací
agents=50; % počet jedinců v generaci
roj = Init (agents, 'pso_init.dat', vmax, 'optim.xls', 'mod\optim.mod');
% počet jedinců, okrajové podmínky, rychlost, excel makro, soubor se
strukturou v CST MS
k = 0;

```

V souboru *pso_init.dat* si definujeme číselné rozmezí měněných parametrů antény [15]. V tomto případě jsou měněny tři rozměry antény (A1, A2, A6). Soubor *mod\optim.mod* volá strukturu v programovém prostředí CST MS. Soubor *optim.xls* obsahuje makra, která inicializují a řídí běh spolupráce MATLABu a CST MS. Výpis makra je uveden zde [15].

```

Dim studio As Object
Dim mws As Object

```

```

Sub MWS_Init(file)
    Application.DisplayAlerts = False
    Set studio = CreateObject("CSTStudio.Application")
    Set mws = studio.OpenFile(file)
End Sub

```

```

Sub MWS_Solve(A1, A2, A6)
    Application.DisplayAlerts = False
    mws.StoreParameter "A1", A1
    mws.StoreParameter "A2", A2
    mws.StoreParameter "A6", A6

    mws.Rebuild

    mws.solver.Start
End Sub

```

Po definici mezí a základních proměnných je třeba inicializovat počáteční náhodné umístění roje prostoru.

```

function roj = Init (n, file_name, vmax, excel_file, mod_file);
    init_state = load (file_name);
    m = length (init_state (:,1)); % počet variabilních proměnných
    roj. n = n;
    roj. m = m;
    roj. g_best. f = 1e+100;
    roj. g_best. var = zeros (1, m);
    roj. g_best. fr = zeros (1, 1001);
    roj. p_best. f = 1e+100 * ones (1, n);
    roj. p_best. var = zeros (n, m);
    roj. min = (init_state (:, 1) * ones (1, 1))';
    roj. max = (init_state (:, 2) * ones (1, 1))';
    roj. delta = roj. max - roj. min;
    roj. v = vmax * (1 * zeros (n, m) - 0); %pocatecni rychlost nulova
    roj. var = ones (n, 1) * roj. min + (ones (n, 1) * roj. delta) .* rand
(n, m);

```

Spuštění Microsoft Excel jako COM serveru a tím následné spuštění makra pro ovládání CST MS se provádí příkazy na následujících řádcích [15].

```

roj. h = actxserver('excel.application');
Open(get (roj. h, 'Workbooks'), [cd, '\', excel_file]);
set (roj. h, 'Visible', 1);
Run (roj. h, 'List1.MWS_Init', [cd, '\', mod_file]);

```

Po náhodném umístění agentů začíná prohledávání zadaného prostoru.

```

while (g > g_min & k < iterace),
    [fxy,f,s11,frind] = eval_f5 (roj,frek);
    [roj,s11_best] = update_best (roj, fxy, s11);
    roj = update_v (roj, 0.5, 1.49, 1.49, vmax);
    roj = update_position (roj, 1);
    k = k + 1;
    aa = [k roj. g_best. f roj. g_best. var]

    % proměnné k ukládání hodnot
    maa(k,:)=aa;
    mfx(k,:)=fxy;
    ms11_best(k,:)=s11_best;
    zobraz(f,frek,g_min,maa,ms11_best);
    clear s11 s11_best aa;
    save(name, 'f', 'frek', 'g_min', 'iterace', 'agents', 'maa', 'mfx',
'ms11_best');
end;

```

Způsob prohledávání prostoru spočívá ve změnách jednotlivých parametrů algoritmu. V první řadě změna pozice agenta. V této části je řešeno i vytyčení smysluplných fyzikálních hranic řešeného prostoru zavedením okrajové podmínky [15].

```

function roj2 = update_position (roj, dt);
    roj. var = roj. var + dt * roj. v;
    for i = 1:roj. n, % pokud to přesáhne hranici, změní se na pozici hranice
        for j = 1:roj. m,
            if (roj. var (i, j) < roj. min (j))
                roj. var (i, j) = roj. min (j);
            end;
            if (roj. var (i, j) > roj. max (j))
                roj. var (i, j) = roj. max (j);
            end;
        end;
    end;
    roj2 = roj;

```

Dalším parametrem prohledávání prostoru je změna rychlosti agenta,

```

function roj2 = update_v (roj, w, c1, c2, vmax);
    roj. v = w * roj. v + c1 * rand (roj. n, roj. m) .* (roj. p_best. var
- roj. var) + c2 * rand (roj. n, roj. m) .* ((ones (roj. n, 1) *
roj. g_best. var) - roj. var);
    roj2 = roj;

```

a ohodnocení fitness funkce na aktuální pozici.

```

function [roj2, s11_best] = update_best (roj, fxy, s11);
    for i = 1:roj. n,
        if (roj. p_best. f (i) > 1e+99 | roj. p_best. f (i) > fxy (i))

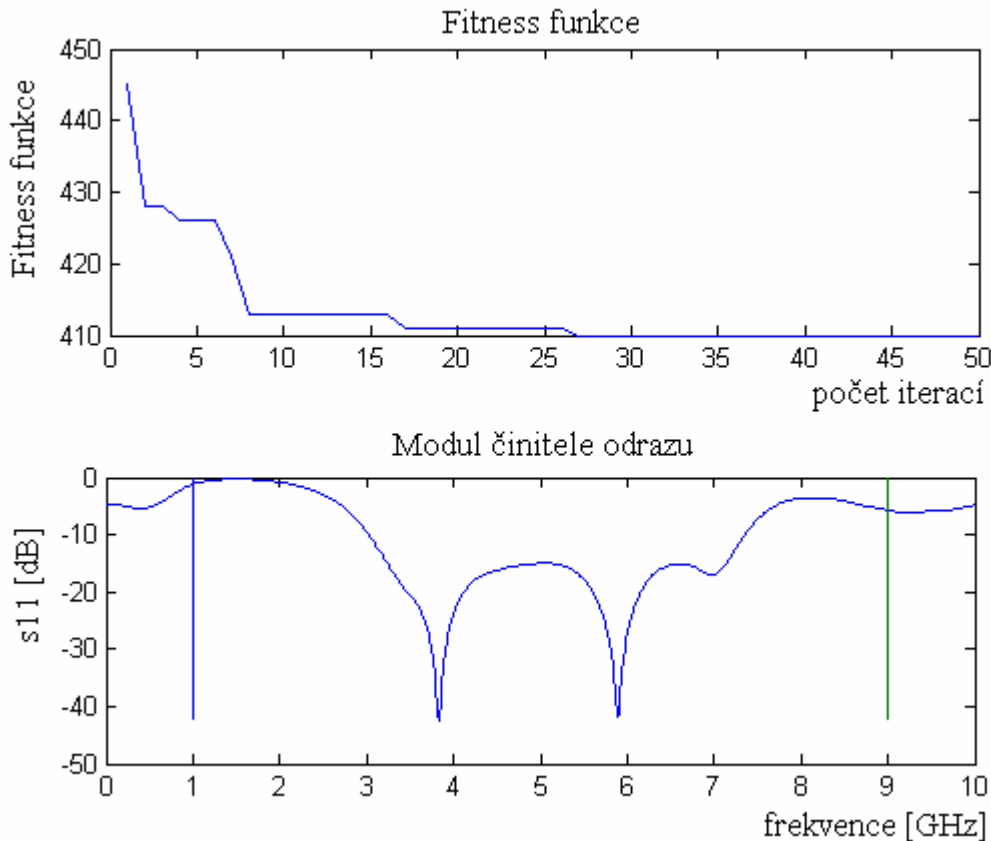
```

```

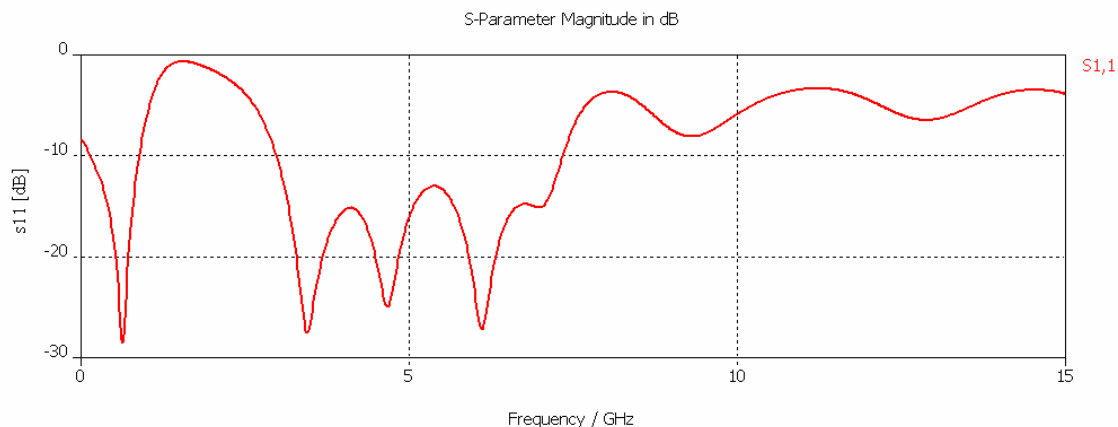
    roj. p_best. f (i) = fxy (i);
    roj. p_best. var (i, :) = roj. var (i, :);
end;
end;
[m, i] = min (fxy);
if (roj. g_best. f > 1e+99 | roj. g_best .f > m)
    roj. g_best. var = roj. var (i, :);
    roj. g_best. f = m;
    roj. g_best. fr = s11(i,:); % hodnota s11 nejlepšího jedince
end;
s11_best=roj. g_best. fr;
roj2 = roj;

```

Grafickým výstupem tohoto programu je obr. 6.1 pro křížový monopol, obr. 6.3 pro vidlový monopol a obr. 6.5 pro koplanární dipól. Je zde vykreslen průběh vývoje kritériální funkce a průběh výsledného parametru s_{11} . Na obr. 6.2, obr. 6.4 a obr. 6.6 je vykreslen modul činitele odrazu získaný opětovnou simulací v CST MS po dosažení rozměrů získaných po optimalizaci v MATLABu. Analogicky lze implementovat jakoukoliv optimalizační metodu nebo lze využít Optimization Toolboxes v MATLABu.

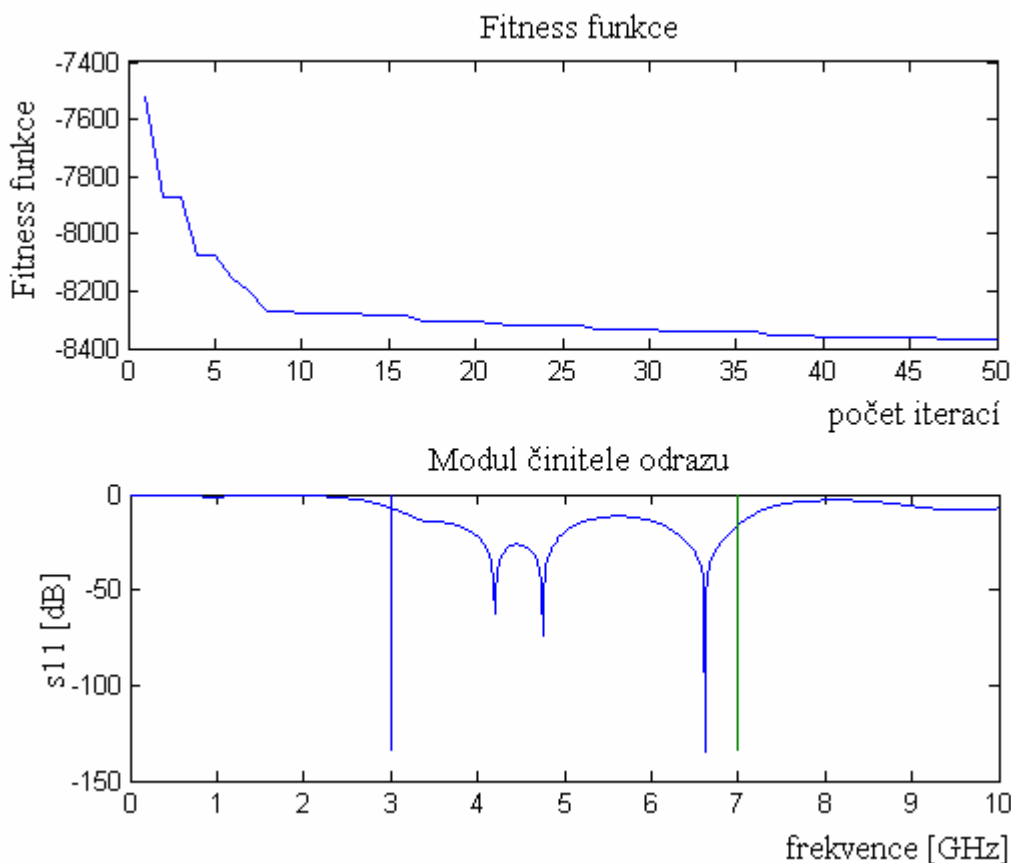


Obr. 6.1 Modul činitele odrazu optimalizovaného křížového monopolu na substrátu Arlon 25N (počítáno v MATLABu).

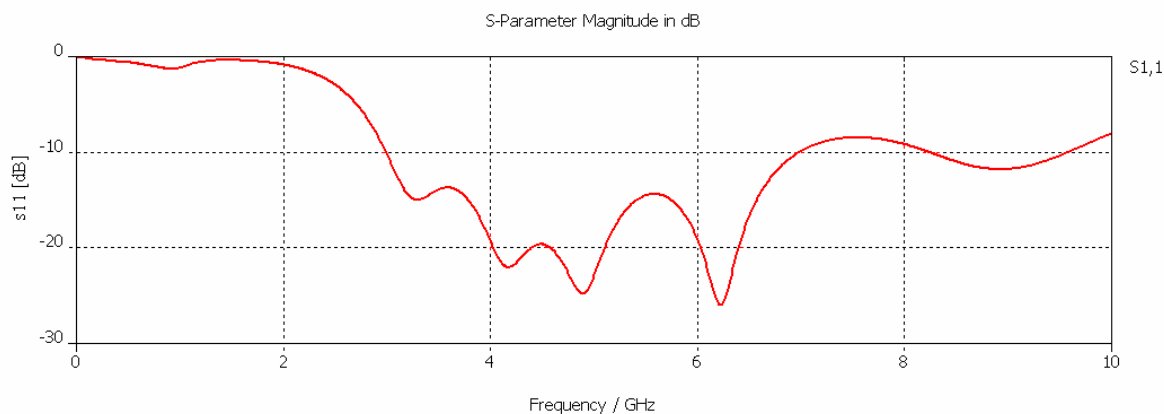


Obr. 6.2 Modul činitele odrazu optimalizovaného křížového monopólu na substrátu Arlon 25N (počítáno v CST MS).

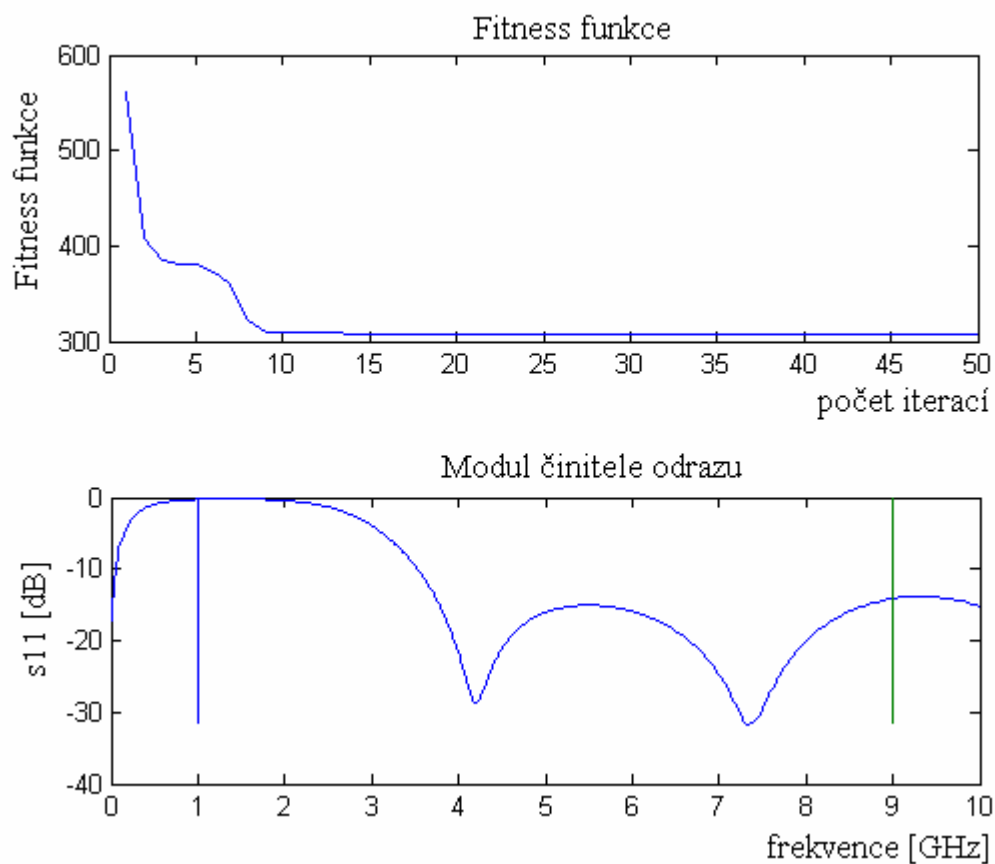
Při porovnání znovu provedené simulace v CST MS s průběhy činitele odrazu z MATLABu je vidět, že největší shody bylo dosaženo u koplanárního dipólu. Ale i ostatní struktury dosahují poměrně dobré shody, hlavně v hledané šířce pásma pro pokles činitele odrazu na -10 dB. Rozdíly mohou být způsobeny odlišnou definicí okrajových podmínek nebo použitým matematickým aparátem.



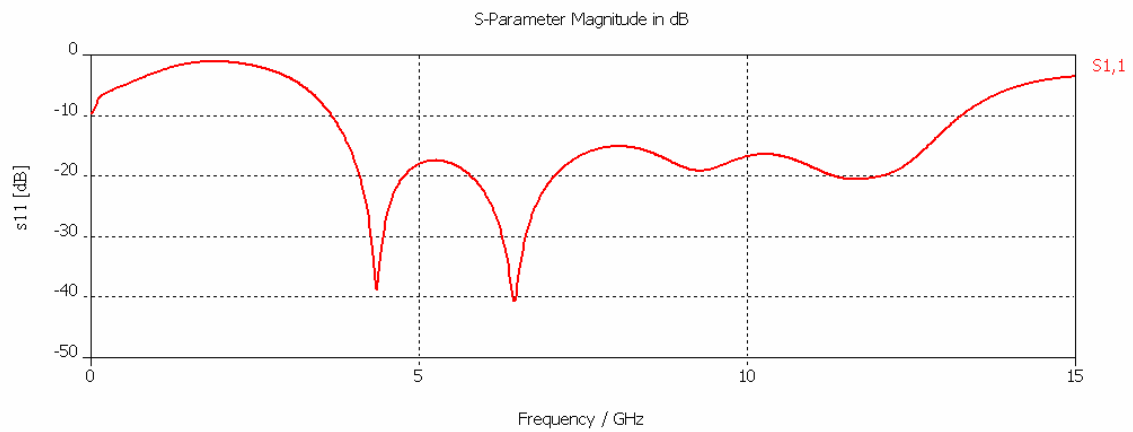
Obr. 6.3 Modul činitele odrazu optimalizovaného vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N (počítáno v MATLABu).



Obr. 6.4 Modul činitele odrazu optimalizovaného vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N (počítáno v CST MS).



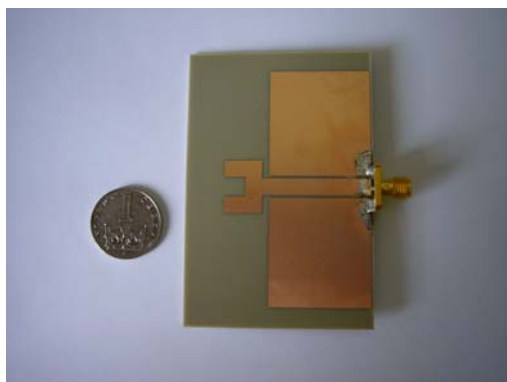
Obr. 6.5 Modul činitele odrazu optimalizovaného poplanárního dipólu na substrátu FR4 (počítáno v MATLABu).



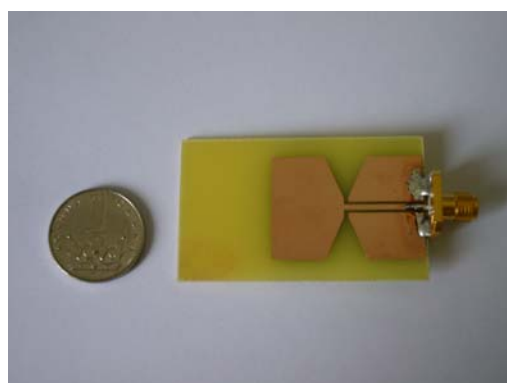
Obr. 6.6 Modul činitele odrazu optimalizovaného koplanárního dipólu na substrátu FR4 (počítáno v CST MS).

7 Výroba a měření

Pro první výrobu, sloužící hlavně k ověření výsledků ze simulací, byl vybrán vidlový monopól na substrátu Arlon 25N a koplanární dipól na substrátu FR4. Na obr. 7.1 a 7.2 jsou vyfoceny hotové antény vyrobené ve školní dílně.

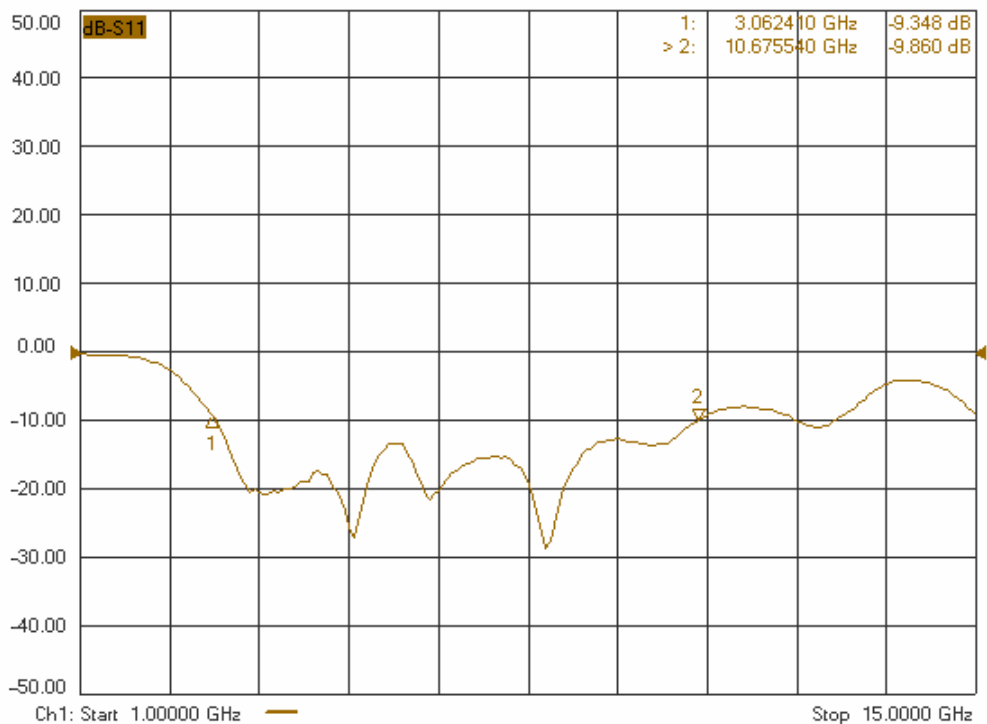


Obr. 7.1 Pohled na vyrobený vidlový monopól na substrátu Arlon 25N

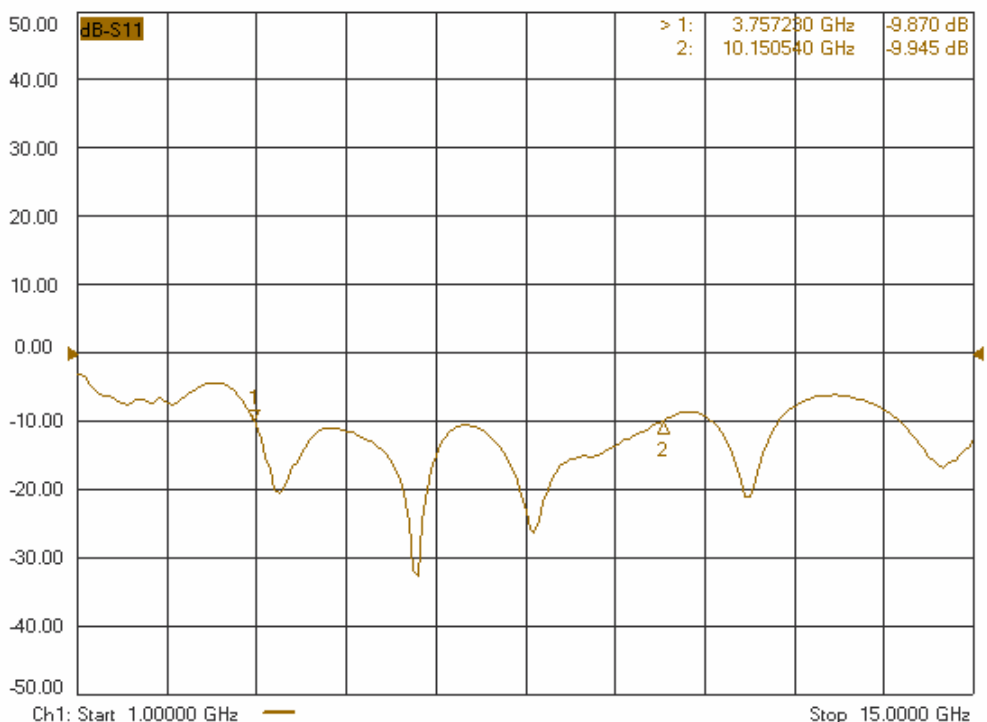


Obr. 7.2 Pohled na vyrobený koplanární dipól na substrátu FR4

Měření byla provedena na vektorovém analyzátoru Agilent E8364B. Vektorový analyzátor Agilent E8364B je určen pro měření s - parametrů v rozsahu frekvencí od 10 MHz do 50 GHz. Přístroj je přes síťové rozhraní připojen k PC a umožňuje snadný přenos naměřených dat pro další zpracování. Na obr. 7.3 a 7.4 jsou naměřené průběhy modulu činitele odrazu. Dosažené šířky pásem pro pokles činitele odrazu na -10 dB jsou pro vidlový monopól 111% a 92 % pro koplanární dipól vztaženo ke střednímu kmitočtu dané šířky pásma 6,9 GHz.

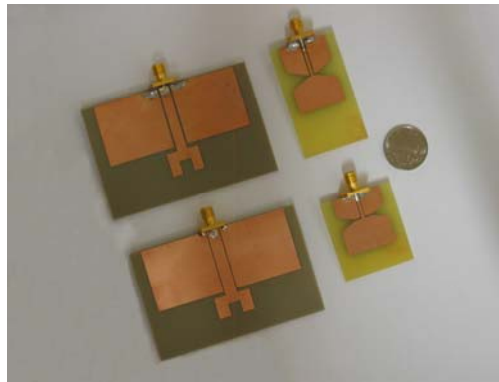


Obr. 7.3 Detail naměřených hodnot činitele odrazu vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N na rozsahu 1-15 GHz (Agilent E8364B)

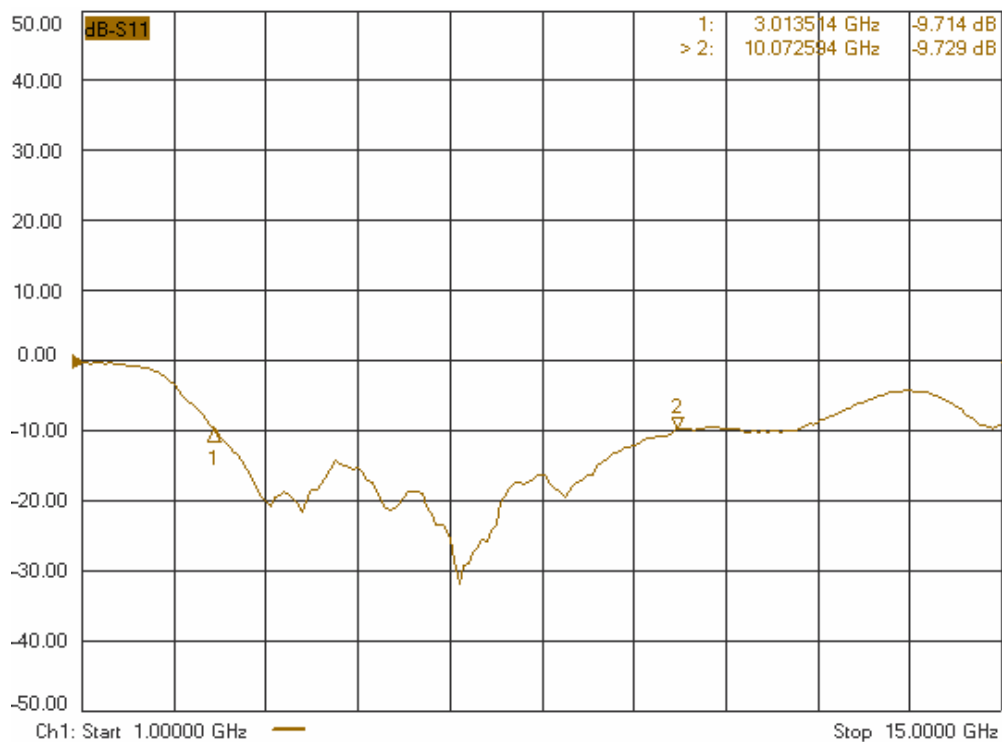


Obr. 7.4 Detail naměřených hodnot činitele odrazu koplanárního dipólu na substrátu FR4 na rozsahu 1-15 GHz (Agilent E8364B)

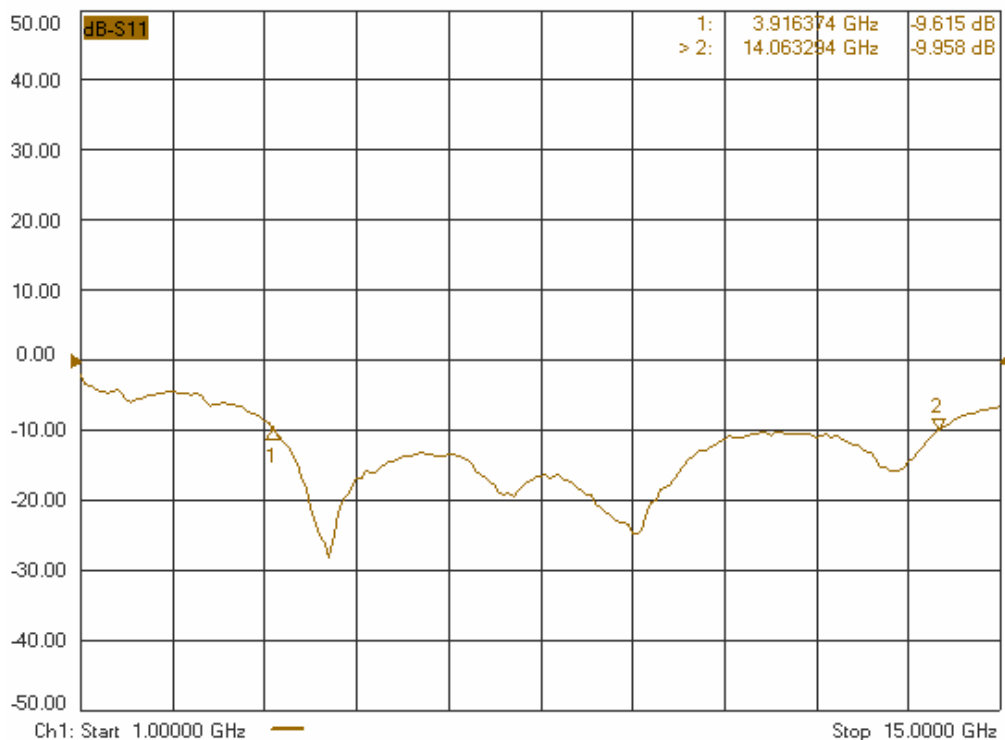
Výroba optimalizovaných antén byla provedena též v školní laboratoři. Výsledky z měření činitele odrazu na vektorovém analyzátoru Agilent E8364B jsou na obr. 7.6 a 7.7. Na obr.7.5 jsou vyfoceny optimalizované i neoptimalizované antény pro vizuální porovnání rozdílů.



Obr. 7.5 Původní a optimalizované antény pro vizuální porovnání rozdílu ve velikostech.



Obr. 7.6 Detail naměřených hodnot činitele odrazu optimalizovaného vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N na rozsahu 1-15 GHz (Agilent E8364B)



Obr. 7.7 Detail naměřených hodnot činitele odrazu optimalizovaného koplanárního dipólu na substrátu FR4 na rozsahu 1-15 GHz (Agilent E8364B)

Na obr. 7.6 a 7.7 jsou naměřené průběhy modulu činitele odrazu optimalizovaných antén. Dosažené šířky pásem pro pokles činitele odrazu na -10 dB jsou pro vidlový monopól 107,9 % (pro střední kmitočet dané šířky pásma 6,5 GHz) a 112,9 % pro koplanární dipól vztaheno ke střednímu kmitočtu dané šířky pásma 8,9 GHz.

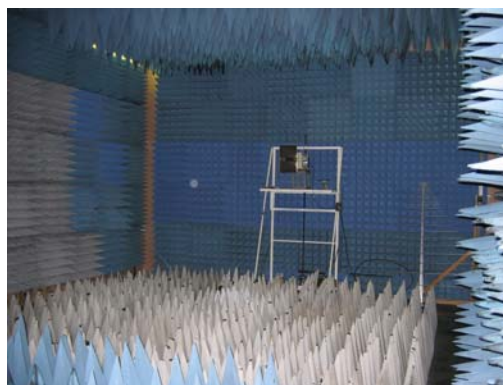
Měření směrových charakteristik (ERA Pardubice)

Měření směrových charakteristik bylo provedeno v bezodrazové komoře společnosti ERA Pardubice ing. Vítězslavem Krčmářem. Společnost ERA se zaměřuje na výzkum a vývoj v oblasti rozvoje a výroby pasivních sledovacích systémů jak pro sledování letového provozu, tak pro aplikace v rámci obrany vzdušného prostoru. Značnou část aktivit společnosti tvoří také vývoj speciálního software, zejména pro radarové systémy, které zpracovávají a zobrazují údaje v reálném čase. Svoje postavení si vybudovala na dlouhodobém a úspěšném výzkumu a vývoji pasivních sledovacích systémů [16].

Měřené antény byly umístěny na točně, aby bylo možné měřit směrové charakteristiky v rozsahu $0^\circ - 360^\circ$ (viz. obr. 7.8 a). Antény byly ozařovány pomocí trychtýřové Hornovy antény (viz. obr. 7.8 b) v rovině E i H. Směrové charakteristiky získané při těchto měření jsou uváděny v normovaném tvaru (tzn. maximum = 0 dB). Měření byla, z časových důvodů, provedena jen na několika málo kmitočtech. Tyto kmitočty byly voleny podle naměřených s_{11} parametrů jednotlivých antén. Naměřené směrové charakteristiky antén na jednotlivých kmitočtech jsou uvedeny až v kapitole 7.1, kde jsou porovnávány se směrovými charakteristikami získanými ze simulace v CST MS.



a)



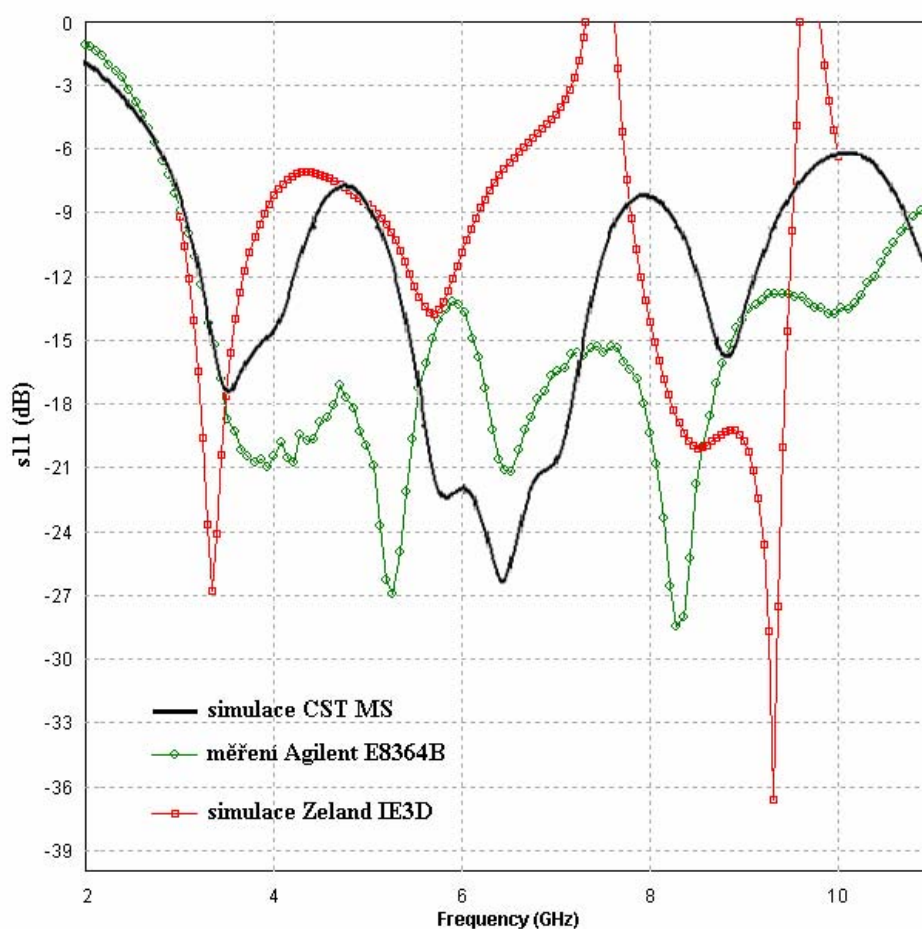
b)

Obr. 7.8 Umístění měřené antény na točňě v bezodrazové komoře (a) a pohled do bezodrazové komory na trychtýř antény ozařovače (b).

7.1 Porovnání výsledků z měření a ze simulací

Původní návrhy antén

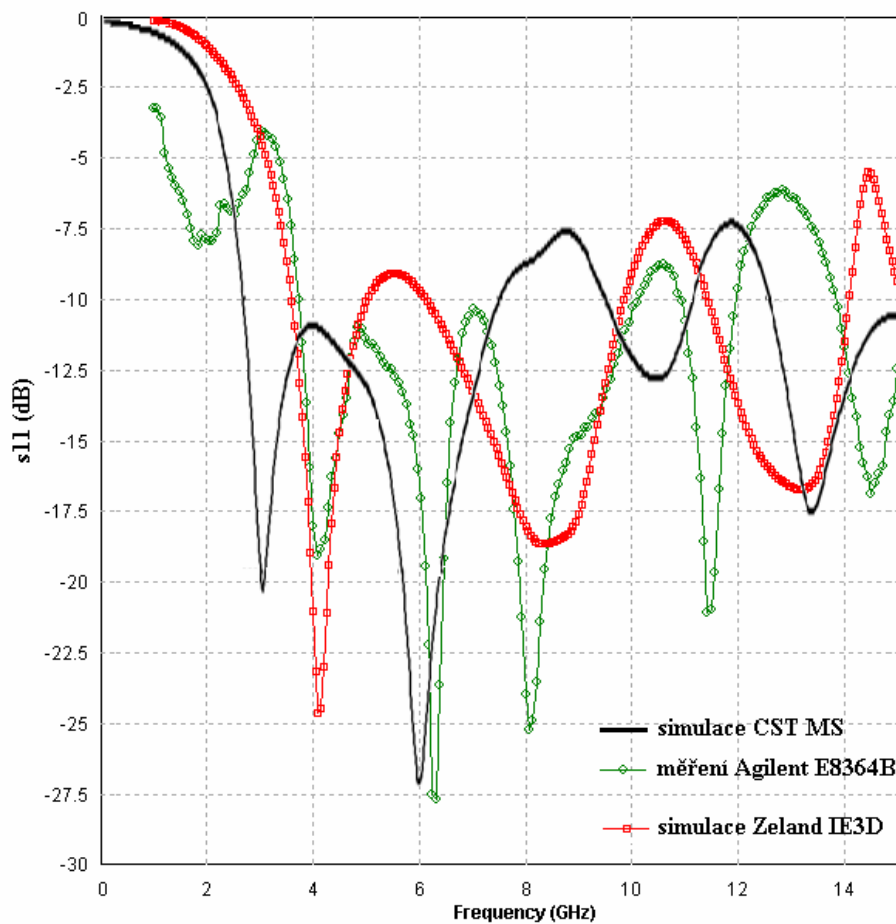
Zde jsem se rozhodla provést srovnání výsledků měření a simulací neoptimalizovaných antén. Ač by se zdálo, že nejsou pro konečný výsledek této práce až tolik důležité, v průběhu celoroční práce byly velice cennou pomůckou pro korekci nepřesností, které vznikaly při simulacích v obou komerčně dostupných softwarech a velkou měrou tak přispěly ke konečnému výsledku.



Obr. 7.9 Porovnání naměřených hodnot vyrobeného vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N (zelená), simulací v Zeland IE3D (červená) a CST MS (černá).

Kladnými hodnotami parametru s_{11} získanými v programu Zeland IE3D (červená křivka) jsem se již zabývala v kapitole 5.4. Tato chyba byla s největší pravděpodobností způsobená nevhodným rozmístěním prvků při automatické diskretizační proceduře. Vzhledem k rozměrům a tvaru antény jsem se při parametrickém „mešování“, kdy ovlivňujeme počet, velikost a tvar diskretizačních buněk, dostala na takové množství buněk, že z důvodů dostupné výpočetní techniky, nebylo možné provést simulaci na celém požadovaném rozsahu kmitočtů. Proto byla provedena simulace, s dostatečným počtem buněk, jen na omezeném rozsahu kmitočtů (v oblastech kladných hodnot s_{11} 7,7 – 7,9 GHz a 9,4 – 9,6 GHz). Výsledky ukázaly, že při takovémto počtu buněk se již kladné hodnoty s_{11} parametru nevyskytují. Tato zjištění vedla k tomu, že bylo přistoupeno k výrobě antén z původních návrhů, abychom

ověřili výsledky simulací dříve, než přistoupíme k optimalizaci. V obou případech simulace v CST MS byly blíže realitě než simulace v Zeland IE3D. Toto tvrzení dokazuje i porovnání výsledků v tab. 7.1.



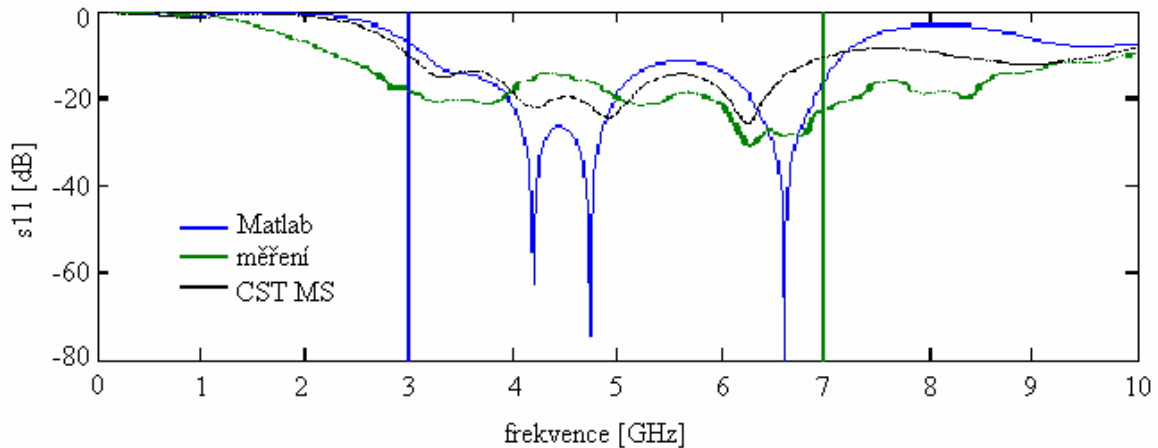
Obr. 7.10 Porovnání naměřených hodnot vyrobeného koplanárního dipólu na substrátu FR4 (zelená) a simulací v Zeland IE3D (červená) a CST MS (černá).

		simulace CST MS		simulace Zeland IE3D			měření
Vidlový monopól substrát 25N	B_f [GHz]	1,31	2,47	0,78	0,75	1,67	7,60
	f_c [GHz]	3,78	6,39	3,41	5,67	8,67	6,90
	B_f [%]	43,55	38,71	22,74	13,24	109,62	111
	s_{11} [dB]	-18,04	-28,52	-26,45	-13,76	-36,63	-28,50
Koplanární dipól substrát FR4	B_f [GHz]	4,89		1,46	3,67	2,68	6,40
	f_c [GHz]	4,92		4,31	8,00	12,38	6,90
	B_f [%]	99,47		33,78	45,81	21,62	92
	s_{11} [dB]	-27,57		-24,62	-18,65	-16,72	-27,59

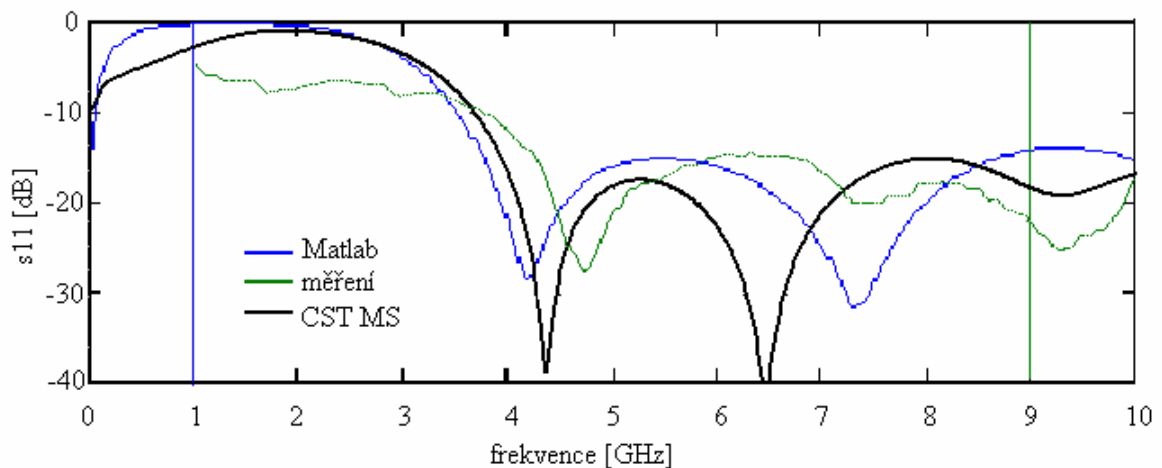
Tab. 7.1 Porovnání získaných hodnot vyrobených antén a hodnot získaných při simulacích v obou simulačních programech (B_f je šířka pásma pro pokles činitele odrazu na -10 dB, (PSV = 2) a f_c je střední kmitočet dané šířky pásma).

Optimalizované antény

Na následujících několika stránkách jsou porovnány získané parametry optimalizovaných antén. Na obr. 7.11 je porovnání s_{11} parametrů vidlového monopólu získaných z optimalizačního procesu v MATLABu (modrá křivka), simulací v CST MS (černá křivka) a z měření na vektorovém analyzátoru Agilent E8364B (zelená křivka). Analogicky je provedeno srovnání koplanárního dipólu v obr. 7.12. U koplanárního dipólu bylo dosaženo větší shody měřené antény se simulacemi. Také výsledky, kterých bylo u této antény dosaženo jsou v porovnání s vidlovým monopolem mnohem lepší. V tab. 7.2 je provedeno číselné srovnání těchto hodnot.



Obr. 7.11 Porovnání naměřených hodnot vyrobeného optimalizovaného vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N (zelená) a simulací v Matlabu (modrá) a CST MS (černá).



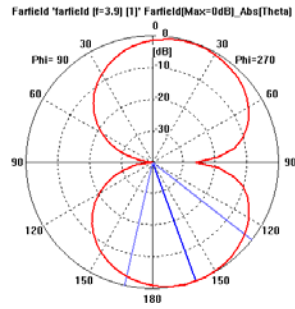
Obr. 7.12 Porovnání naměřených hodnot vyrobeného optimalizovaného koplanárního dipólu na substrátu FR4 (zelená) a simulací v Matlabu (modrá) a CST MS (černá).

		simulace CST MS	optimalizace Matlab	měření
Vidlový monopól substrát 25N	B_f [GHz]	3,95	4,05	7,06
	f_c [GHz]	4,97	5,19	6,54
	B_f [%]	79,48	78,11	107,90
	s_{11} [dB]	-25,94	-134,10	-32,31
Koplanární dipól substrát FR4	B_f [GHz]	9,57	6,48	10,15
	f_c [GHz]	8,46	6,76	8,99
	B_f [%]	113,09	95,86	112,91
	s_{11} [dB]	-40,27	-31,79	-27,18

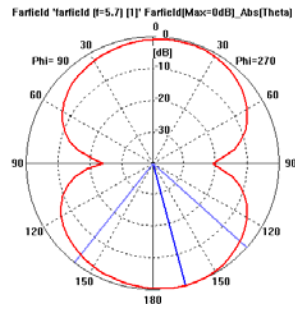
Tab. 7.2 Porovnání získaných hodnot vyrobených optimalizovaných antén a hodnot získaných při simulacích (B_f je šířka pásma pro pokles činitele odrazu na -10 dB, ($PSV = 2$) a f_c je střední kmitočet dané šířky pásma).

Dále je provedeno porovnání směrových charakteristik optimalizovaných antén ze simulací v CST MS a z měření v ERA Pardubice. Na obr. 7.13a jsou zobrazeny směrové charakteristiky ve vzdálené oblasti v rovině E z programu CST MS pro vidlový monopól. Tyto charakteristiky jsou normované (tzn. maximum = 0 dB), aby je bylo možné porovnat se směrovými charakteristikami na obr. 7.13b, které jsme získali při měření v bezodrazové komoře v Pardubicích. Na obr. 7.14a a obr. 7.14b je uvedeno porovnání směrových charakteristik v rovině H. Jak již bylo uvedeno, měření byla z časových důvodů provedena jen na několika málo kmitočtech uvedených níže. Navíc některé měřené směrové charakteristiky jsou díky reálnému uchycení antény při měření, pootočený oproti charakteristikám ze simulací o 90° . Při jejich srovnávání je tedy nutné na tuto skutečnost brát ohled.

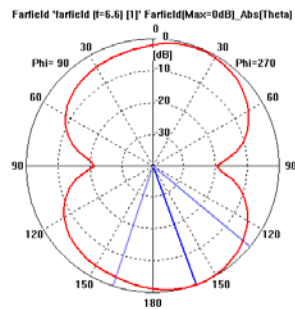
Frequency = 3.9
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 160.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 65.1 deg.



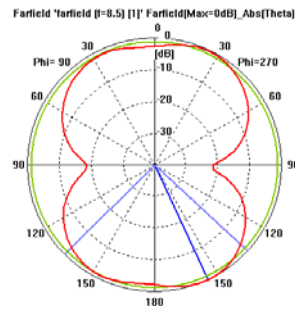
Frequency = 5.7
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 165.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 86.7 deg.



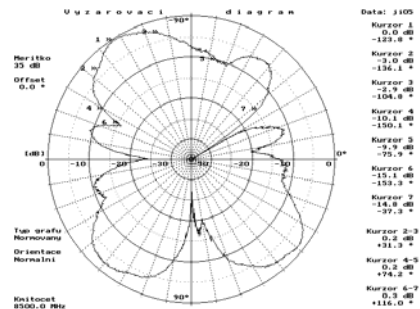
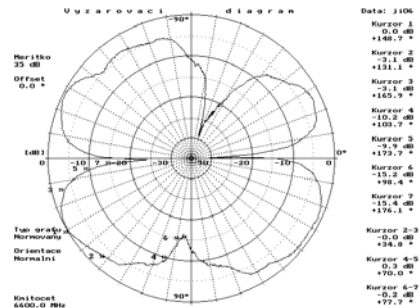
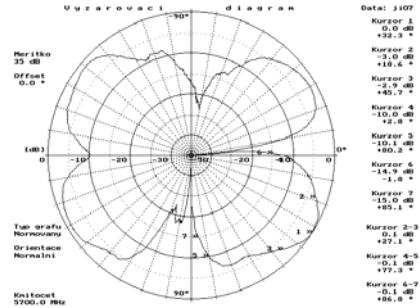
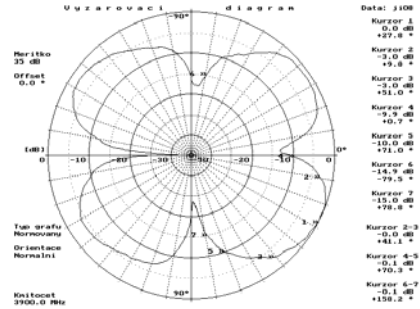
Frequency = 6.6
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 160.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 68.8 deg.



Frequency = 8.5
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 155.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 92.3 deg.
 Side lobe level = -1.1 dB



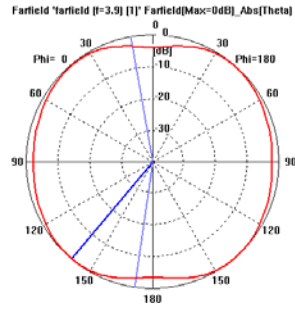
a)



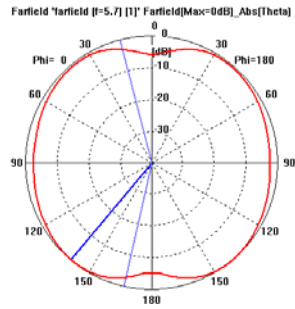
b)

Obr. 7.13 Normované směrové charakteristiky ve vzdáleném poli v rovině E na kmitočtech 3,9 GHz, 5,7 GHz, 6,6 GHz a 8,5 GHz pro vidlový monopól. a) simulované v CST MS, b) měřené v bezdrazové komoře ERA Pardubice.

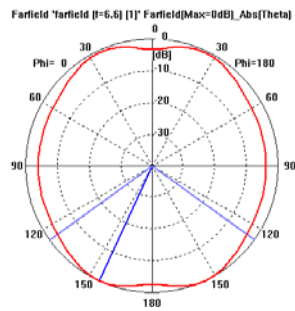
Frequency = 3,9
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 140.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 161.7 deg.



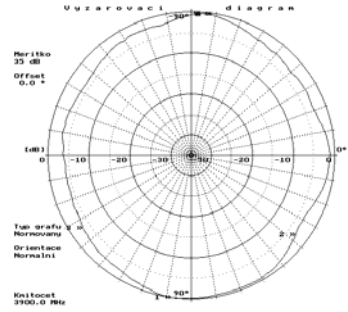
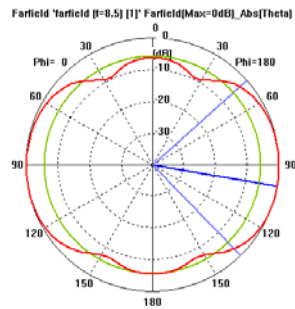
Frequency = 5,7
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 140.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 152.4 deg.



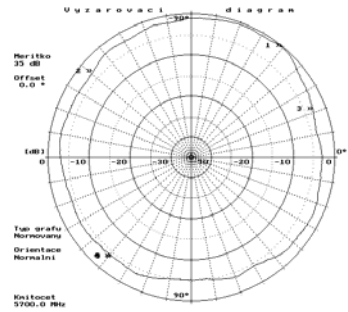
Frequency = 6,6
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 155.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 108.3 deg.



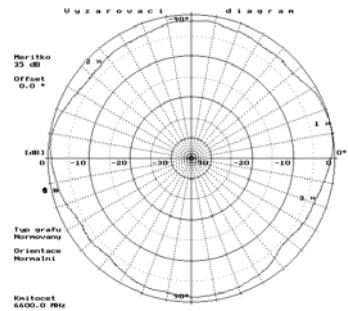
Frequency = 8,5
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 100.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 87.5 deg.
 Side lobe level = -5,7 dB



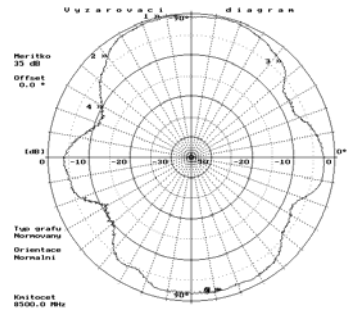
Data: j101
 Kurzor 1
0.0 dB
140.1 °
 Kurzor 2
-3.0 dB
137.3 °
 Kurzor 3
-3.0 dB
146.2 °
 Kurzor 4
-0.3 dB
81.6 °
 Kurzor 5
-0.3 dB
82.3 °
 Kurzor 6
-0.3 dB
81.6 °
 Kurzor 7
-0.3 dB
82.3 °
 Kurzor 2-3
-3.0 dB
109.0 °
 Kurzor 4-5
0.0 dB
-0.7 °
 Kurzor 6-7
0.0 dB
-0.7 °



Data: j102
 Kurzor 1
0.0 dB
140.0 °
 Kurzor 2
-3.0 dB
138.9 °
 Kurzor 3
-3.0 dB
141.4 °
 Kurzor 4
-4.0 dB
129.4 °
 Kurzor 5
-3.0 dB
128.7 °
 Kurzor 6
-4.0 dB
129.4 °
 Kurzor 7
-3.0 dB
128.7 °
 Kurzor 2-3
-3.0 dB
117.4 °
 Kurzor 4-5
0.0 dB
-0.7 °
 Kurzor 6-7
0.1 dB
-0.7 °



Data: j103
 Kurzor 1
0.0 dB
137.7 °
 Kurzor 2
-3.0 dB
132.9 °
 Kurzor 3
-3.0 dB
127.9 °
 Kurzor 4
-1.6 dB
166.4 °
 Kurzor 5
-1.7 dB
165.9 °
 Kurzor 6
-1.6 dB
166.6 °
 Kurzor 7
-1.7 dB
165.9 °
 Kurzor 2-3
-3.0 dB
150.8 °
 Kurzor 4-5
0.1 dB
-0.7 °
 Kurzor 6-7
-0.1 dB
-0.7 °



Data: j104
 Kurzor 1
0.0 dB
102.7 °
 Kurzor 2
-3.0 dB
130.1 °
 Kurzor 3
-3.0 dB
86.4 °
 Kurzor 4
-10.1 dB
150.5 °
 Kurzor 5
-1.7 dB
177.0 °
 Kurzor 6
-1.8 dB
177.7 °
 Kurzor 7
-1.7 dB
177.0 °
 Kurzor 2-3
-3.0 dB
183.7 °
 Kurzor 4-5
8.0 dB
132.5 °
 Kurzor 6-7
0.3 dB
-0.7 °

a)

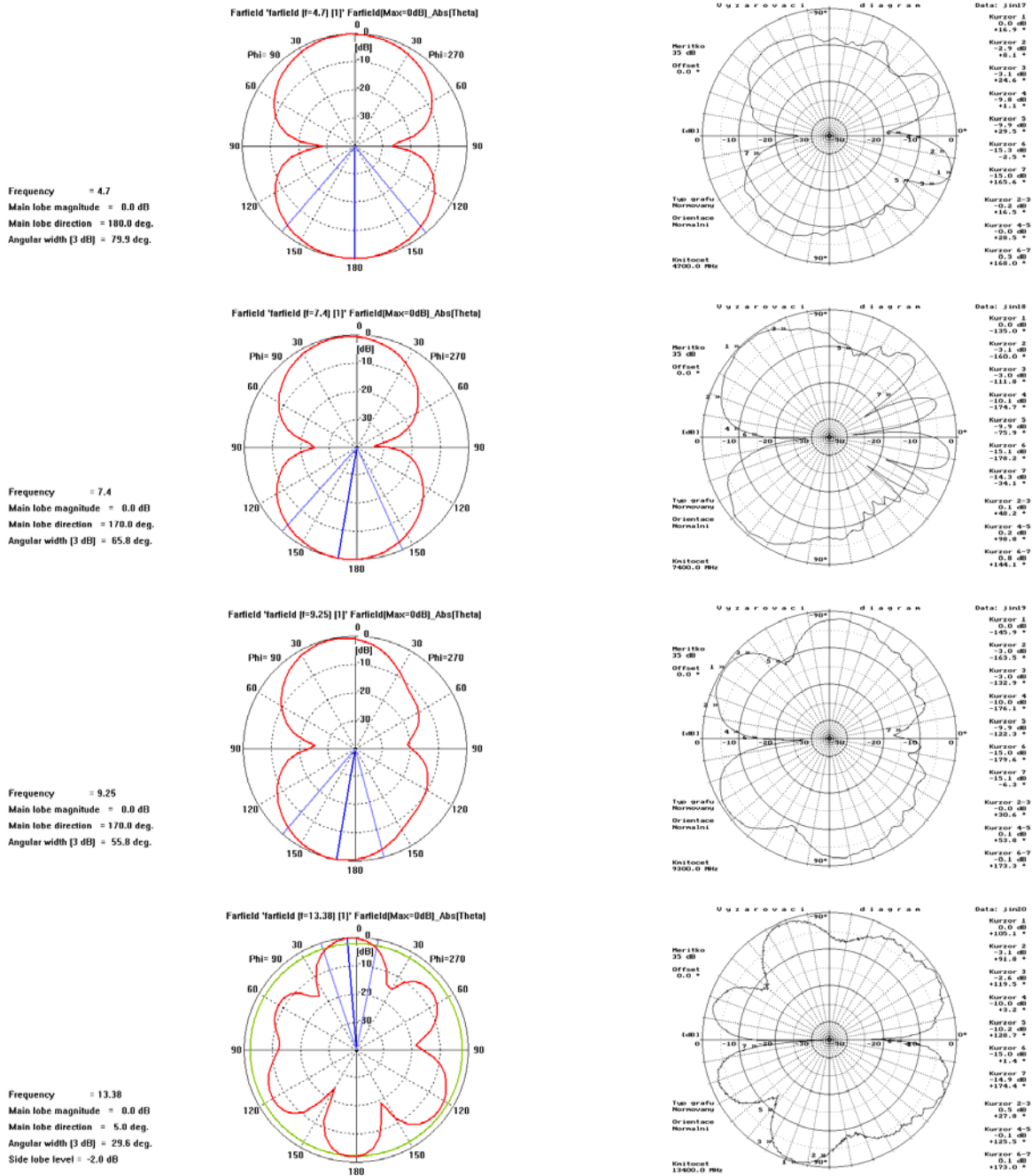
b)

Obr. 7.14 Normované směrové charakteristiky ve vzdáleném poli v rovině H na kmitočtech 3,9 GHz, 5,7 GHz, 6,6 GHz a 8,5 GHz pro vidlový monopól. a) simulované v CST MS, b) měřené v bezodrazové komoře ERA Pardubice.

f [GHz]	simulace CST MS G [dB]
3,9	4,167
5,7	5,021
6,6	4,872
8,5	5,925

Tab. 7.3 Zisk vidlového monopólu pro vybrané kmitočty (simulace v CST MS).

Analogicky jsou porovnávány na obr. 7.15 a 7.16 směrové charakteristiky pro koplanární dipól.

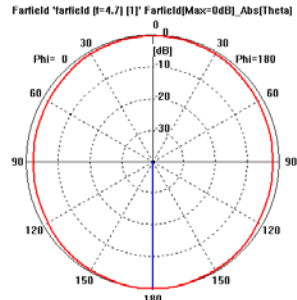


a)

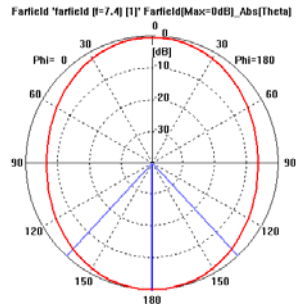
b)

Obr. 7.15 Normované směrové charakteristiky ve vzdáleném poli v rovině E na kmitočtech 4,7 GHz, 7,4 GHz, 9,25 GHz a 13, 38 GHz pro koplanární dipól. a) simulované v CST MS, b) měřené v bezodrazové komoře ERA Pardubice.

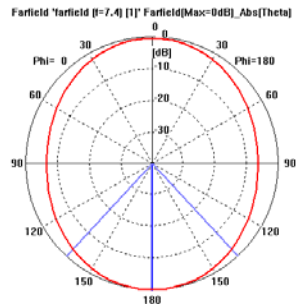
Frequency = 4,7
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 180.0 deg.



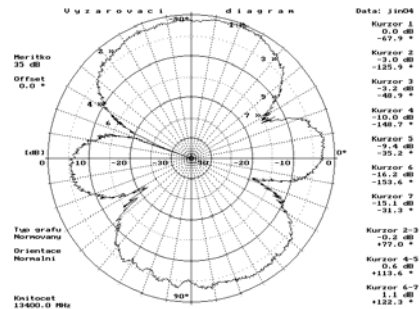
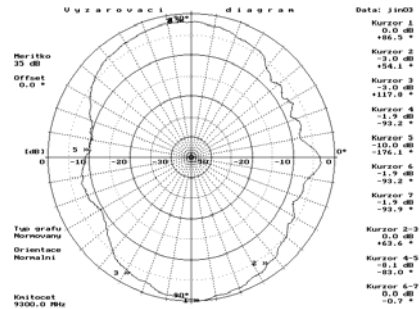
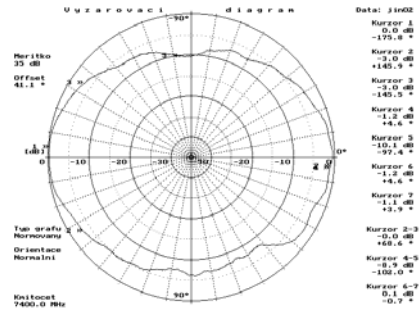
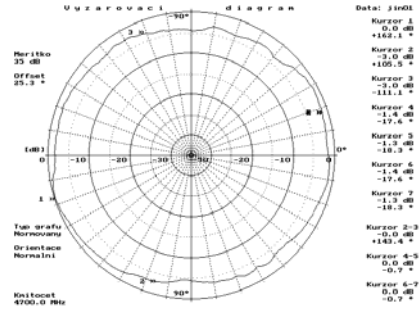
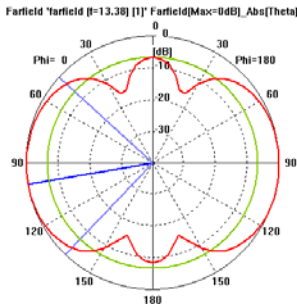
Frequency = 7,4
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 180.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 85.9 deg.



Frequency = 7,4
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 180.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 85.9 deg.



Frequency = 13,38
 Main lobe magnitude = 0.0 dB
 Main lobe direction = 100.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 89.9 deg.
 Side lobe level = -6.7 dB



a)

b)

Obr. 7.16 Normované směrové charakteristiky ve vzdáleném poli v rovině H na kmitočtech 4,7 GHz, 7,4 GHz, 9,25 GHz a 13, 38 GHz pro koplanární dipól. a) simulované v CST MS, b) měřené v bezdrazové komoře ERA Pardubice.

f [GHz]	simulace CST MS G [dB]
4,7	2,868
7,4	4,449
6,6	3,902
8,5	6,131

Tab. 7.4 Zisk koplanárního dipólu pro vybrané kmitočty (simulace v CST MS)

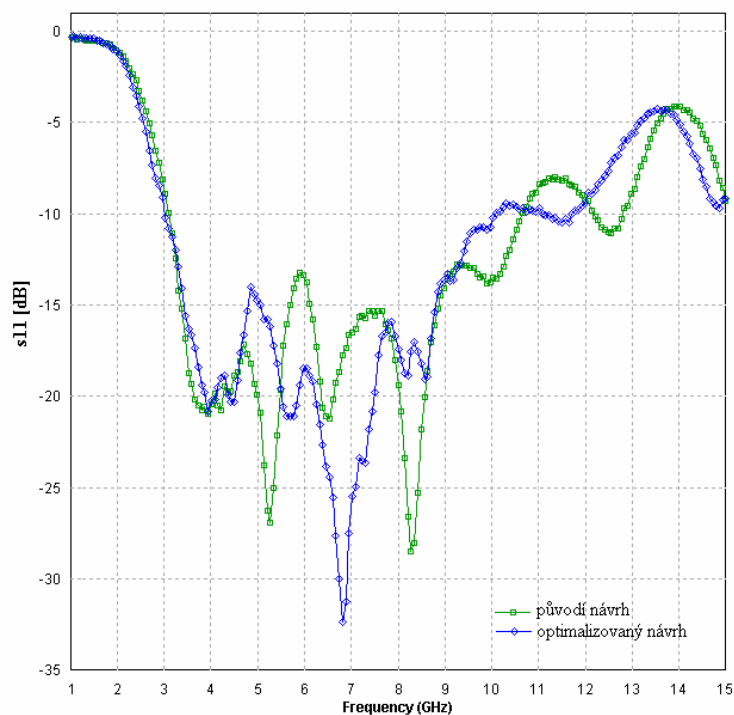
V tab. 7.3 a 7.4 je uveden zisk antén zjištěný ze směrových charakteristik simulovaných v CST MS. Hodnota zisku je orientační, protože závisí na velikosti vzdálené oblasti (Farfield) ve kterém se hodnota zisku počítá. Bohužel, díky tomu, že máme naměřené směrové charakteristiky v normovaném tvaru, není možné skutečné hodnoty zisku zjistit a použít je pro porovnání se simulací.

návrh	Substrát 25N		rozměry křížového dipólu									
	ϵ_r [-]	h [mm]	W [mm]	L [mm]	A [mm]	B [mm]	C [mm]	D [mm]	E [mm]	F [mm]	G [mm]	
původní	3,28	1,50	27,62	29,67	4,91	42,97	4,91	15,35	4,91	7,78	0,31	
optimalizovaný	3,28	1,50	27,62	29,67	4,91	40,01	5,65	12,39	4,91	8,61	0,31	
	Substrát 25N		rozměry vidlového monopólu									
	ϵ_r [-]	h [mm]	W [mm]	L [mm]	A [mm]	B [mm]	C [mm]	D [mm]	E [mm]	F [mm]	G [mm]	
původní	3,28	1,50	27,62	29,67	4,91	4,91	4,91	5,83	4,91	1,54	0,31	
optimalizovaný	3,28	1,50	27,62	29,47	5,33	5,33	5,33	5,25	4,04	1,53	0,30	
	Substrát FR4		rozměry koplanárního dipólu									
	ϵ_r [-]	h [mm]	W [mm]	L [mm]	A [mm]	J [mm]	N [mm]	M [mm]	P [mm]	E [mm]	G [mm]	K [mm]
původní	4,40	1,50	11,74	10,03	1,50	15,65	31,30	11,24	20,06	16,15	0,22	22,00
optimalizovaný	4,40	1,50	8,00	10,22	1,50	10,97	25,68	11,25	14,45	11,47	0,22	22,38

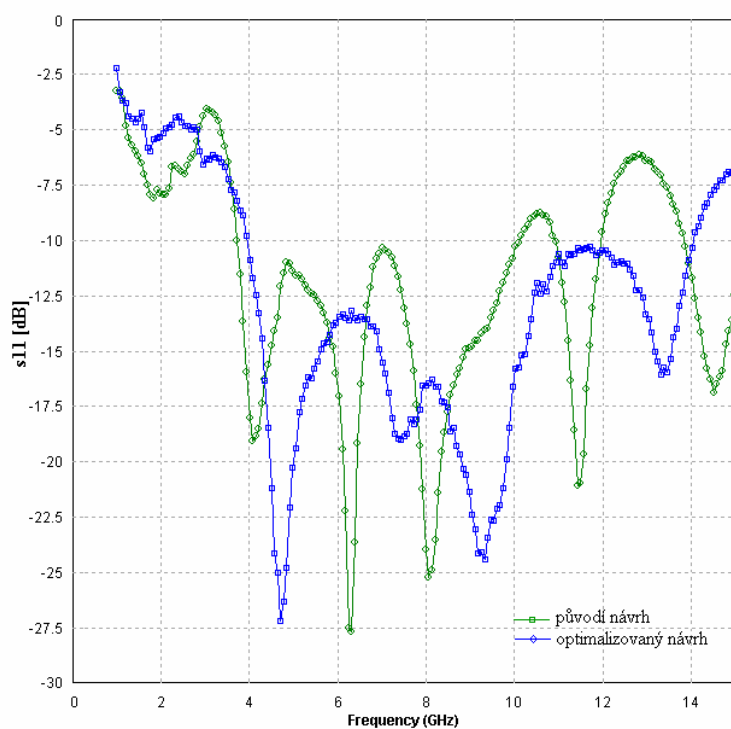
Tab. 7.5 Rozměry vyrobených antén před a po optimalizaci.

7.2 Porovnání naměřených hodnot původního a optimalizovaného návrhu

V této části své práce jsem se rozhodla porovnat vliv optimalizace na skutečné, tedy měřené, s_{11} parametry. Jak je vidět na obr. 7.17 původní návrh vidlového monopólu byl velice blízko optimálním rozměrům antény. Při přibližně stejné šířce pásma, došlo ke změně maximální hodnoty s_{11} parametru z -28,50 dB na -32,31 dB. U koplanárního dipólu (obr.7.18) přinesla optimalizace viditelné zlepšení oproti původnímu návrhu a to hlavně v dosažené šířce pásma pro pokles o 10 dB z 92 % na 112,91 %.



Obr. 7.17 Porovnání naměřených hodnot vidlového monopólu na substrátu Arlon 25N neoptimalizovaného návrhu (modrá) a optimalizovaného návrhu (zelená) (měřeno na Agilent E8364B).



Obr. 7.18 Porovnání naměřených hodnot koplanárního dipólu na substrátu FR4 neoptimalizovaného návrhu (modrá) a optimalizovaného návrhu (zelená) (měřeno na Agilent E8364B).

8 Závěr

Cílem této práce byl návrh planárních antén využitelných v moderních bezdrátových širokopásmových systémech. Po prostudování odborné literatury byly navrženy tři antény na dielektrických substrátech dostupných ve školní dílně. Výsledkem byly struktury s dostatečnou šířkou pásma, vyhovující podmínce pro využití v širokopásmových technologiích, a s dostatečnou hodnotou modulu činitele odrazu. Pro návrh bylo využito dvou komerčně dostupných simulačních nástrojů CST Microwave Studio 2006 a Zeland IE3D. Protože výsledky získané v těchto softwarech vykazovaly nemalé rozdíly, bylo přistoupeno k výrobě antén ještě před optimalizací. Rozdíly mezi simulacemi v jednotlivých softwarech mohly být způsobeny rozdílnou numerickou metodou používanou pro samotný výpočet nebo jen nevhodnou volbou vstupních parametrů, např. nevhodnou volbou diskretizační sítě. Konkrétně tento problém se projevil u návrhu křížového a vidlového monopólu v programu IE3D. Pro automatickou diskretizační síť bylo na několika kmitočtech bylo dosaženo kladných hodnot činitele odrazu (v dB). Při pouhém zvýšení počtu buněk se již tato chyba neprojevila. Bohužel vyřešením tohoto problému zvýšením počtu buněk vedlo k tomu, že z důvodu omezeného výpočetního výkonu dostupné výpočetní techniky, nebylo možné provést analýzu návrhu v dostatečné šířce pásma. Proto byl ponechán původní návrh, aby bylo postiženo chování analyzované struktury v širokém pásmu kmitočtů i s vědomým přítomných chyb. Vhodnější volbou řešení tohoto problému by byla změna velikosti či tvaru diskretizačních buněk nebo změna hustoty sítě v závislosti na konkrétním tvaru struktury. Ale protože program Zeland IE3D byl volen spíše jako doplňkový nástroj pro porovnání výsledků simulací z CST MS a protože cílem této práce není hodnocení vlivu volby diskretizační sítě na výsledky analýzy, bylo od další činnosti v tomto směru upuštěno.

Pro výrobu prvotních návrhů, sloužící k ověření výsledků ze simulací, byly vybrány dvě antény dosahující nejlepších parametrů. Měření na vektorovém analyzátoru Agilent E8364B přineslo lepší výsledky než byly očekávané při simulacích. Vidlový monopól na substrátu Arlon 25N dosáhl větší shody s programem IE3D. Šířka pásma pro pokles činitele odrazu na -10 dB dosáhla přibližně hodnoty 110% pro střední kmitočet dané šířky pásma $f_c = 8,7$ GHz pro IE3D a $f_c = 6,9$ GHz u měřené antény. Modul činitele odrazu měl hodnotu kolem -30 dB. Orientační hodnota zisku této antény byla 4 dB. Což odpovídá předpokládaným teoretickým hodnotám. Výsledky měření koplanárního dipólu vyrobeného na substrátu FR4 se shodovaly více se simulacemi v CST MS. Dosažená šířka pásma pro pokles činitele odrazu na -10 dB měla přibližně hodnotu 95 % pro střední kmitočet dané šířky pásma $f_c = 4,9$ GHz pro CST MS a $f_c = 6,9$ GHz u měřené antény. Orientační hodnota zisku u tohoto dipólu byla také kolem 4 dB.

Po velice dobrých výsledcích z počátečních návrhů bylo přistoupeno k optimalizaci. Optimalizační metody používáme ke zlepšení vybraných parametrů změnou jejich stavových proměnných (např. rozměrů). V případě mých návrhů jsem hledala optimální hodnoty činitele odrazu na určitém rozsahu kmitočtů změnou tří rozměrů antény. Vybraným optimalizačním algoritmem se stala, pro optimalizaci antén v současné době velice často používaná, metoda roje částic. Tato poměrně mladá stochasticky založená optimalizační metoda se vyznačuje jednoduchostí algoritmu a volbou malého počtu operátorů, což ve výsledku vede k velké rychlosti výpočtu. Vhodnou volbou operátorů můžeme také zabránit častému problému u další, poměrně používané optimalizační metody - genetických algoritmů, kterým je stagnace algoritmu v okamžiku těsně před nalezením optima.

Optimalizační algoritmus byl implementován v MATLABu a spolupráce s CST MS byla provedena přes makra využívající spojovací funkce v MS Excel. Pro optimalizované antény bylo dosaženo větší shody naměřených výsledků se simulacemi v CST MS a

MATLABu pro koplanární dipól. Dosažená šířka pásma pro pokles o 10 dB u koplanárního dipólu vyrobeného na substrátu FR4 byla téměř identická se simulací v CST MS 113 %. Také hodnota středního kmitočtu dané šířky pásma byla kolem 8,8 GHz. V případě vidlového monopólu vyrobeného na substrátu Arlon 25N byly naměřené výsledky lepší než výsledky očekávané ze simulací. Dosažená šířka pásma byla 107,9 % pro střední kmitočet dané šířky pásma 6,5 GHz. Teoretický zisk optimalizovaných antén na vybraných kmitočtech byl přibližně o 1 dB vyšší oproti původnímu návrhu. Na závěr této práce byla provedena měření směrových charakteristik vyrobených antén v bezodrazové komoře ve společnosti ERA Pardubice. Výsledky měření byly uspokojivé a odpovídaly přibližně směrovým charakteristikám simulovaným v CST MS.

Výsledkem této práce jsou tři optimalizované návrhy planárních antén s koplanárním napájením použitelné v UWB technologiích a optimalizační aparát implementovaný v programovém prostředí MATLAB. Dva z těchto návrhů byly realizovány pro ověření dosažených výsledků.

Seznam použité literatury

- [1] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z. Antény a šíření rádiových vln. Skripta FEKT VUT, Brno 2003, ISBN 80-86056-47-3.
- [2] GARG, R., BHARTIA, P., BAHL, I., ITTIPIBOON, A. Microstrip antenna design handbook. ARTECH HOUSE, INC., Boston, London 2001, ISBN 0-89006-513-6.
- [3] Intel and UWB. Dostupné na WWW:
http://www.intel.com/standards/case/case_uwb.htm#interest
- [4] About IE3D. Dostupné na WWW: <http://www.zeland.com/>
- [5] Manual CST Microwave Studio version 5.0
- [6] RAIDA, Z. a kol., Analýza mikrovlnných struktur v časové oblasti. VUTIUM, Brno 2004. ISBN 80-214-2541-5.
- [7] Maršálek, R., Teorie rádiové komunikace. Elektronická skripta FEKT VUT, Brno 2005.
- [8] Pues, H., Van de Capelle, A. Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna. In *Pozar, D. M., Schubert, D. H., Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. The Institut of Electrical and Electronic Engineers, INC. New York 1995. ISBN 0-7803-1078-0.
- [9] ČERNOHORSKÝ, D., RAIDA, Z., ŠKVOR, Z., NOVÁČEK, Z. Analýza a optimalizace mikrovlnných struktur. VUTIUM, Brno 1999. ISBN 80-214-1512-6.
- [10] RAIDA, Z. Počítačové řešení komunikačních systémů. Skripta FEKT VUT, Brno 2004.
- [11] KIM, J., YOON, T., KIM, J., CHOI, J. Design of an ultra wide-band printed monopole antenna using FDTD and genetic algorithm. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2005, vol. 15, No. 6, P. 395 – 397.
- [12] ROBINSON, J., RAHMAT-SAMII, Y. Particle swarm optimization in electromagnetics, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2004, vol. 52, no. 2, p. 397-407.
- [13] JILKOVÁ, J., LUKEŠ, Z., RAIDA, Z. Modeling of Ultra-wideband Coplanar Patch Antennas, In *Radioelektronika*. 2007, vol. 17, p. 611-614. ISBN 978-80-214-3390-8.
- [14] LUKEŠ, Z. *Analýza a optimalizace mikrovlnných antén v časové oblasti, kandidátská disertace*. Brno. VUT FEKT, 2003. 83 s.
- [15] ČERNÝ, P., MAZÁNEK, M., Simulated Transient Radiation Characteristics of Optimized Ultra Wideband Printed Dipole Antennas, In *Radioelektronika*. 2007, vol. 17, p. 575-580. ISBN 978-80-214-3390-8.
- [16] Internetová stránka společnosti ERA Pardubice <http://www.erabeyondradar.com/>
- [17] JILKOVÁ, J. *Návrh páskového dipólu, bakalářská práce*. Brno. VUT FEKT, 2005. 45s.
- [18] *Genetické algoritmy*. Interní text Ústavu biomedicínského inženýrství. Brno. VUT FEKT. 79 s.

Seznam použitých zkratek a symbolů

ε_r	relativní permitivita prostředí
WPAN	širokopásmové lokální síť
LAN	lokální síť
UWB	technologie s extrémní šířkou pásma
WUSB	bezdrátová univerzální sériová sběrnice
CPW	napájení koplanárním vedením
FDTD	metoda konečných diferencí v časové oblasti
CST MS	CST Microwave studio
IE3D	Zeland IE3D
B_f	šířka pásma pro pokles o 10 dB [GHz, %]
f_c	střední kmitočet dané šířky pásma [GHz]
τ	konstanta pro změnu šířky Gaussova pulsu [ns]
$g_2(t)$	Gaussov puls
PPM	Pulse Position Modulation
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PSV	poměr stojatých vln
s_{11}	činitel odrazu [dB]
G	zisk [dB]
f	frekvence [GHz]

Seznam příloh

Příloha 1 CD