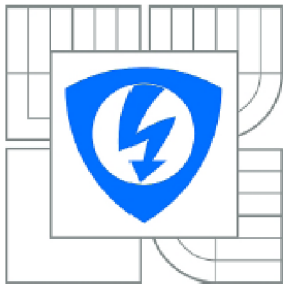




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

OBDÉLNÍKOVÁ FLÍČKOVÁ ANTÉNA PRO PÁSMO 60 GHZ

RECTANGULAR PATCH ANTENNA FOR THE FREQUENCY BAND 60 GHZ

SEMESTRÁLNÍ PRÁCE

SEMESTRAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

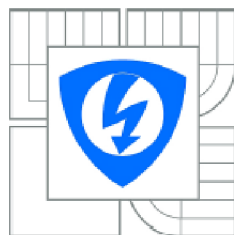
Bc. PATRIK HUBKA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. VLADIMÍR HEBELKA

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Patrik Hubka
Ročník: 2

ID: 120596
Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Obdélníková flíčková anténa pro pásmo 60 GHz

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s konstrukcí obdélníkových flíčkových antén pro pásmo 60 GHz a jejich parametry. Antény navzájem porovnejte a vyberte vhodnou anténu pro realizaci.

Vybranou anténu namodelujte ve vhodných programech a výsledky porovnejte. Anténu optimalizujte z hlediska co nejlepšího impedančního přizpůsobení v pracovním pásmu a vhodného tvaru vyzařovacího diagramu.

Optimalizovanou anténu vyrobte a porovnejte výsledky se simulacemi.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BALANIS, A. C. Antenna Theory: Analysis and Design, 2/E. New York: J. Wiley & Sons, 1996.

[2] AMADJIKPE, A.L.; CHOUDHURY, D.; PONCHAK, G.E.; PAPAPOLYMEORU, J. A. Study of a 60 GHz rectangular patch antenna on a flexible LCP substrate for mobile applications. In Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation AP-S 2008, 2008, p. 1 -4.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

Vedoucí práce: Ing. Vladimír Hebelka

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Cílem práce je navrhnout a realizovat obdélníkovou flíčkovou anténu pro frekvenční pásmo 60 GHz s impedančním přizpůsobením na 50 Ω . V první části této práce jsou popsány všeobecné poznatky o mikropáskových anténách. Pozornost je taktéž věnována technologiím pracujícím ve frekvenčním pásmu 60 GHz. Ve druhé části práce je představena obdélníková flíčková anténa napájená mikropáskovým vedením přizpůsobená čtvrtvlnným transformátorem, která je navrhnutá na substrátu CuClad 217. Ve třetí části práce jsou představeny dvě konstrukční modifikace flíčkové antény a výsledky měření zpětného odrazu $|S_{11}|$.

KLÍČOVÁ SLOVA

Obdélníková flíčková anténa, čtvrtvlnný transformátor, frekvenční pásmo 60 GHz

ABSTRACT

The goal of this thesis is design and build rectangular patch antenna for 60 GHz band, matched to 50 Ohms. First section described general knowledges about microstrips antennas and technologies for 60 GHz band. Second section introduced rectangular patch antenna fed by microstrip line matched by quarter wave transformer on CuClad 217 substrate. Third section introduced two structural modification of rectangular patch antenna and measurements of return loss $|S_{11}|$.

KEYWORDS

Rectangular patch antenna, quarter wave transformer, frequency band 60 GHz

HUBKA, P. *Obdélníková fličková anténa pro pásmo 60 GHz*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 47 s.. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Vladimír Hebelka.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Obdélníková fličková anténa pro pásmo 60 GHz jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu semestrální práce ing. Vladimíru Hebelkovi, za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Obsah	vi
Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	x
Úvod	11
1 TEORETICKÁ ČÁST	12
1.1 Mikropásková anténa	12
1.2 Typy mikropáskových antén.....	13
1.3 Směrová charakteristika.....	13
1.4 Polarizace	14
1.5 Impedanční přizpůsobení	15
1.6 Napájení	16
1.7 Substrát	18
1.8 Výpočet rozměrů antény a napájení.....	18
1.9 Možná provedení fličkové obdélníkové antény pro 60 GHz.....	20
1.10 Frekvenční pásmo 60 GHz	21
1.10.1 Standardy sítě WPAN.....	22
1.10.2 Standardy sítě WLAN.....	23
1.11 Výpočetní metody CST a IE3D	24
1.12 Struktura mushroom typu EBG	24
2 Návrh a realizace obdélníkové fličkové antény	26
2.1 Výpočet rozměrů.....	26
2.2 Globální nastavení a modelování struktur	28
3 Simulace a měření antény	32
3.1 Simulace přenosu konektoru.....	32
3.2 Simulace a měření antén	36
3.2.1 Směrové charakteristiky antén.....	38
3.2.2 Impedanční přizpůsobení	42
3.3 Toleranční analýza modelu přenosu a antény	46
4 Závěr	49
Literatura	50

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1.: Mikropásková anténa.	12
Obr. 1.2.: Typy antén: a) rezonanční, b) štěrbinové, c) s postupnou vlnou [6].	13
Obr. 1.3.: Kruhová a lineární polarizace [3].	14
Obr. 1.4.: Vektor intenzity elektrické složky pole [3].	15
Obr. 1.5.: Přizpůsobovací obvody, a) čtvrtvlnný transformátor, b) čtvrtvlnný transformátor s ladícím pahýlem, c) a d) ladící pahýl.	16
Obr. 1.6.: Přizpůsobení tvaru flíčku zářezy a štěrbinami.	16
Obr. 1.7.: Napájení koaxiální sondou.	17
Obr. 1.8.: Napájení vazbou elektromagnetickým polem pomocí štěrbin.	17
Obr. 1.9.: Flíčková anténa v otevřeném prostoru.	20
Obr. 1.10.: Flíčková anténa na dielektrickém povrchu [1].	20
Obr. 1.11.: Flíčková anténa na zakulaceném povrchu, poloměr 0,25 mm [1].	21
Obr. 1.12.: Uvolněná pásma pro bezlicenční provoz.	21
Obr. 1.13.: Zvýšení dosahu pomocí beamformingu.	23
Obr. 1.14.: Vznik indukce a kapacity na vysoko impedančním povrchu.	25
Obr. 2.1.: Tvorba nového projektu.	28
Obr. 2.2.: Nastavení jednotek a typu materiálu.	29
Obr. 2.3.: Frekvenční rozsah.	29
Obr. 2.4.: Okrajové podmínky struktury.	29
Obr. 2.5.: Modelování mikropáskového vedení s využitím parametrů modelu.	30
Obr. 2.6.: Nastavení simulací.	31
Obr. 3.1.: Konektor 1.85 mm firmy Southwest Microwave [4].	32
Obr. 3.2.: Montáž nástavce na desku [4].	32
Obr. 3.3.: Mushroom struktura typu EBG.	33
Obr. 3.4.: Mushroom struktura typu EBG – pohled z boku.	33
Obr. 3.5.: Optimalizovaný matematický model pro simulaci přenosu mikropáskového vedení a konektorů.	34
Obr. 3.6.: Struktura EBG.	34
Obr. 3.7.: Nahrazená struktura EBG obdélníkovým páskem.	34
Obr. 3.8.: Detail pinu konektoru a zkosení konce vedení.	35
Obr. 3.9.: Simulace $ S_{21} $	35

Obr. 3.10.: Simulace $ S_{11} $	36
Obr. 3.11.: Simulace PSV	36
Obr. 3.12.: Model antény bez struktury EBG.....	37
Obr. 3.13.: Model antény s prokovenými pásky.....	37
Obr. 3.14.: Model antény doplněn o prokovené čtverce.....	37
Obr. 3.15.: Simulace směrové charakteristiky v rovině E	38
Obr. 3.16.: Simulace směrové charakteristiky v rovině H	39
Obr. 3.17.: 3D směrová charakteristika antény bez prokovů.....	40
Obr. 3.18.: 3D směrová charakteristika antény s prokovenými pásky.....	41
Obr. 3.19.: 3D směrová charakteristika antény s prokovy a čtvercem.....	42
Obr. 3.20.: Motiv antény v IE3D.....	42
Obr. 3.21.: Průběh parametru $ S_{11} $ v CST a IE3D.....	43
Obr. 3.22.: Průběh PSV v CST a IE3D.....	43
Obr. 3.23.: Průběh $ S_{11} $ antény bez prokovů.....	44
Obr. 3.24.: Průběh $ S_{11} $ antény prokovanými pásky.....	44
Obr. 3.25.: Průběh $ S_{11} $ antény s prokovy a čtvercem.....	45
Obr. 3.26.: Simulace PSV	45
Obr. 3.27.: Maximální posuv konektoru 0,24 mm po ose X	47
Obr. 3.28.: Parametr $ S_{12} $ závislý na posunu konektoru v ose X	47
Obr. 3.29.: PSV závislý na posunu konektoru v ose X	48

SEZNAM TABULEK

Tab. 3.1.: Nasimulované a naměřené výsledky modelů antén.....	44
Tab. 3.2.: Výsledky toleranční analýzy pro model měření přenosu.	46
Tab. 3.3.: Výsledky toleranční analýzy modelu antény.....	46

ÚVOD

Mikropáskové antény jsou v dnešní době velice rozšířeným druhem antén. Začátek jejich vývoje spadá do poloviny minulého století. Už tehdy byla poptávka po výrobě plošných antén, a to zejména ve vojenské technice. Později byly rozšířeny i do civilní techniky, a to hlavně do oblasti komunikací.

Dnes existuje celá řada různých provedení mikropáskových antén. Mohou se lišit tvarem (čtvercový, kruhový), polarizací (lineární, kruhová) a způsoby jak danou polarizaci vybudit. Velké rozdíly vznikají také v použitém substrátu, kterých je dnes celá řada. V neposlední řadě se liší způsobem napájení. To může být realizováno koaxiální sondou, mikropáskovým vedením nebo vazbou elektromagnetickým polem.

Za poslední dekádu mikrovlnné pásmo 60 GHz získalo hodně pozornosti kvůli narůstajícím požadavkům na zvyšování rychlosti (větší než 1 Gbps) bezdrátových komunikačních systémů. Důvod je vývoj bezdrátových spojů na krátkou vzdálenost, které by dokázaly přenášet velké množství dat. Potenciál 60 GHz aplikací – zahrnující bezdrátové lokální síť WLAN, bezdrátové personální síť WPAN a Sync-n-Go – je použití 60 GHz vysílače na bázi vysokorychlostního handheld zařízení, které nahradí konvenční kabelové připojení. Jedna z předností těchto systémů je nízká cena MMIC a anténní technologie s dobrým výkonem.

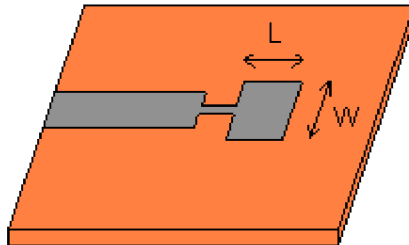
Úkolem diplomové práce je návrh planární fličkové obdélníkové antény pro pásmo 60 GHz s impedančním přizpůsobením na 50Ω její realizace a srovnání naměřených vlastností se simulacemi.

1 TEORETICKÁ ČÁST

Tato kapitola je určena pro základní popis vlastností mikropáskových flíčkových antén. Jsou zde představeny konstrukční možnosti včetně návrhových vztahů. Dále je zde uveden přehled komunikačních standardů sítí WPAN a WLAN, které se využívají v pásmu milimetrových vln (57 - 66 GHz).

1.1 Mikropásková anténa

Tato anténa je tvořena kovovým páskovým vodičem, který je upevněn na jedné straně tenké dielektrické desky, jejíž opačná strana je opatřena kovovou protiváhou [2]. Anténní prvek se označuje „patch“ a je vytvořen např. fotochemickou technologií. Tvary mohou být různé. Stejně tak materiál dielektrika. Používají se substráty s malými ztrátami $tg\delta = 1 \cdot 10^{-4}$ až $1 \cdot 10^{-3}$ a relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,2$ až 12. Většinou se navrhují v pásmu stovek MHz až desítek GHz. Použití mikropáskových antény je satelitní, mobilní, leteckou komunikace, WIFI, RFID, přenos velkého objemu dat a mnoho dalších. Výhodou je konstrukční jednoduchost a nízké výrobní náklady. Dalšími výhodami jsou především malé rozměry, nízká hmotnost, snadná výroba a kompatibilita s technologií mikrovlnných integrovaných struktur. K nevýhodám patří ztráty v substrátu, nižší zisk, vyzařování většinou do prostoru nad anténou a nízká výkonová zatížitelnost. Mikropáskové antény zaznamenávají převážně v posledních letech výrazný nástup.

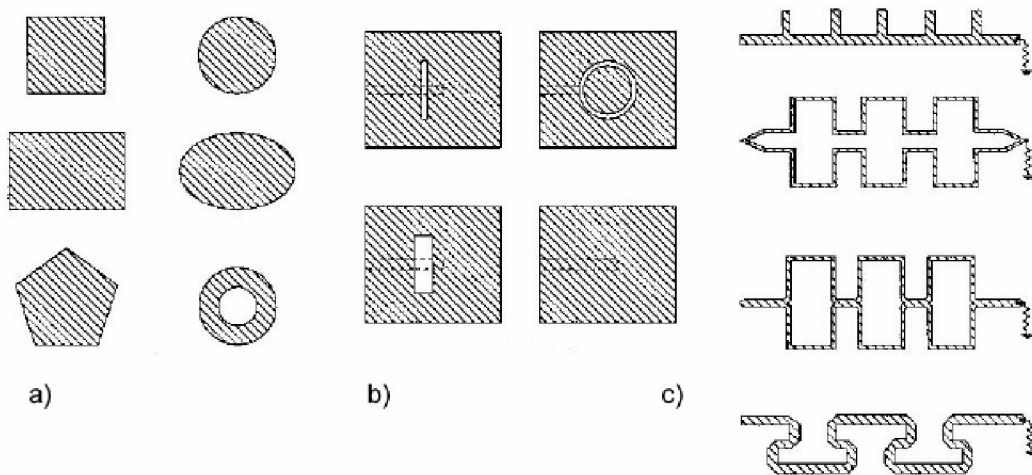


Obr. 1.1.: Mikropásková anténa.

Na obr.1.1. je mikropásková anténa s lineární polarizací napájena mikropáskovým vedením přizpůsobených čtvrtlenným transformátorem. Tento a další druhy antén lze úspěšně navrhnout pomocí CAD systémů i bez nich. V praxi to znamená, že stačí vytvořit jeden až dva prototypy k dosažení požadované pracovní frekvence a vstupní impedance. Bohužel mnoho současných komunikačních a senzorových systémů vyžaduje jiný typ polarizace. Například GPS a všeobecné soustavy pro satelitní komunikaci pracují s kruhově polarizovanými mikropáskovými anténami.

1.2 Typy mikropáskových antén

Existuje několik základních typů mikropáskových antén. Antény rezonanční, antény štěrbinové a antény s postupnou vlnou. Na obr. 1.2. jsou ukázány základní typy antén. Při jejich spojování se dostanou anténní řady.



Obr. 1.2.: Typy antén: a) rezonanční, b) štěrbinové, c) s postupnou vlnou [6].

U prvního typu antén se podél rozměru antény rozloží elektromagnetické pole, které odpovídá určitému módu (podobné vlnovodům). Drtivá většina antén se navrhuje jako jednomódové. Štěrbinové antény jsou tvořeny pomocí štěrbin (délky $\lambda/2$) v zemnicí desce nebo vedení. U typů štěrbinových antén se zemnicí deskou je štěrbina přímo v desce. Energie, která je přivedena vedením, vytváří tok proudu kolem štěrbin, který vytvoří elektromagnetické záření. Poslední typ antén se skládá z půlvlnných nebo čtvrtvlnných rezonančních délek vedení. Jejich vzájemnou polohou a tvarem je možné ovlivnit směrové charakteristiky záření. Aby nedocházelo k odrazům energie na konci antény, musí být na svém konci zatížena přizpůsobenou impedancí.

1.3 Směrová charakteristika

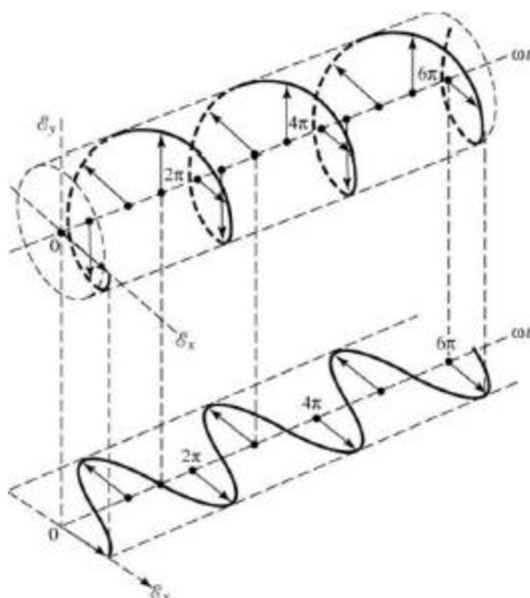
Směrová charakteristika je grafické vyjádření směrových vlastností antény. Směrové vlastnosti se vyjadřují ve formě absolutní hodnoty podílu elektrické intenzity vyzařovaného vlnění v daném směru a nejvyšší hodnoty intenzity vyzařovaného vlnění (simulace se provádějí pro velkou vzdálenost od antény). Směrová charakteristika se většinou vykresluje pro určitou rovinu (nejčastěji) – vertikální/elektrická E a horizontální/magnetická H [6].

Na směrové charakteristice se rozlišuje hlavní lalok, postranní laloky a zadní laloky. Hlavní lalok definuje směr záření antény. Šířka hlavního laloku se určuje jako pokles intenzity pole o -3 dB vzhledem k úrovni maxima, udává se ve stupních ($^{\circ}$). Boční a zadní laloky jsou pro směrovou anténu nepřipustné, protože se může na anténu naindukovat rušivé signály mimo hlavní směr. Zisk antény je decibelové vyjádření

činitele směrovosti. Činitel směrovosti udává, kolikrát větší hustotu výkonu ve směru maxima záření vytvoří anténa ve srovnání se všesměrovým zářičem napájeným stejným výkonem. Zisk antény se udává v dBi (zisk vůči izotropnímu zářiči), dBd (zisk vůči dipólu) dB, dBV/m nebo V/m. Při návrhu všesměrové antény je naopak potřeba dosáhnout vyzařovací charakteristiky ve tvaru kružnice v horizontální rovině.

1.4 Polarizace

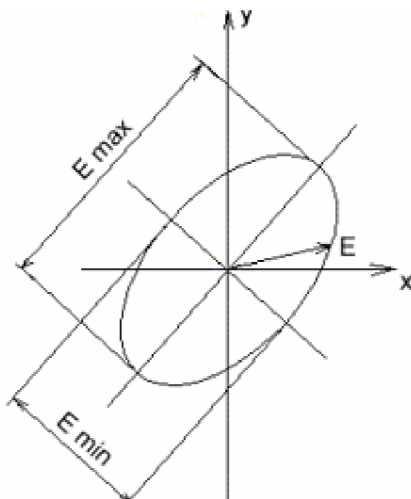
Polarizace popisuje, jak je u vlnění orientován vektor intenzity elektrického pole. Při bezdrátové komunikaci se používají různé typy polarizací elektromagnetické vlny. Antény na obou stranách spoje musí pracovat se stejnou polarizací. Obecně je vlna polarizována elipticky. Na kruhovou polarizaci a lineární polarizaci se nahlíží jako na speciální případ. Na obr. 1.4. je znázorněna kruhová a lineární polarizace. Kruhová polarizace vzniká, jsou-li současně excitovány dva ortogonální módy se stejnou amplitudou a se vzájemným fázovým posunem $\pm 90^\circ$, přičemž znaménko určuje smysl rotace. Lineární polarizace vzniká, je-li excitován jeden mód a kmitá ose x nebo y [3].



Obr. 1.3.: Kruhová a lineární polarizace [3].

O jakou polarizaci se jedná, určuje vzorec pro poměr os AR (axial ratio)(1.1) [3], viz obr. 1.5.,

$$AR = \frac{E_{MAX}}{E_{MIN}}. \quad (1.1)$$



Obr. 1.4.: Vektor intenzity elektrické složky pole [3].

Je-li $AR = 1$, jedná se o kruhovou polarizaci. Vektor vlny elektrického pole otáčející se vpravo/vlevo ve směru šíření udává, že se jedná o pravotočivě/levotočivě polarizovanou (RHCP/LHCP) vlnu. Je-li $AR = \infty$, jedná se o lineární polarizaci a to buď horizontální nebo vertikální.

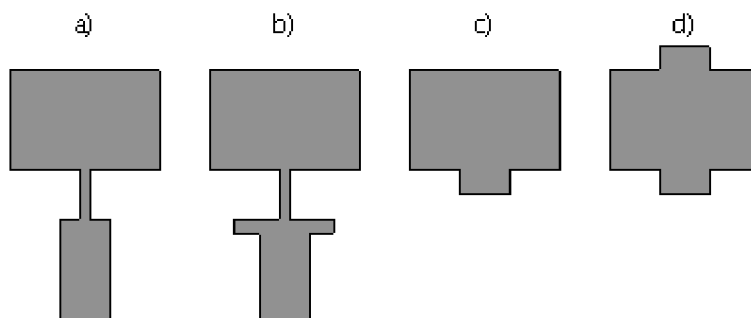
1.5 Impedanční přizpůsobení

Jedna z možností popisu impedančního přizpůsobení je pomocí poměru stojatých vln PSV . PSV je pro bezeztrátové vedení konstantní a je definován jako poměr amplitudy napětí (proudu) stojaté vlny v kmitně k amplitudě napětí (proudu) v uzlu. Pro vedení ztrátové se počítá PSV v určitém místě z hodnoty činitele odrazu ρ (poměr odražené vlny k postupné vlně) v tomtéž místě [6]

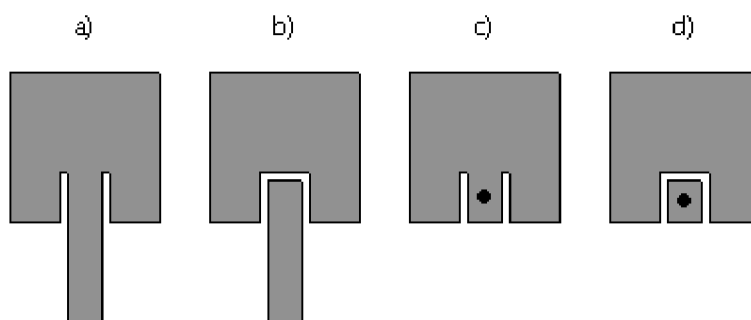
$$PSV = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}. \quad (1.2)$$

V ideálním případě, kdy je anténa dokonale impedančně přizpůsobena, je $PSV = 1$. V reálných situacích je hodnota $PSV > 1$. Pro velmi dobré přizpůsobení je $PSV < 1,1$ (např. televizní vysílače), dobré přizpůsobení je $PSV < 1,5$ až 2 (běžná zařízení) a vyhovující přizpůsobení je pro $PSV < 3$ až 5 (nenáročná zařízení).

Napáječ má na nižších kmitočtech (cca do 5 – 7 GHz) kmitočtově stabilní charakteristickou impedanci, vstupní impedance antény je frekvenčně závislá. Rozpor se dá řešit vložením samostatného přizpůsobovacího obvodu – čtvrtvlnným impedančním transformátorem (obr. 1.6.a), ladícími pahýly (obr. 1.6.c,d) nebo jejich kombinací (obr. 1.6.b). Další možné řešení je přizpůsobení tvaru fličky (šterbiny a zářezy), viz obr 1.7..



Obr. 1.5.: Přizpůsobovací obvody, a) čtvrtvlnný transformátor, b) čtvrtvlnný transformátor s ladícím pahýlem, c) a d) ladící pahýl.



Obr. 1.6.: Přizpůsobení tvaru flíčku zářezy a štěrbinami.

Čtvrtvlnný transformátor může transformovat napětí, proud a impedanci. Nejjednodušším příkladem impedančního transformátoru je vedení dlouhé čtvrtinu vlnové délky. Pro takové vedení platí [6]

$$Z_{tr} = \sqrt{Z_v Z_z}, \quad (1.3)$$

kde Z_{tr} značí charakteristickou impedanci čtvrtvlnného vedení (transformátoru). Je-li vedení zakončeno impedancí Z_z , pak na jeho vstupu se jeví jako impedance Z_v .

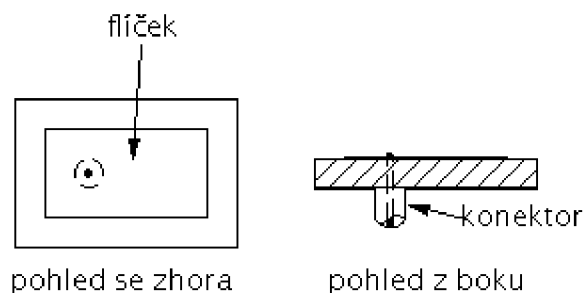
Dobře přizpůsobena anténa by měla pokrývat v celém požadovaném pracovním frekvenčním rozsahu definované úrovně parametrů, které by se v tomto rozsahu měly měnit jen minimálně nebo ve stanovených hranicích. Především se jedná o parametry PSV , modul činitele odrazu $|S_{11}|$, stabilní hodnoty zisku, šířka svazku hlavního laloku a vyzářovací diagram.

1.6 Napájení

U mikropáskových antén je na výběr ze tří možností napájení: mikropáskovým vedením, koaxiální sondou nebo vazbou elektromagnetickým polem. V každém případě je potřeba s napájením počítat už při návrhu, protože se stává součástí antény.

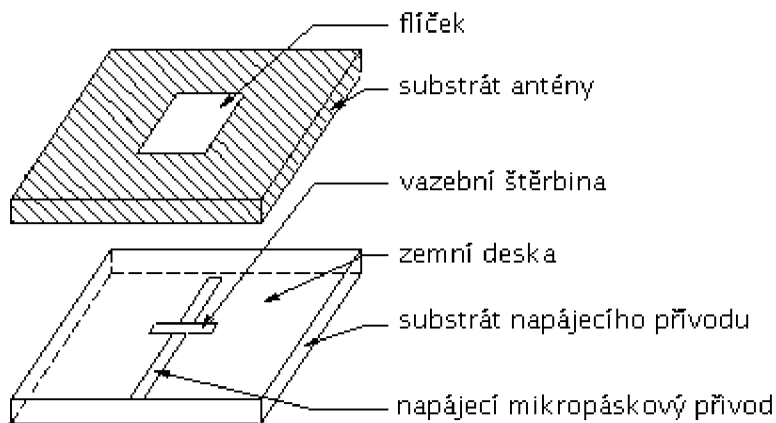
Ze tří uvedených možností je konstrukčně nejjednodušší mikropáskové vedení z důvodu společného vyleptání s motivem antény. To může být napojeno přímo na okraj flíčku, zapuštěno hlouběji do něj nebo napojeno na čtvrtvlnný transformátor. Další možností je vytvoření zkratované štěrbiny a napájení je přivedeno na okraj flíčku.

Další možností, které je složitější vzhledem k přesnosti vyvrtaného otvoru, než předchozí varianta, je použití koaxiální sondy. Prakticky se jedná o protažení středního vodiče koaxiálního vedení skrz anténu do flíčku a zakončení stínícího vedení v zemní desce antény jak je znázorněno na obr. 1.8.. Je zde i vidět, že všechny napájecí přívody jsou skryty pod plochou antény a nijak neovlivňují její rozměry, což je jednoznačně výhodou. Nevýhodou je vznik vazby mezi napájecím přívodem a polem mezi deskami antény, protože ovlivňuje výslednou impedanci. Samotná vstupní impedance se definuje polohou napájení v ose x nebo y . Blíže ke středu flíčku impedance klesá, naopak k okraji se zvyšuje.



Obr. 1.7.: Napájení koaxiální sondou.

Poslední možností je napájení pomocí vazby elektromagnetickým polem. Tento způsob napájení umožňuje galvanické oddělení napájecího obvodu od antény, zlepšuje impedanční přizpůsobení, zvyšuje šířku pásma. Provedení bývá různé. Jedna z možností je uvedena na obr. 1.9., kde je použita vazební štěrbinu, která je buzena primárním mikropáskovým přívodem.



Obr. 1.8.: Napájení vazbou elektromagnetickým polem pomocí štěrbinu.

1.7 Substrát

Je k dispozici velké množství substrátů vyráběných z nevodivého ohýbatelného dielektrického materiálu. Tyto substráty se dělí na pět základních skupin: polovodičové, syntetické, keramické, feromagnetické a kompozitní. U všech těchto skupin se musí uvažovat několik velice důležitých vlastností: dielektrická konstanta a ztrátový úhel a jejich závislost na teplotě a frekvenci, homogenita substrátu, teplotní roztažnost a rozsah pracovních teplot, rozsah vlhkostí vzduchu, stárnutí materiálu, odolnost proti chemikáliím, pružnost, pevnost a opracovatelnost substrátu. Jedna z nejdůležitějších vlastností je tloušťka dielektrika. Při jejím zvyšování roste velikost vyzářeného výkonu a šířka pásma antény. Nevýhodou je, že se zároveň zvyšuje i váha antény, ztráty v dielektriku a ztráty povrchových vln. Další důležitou vlastností substrátu je relativní permitivita¹. Nízká relativní permitivita zvyšuje vyzářený výkon a naopak. S rostoucí hodnotou ztrátového úhlu se zvyšují i ztráty v dielektriku. Ztrátový úhel $\text{tg } \delta$ je podíl proudu činného k proudu jalovému. Další důležitá vlastnost zejména při analýze struktur je efektivní permitivita. Struktura většinou obsahuje více dielektrik (např. substrát a vzduch). Analýza těchto struktur je velice komplikovaná, proto se nehomogenní dielektrikum nahrazuje takovým homogenním dielektrikem, aby se vlastnosti struktury zachovaly. Homogenní permitivita je označována efektivní permitivitou [13,6].

1.8 Výpočet rozměrů antény a napájení

Výpočet rozměrů antény je dle [7,8].

Výpočet šířky flíčku je

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (1.4)$$

kde W je šířka flíčku, který odpovídá polovině délky vlny, ε_r zde představuje relativní permitivitu substrátu, f_r požadovanou rezonanční frekvenci a konstanta c je rychlost světla. Efektivní permitivita ε_{eff} (materiál substrátu není shodný s prostředím) je

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10 \cdot h}{W} \right)^{-1}, \quad (1.5)$$

kde h je tloušťka substrátu. Délka vlny v materiálu je

$$\lambda_g = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}}. \quad (1.6)$$

Dále se spočítá efektivní zkrácení hrany ΔL

¹ Relativní permitivita vyjadřuje, kolikrát se elektrická síla zmenší v případě, že tělesa s elektrickým nábojem jsou místo ve vakuu umístěna v látkovém prostředí.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \cdot \frac{\varepsilon_{eff} + 0,300}{\varepsilon_{eff} - 0,258} \cdot \frac{W/h + 0,262}{W/h + 0,813}. \quad (1.7)$$

Délka flíčku je

$$L = \frac{c}{2f \sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L, \quad (1.8)$$

Vodivost G a impedance Z_f flíčku je

$$G = \frac{W}{120 \cdot \lambda_g} \cdot \left(1 - \frac{\left(\frac{2\pi h}{\lambda_g} \right)^2}{24} \right), \quad (1.9)$$

$$Z_f = \frac{1}{2G}. \quad (1.10)$$

Charakteristická impedance vedení je

$$Z_v = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W_v} + \frac{W_v}{4h} \right) & \frac{W_v}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \left(\frac{W_v}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_v}{h} + 1,444 \right) \right)} & \frac{W_v}{h} > 1 \end{array} \right\}. \quad (1.11)$$

Šířka mikropáskového vedení, kterým je anténa napájena, je

$$\frac{W_v}{h} = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pro } \frac{W_v}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right\} \right] & \text{pro } \frac{W_v}{h} > 2 \end{array} \right\}, \quad (1.12)$$

kde A je

$$A = \frac{Z_v}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) \quad (1.13)$$

kde $Z_v = 50 \Omega$ a B je

$$B = \frac{377\pi}{2Z_v \sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (1.14)$$

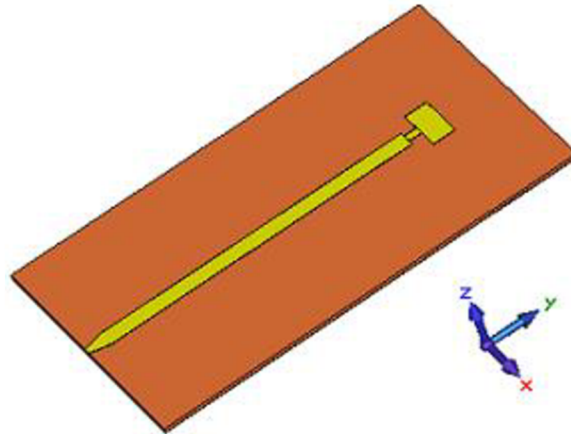
Na Impedanční přizpůsobení se použije čtvrtlnný transformátor, jeho impedance Z_{tr} je

$$Z_{tr} = \sqrt{Z_v Z_f}, \quad (1.15)$$

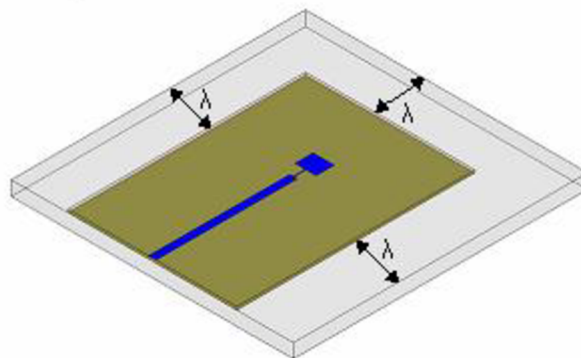
1.9 Možná provedení flíčkové obdélníkové antény pro 60 GHz

Obdélníková flíčková anténa je napájena 50Ω mikropáskovým vedením. Mezi mikropáskovým vedením a anténou je použit čtvrtvlnný transformátor pro impedanční přizpůsobení. Představené uspořádání je možné ve třech variantách [1]:

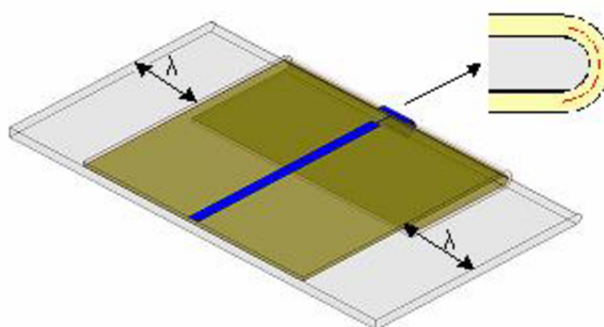
1. Anténa, která je umístěna na substrátu, je simulovaná v otevřeném prostoru, viz obr. 1.12.
2. Anténa, která je umístěna na substrátu, je umístěna na 1 mm tlustém dielektrickém povrchu ($\epsilon_r=3,5$, $\tan \delta=0,014$), který má simulovat efekt krytu handheld zařízení (elektronické zařízení, které je malé, lehké a přenosné s vlastním napájením), viz obr. 1.13..
3. Substrát s anténou je ohnut a vložen na 0,5 mm tlustou desku se zakulacenou hranou, která má simulovat desku plošného spoje handheld zařízení, viz obr. 1.14..



Obr. 1.9.: Flíčková anténa v otevřeném prostoru.



Obr. 1.10.: Flíčková anténa na dielektrickém povrchu [1].

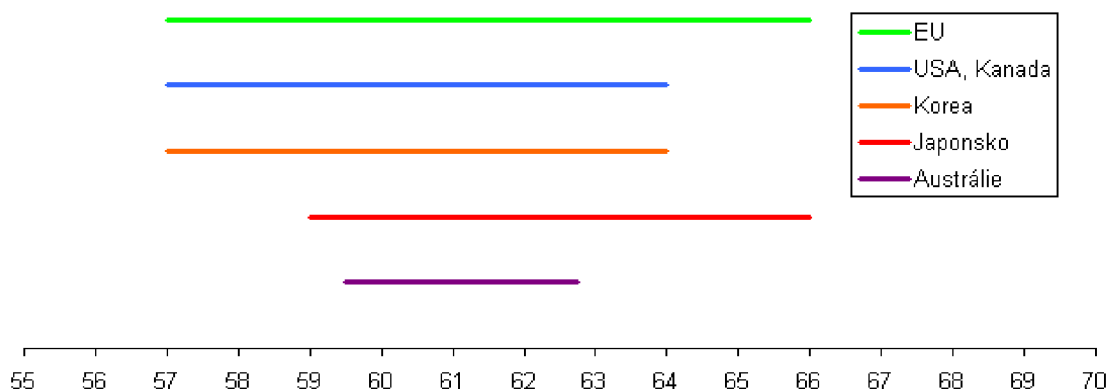


Obr. 1.11.: Fličková anténa na zakulaceném povrchu, poloměr 0,25 mm [1].

Z uvedených možností výše je konstrukčně nejjednodušší varianta **1.** Proto v další části práce během návrhu a simulací bude používána tato varianta.

1.10 Frekvenční pásmo 60 GHz

Počet komunikačních služeb ve frekvenčním pásmu jednotek GHz neustále narůstá a je potřeba hledat jiné alternativní možnosti využití rádiového spektra pro rozvoj stávajících i nových systémů. Následkem toho byly uvolněny frekvence okolo 60 GHz pro bezlicenční provoz. Šířka těchto uvolněných pásem v jednotlivých regionech je na obr. 15. Toto specifické pásmo milimetrových vln s neobvykle širokým rozmezím volných frekvencí tak začalo být velice zajímavé zejména pro mnoho asociací a společností s cílem provozovat zde vysokorychlostní přenosy. Rozvoj a provoz komunikačních systémů v pásmu 60 GHz však přináší také jisté komplikace. Dochází zde k větším ztrátám vlivem šíření, zejména jako důsledek absorpce na molekulách kyslíku (16 dB/km, při dešti zhoršení z důvodu rezonance molekul vody). [9]



Obr. 1.12.: Uvolněná pásma pro bezlicenční provoz.

Zpřístupnění spektra v okolí 60 GHz k bezlicenčnímu užití spustilo snahy o vytvoření standardů pro komunikační technologie v této oblasti a dalo podnět pro založení aliancí spolupracujících na vytvoření komerčních zařízení. Z hlediska oblasti, kterou má daná specifikace obsluhovat lze tyto technologie rozdělit do skupiny bezdrátových personálních sítí WPAN a bezdrátových lokálních sítí WLAN.

1.10.1 Standardy sítě WPAN

WPAN sítě typicky sdružují několik zařízení, které komunikují na relativně krátké vzdálenosti (jednotky až desítky metrů). V této síti je jasná struktura vztahů účastníků jako master-slave. Používají se standardy IEEE 802.15.3c, ECMA 387 a WirelessHD.

IEEE 802.15.3c – základní vlastnosti:

- provoz v pásmu 60 GHz,
 - 4 frekvenční kanály, každý $B = 2,16$ GHz,
 - datové rychlosti do 5 Gb/s,
 - tvarování směrových charakteristik pro rozšíření dosahu, viz obr. 1.16,
 - možnost slučovat data do paketů.
- Fyzická vrstva má definovány tři provozní režimy:
- Single carrier – nízká spotřeba, nízká složitost, 3 třídy modulačních schémat (využívající BPSK, MSK, $\pi/2$ BPSK, $\pi/2$ 8-PSK a 16-QAM).
 - High speed interface – obousměrný přenos s nízkou latencí, využívá OFDM modulaci
 - Audio/Visual – přenos nekomprimovaného signálu HD videa a audia, využívá OFDM.

ECMA 387 – základní vlastnosti:

- provoz v pásmu 60 GHz,
- dva typy zařízení, které mohou mezi sebou komunikovat (první vyšší třídy a druhé nižší třídy),
- 4 frekvenční kanály, každý $B = 2,16$ GHz,
- možnost sloučení kanálů (vícekanálový mód) pro přenosovou rychlost až 6,35 Gb/s, u jednocanálového módu až 3,175 Gb/s.

WirelessHD – základní vlastnosti:

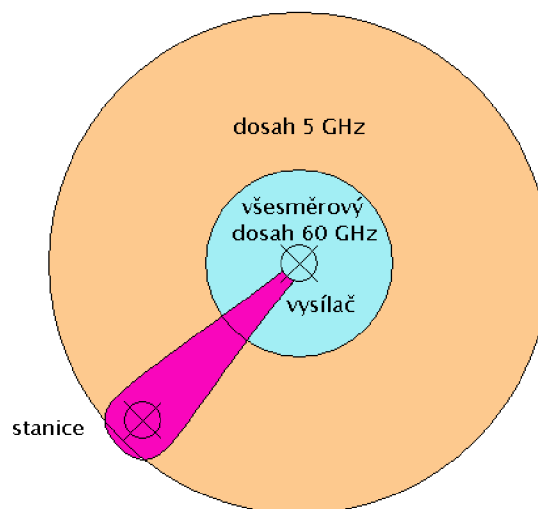
- provoz v pásmu 60 GHz,
- přenos bezdrátového 1080p videa,
- podpora 3D video formátů,
- podpora datového přenosu s protokolem IP,
- pokrytí prostoru na vzdálenost minimálně 10 m.

1.10.2 Standardy sítě WLAN

Je snaha o zavedení technologie bezdrátové komunikace na 60 GHz mezi sítě s konfigurací WLAN. Z důvodů technologických omezení (velký útlum v atmosféře) není možné realizovat WLAN sítě na 60 GHz s pokrytím odpovídajícímu sítím v pásmu 2,4 a 5 GHz. Avšak zkombinování všech tří pásem může nabídnout zdokonalenou WiFi síť s mnohem vyšší datovou rychlostí. Používají se standardy IEEE 802.11ad a WiGig.

IEEE 802.11ad – základní vlastnosti:

- provoz v pásmu 2,4; 5 a 60 GHz,
- 4 frekvenční kanály, každý $B = 2,16$ GHz (střední frekvence 58,32; 60,48; 62,64; a 64,8 GHz),
- Správnými technikami zaměření a synchronizování lze také poměrně nezanedbatelně zvýšit dosah. První z technik podpory beamformingu je zahrnutí jeho servisních informací do majáku (beacon) vysílaného na 2,4/5 GHz. Poté bude moci zařízení podporující frekvenční pásmo 60 GHz získat informace nutné pro beamforming, i když bude mimo prostor, ve kterém pracuje vysílač na 60 GHz.



Obr. 1.13.: Zvýšení dosahu pomocí beamformingu.

WiGig – základní vlastnosti:

- přenos dat rychlostí až 7 Gb/s,
- kompatibilitu se zařízeními WiFi (802.11),
- 4 frekvenční kanály, každý $B = 2,16$ GHz,
- podporu tvarování paprsku, komunikaci na vzdálenosti více než 10 m
- definována 2 kódová schémata. První je s OFDM modulací (až 7Gb/s) na větší vzdálenosti a lépe odolávající stínění a odrazům signálu. Druhé schéma využívá modulaci s jednou nosnou (až 4,6 Gb/s), má uplatnění v mobilních aplikacích.

1.11 Výpočetní metody CST a IE3D

CST používá modifikovanou metodu konečných diferencí v časové oblasti, zatímco IE3D používá momentovou metodu.

Podstata metody konečných diferencí v časové oblasti spočívá v řešení parciálních diferenciálních rovnic ve čtyřech krocích. První krok je diskretizace spojitého prostoru do konečného počtu prvků, jejichž energie na ploše/objemu daného prvku je konečná. Druhý krok je vyjádření aproximace hledané neznámé funkce nad celou plochou jednotlivého konečného prvku. Třetí krok je sloučením aproximací nad všemi konečnými prvky, tímto je dosaženo celkové (globální) aproximace nad analyzovanou oblastí. Čtvrtý krok je zavedení zbytkové funkce (residuum), která je rovna rozdílu mezi přesným řešením parciální diferenciální rovnice globální aproximace a aproximací této rovnice. Pomocí násobení vhodných váhovacích funkcí je residuum minimalizováno. Při použití tolika vhodně zvolených váhových funkcí, kolik je neznámých koeficientů, je získána lineární soustava se stejným počtem rovnic, jaký je počet neznámých koeficientů. Po vyřešení této soustavy jsou neznámé koeficienty jednoznačně určeny a zpětně dosazeny do aproximace hledané neznámé funkce nad celou plochou jednotlivého konečného prvku. Tímto se určí aproximace hledané funkce v každém bodě konečného prvku a sjednocením aproximací nad všemi konečnými prvky pak globální aproximace ve všech bodech analyzované oblasti. Momentová metoda je numerická metoda pro řešení integrálních rovnic. První krok je diskretizace modelu, posléze aproximace hledané funkce pomocí známých bázevých funkcí a neznámých aproximačních koeficientů. Druhý krok je dosazení aproximace do výchozího vztahu a minimalizace chyby aproximace. Třetí a poslední krok je řešení maticové rovnice. [13,6].

1.12 Struktura mushroom typu EBG

U antén založených na dielektrickém substrátu (hlavně u vysoké relativní permitivity ϵ_r a výšce substrátu h – více energie zůstává vázáno uvnitř dielektrika) nastává díky povrchovým vlnám snížení efektivity antény a degradace směrové charakteristiky. Povrchové vlny se budí u všech těchto antén, protože nejnižší TM_0 mód povrchových vln má nulový kritický kmitočet.

Jedna z možností potlačení povrchových vln je vytvoření zemní desky s vysokou impedancí (*High Impedance Ground Plane* HIGP). Na horní straně substrátu se vytvoří periodicky se opakující struktura prokovených čtverců či šestiúhelníků – odtud název mushroom. Tato struktura může být dvouvrstvá nebo třívrstvá. Většinou se ovšem používá pouze struktura dvouvrstvá, protože třívrstvá struktura je velmi náročná z hlediska technologie výroby, z čehož by plynula vysoká výrobní cena.

HIGP představuje pro šíření elektromagnetických vln na všech kmitočtech uvnitř jejího zakázaného pásma vysokou povrchovou impedancí vzhledem k nízké impedanci dokonale vodivé zemní desky. Z toho vyplývá, že povrch s vysokou impedancí vytváří zrcadlové proudy a odrazy, které jsou ve fázi se zdrojem, tudíž ovlivňuje povrchové vlny. Vlna TM se vyskytuje na induktivním povrchu a vlna TE na kapacitním povrchu. Tato povrchová impedance může být charakterizována pomocí paralelního rezonančního LC obvodu, viz obr. 1.17 Na nízkých kmitočtech je induktivní a

podporuje vznik TM vln, na vysokých kmitočtech je kapacitní a pomáhá vzniku TE vln. V blízkosti rezonančního kmitočtu je povrchová impedance velmi vysoká a vlny nejsou vázány k povrchu, ale vyzařují do okolního prostoru. V blízkosti rezonančního kmitočtu se tedy dá hovořit o zakázaném pásmu [14]. Návrh EBG struktury je složitější, dle [10] lze použít zjednodušené vztahy, a to

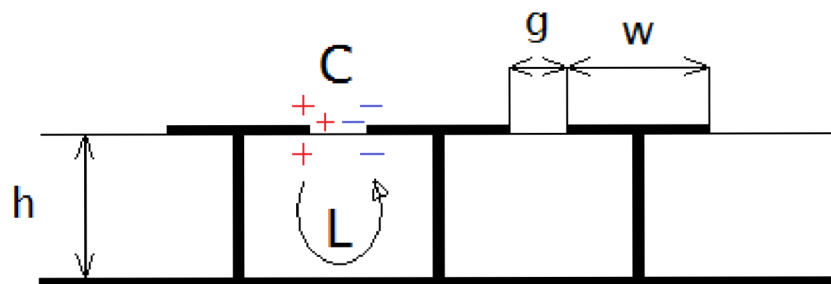
$$w = 0,25 \cdot \lambda_g, \quad (1.16)$$

kde w je délka hrany čtverce a λ_g je délka vlny v substrátu,

$$g = 0,035 \cdot \lambda_g, \quad (1.17)$$

kde g je mezera mezi vedením a čtvercem a mezera mezi jednotlivými čtverci,

$$h = 0,06 \cdot \lambda_g. \quad (1.18)$$



Obr. 1.14.: Vznik indukčnosti a kapacity na vysoko impedančním povrchu.

2 NÁVRH A REALIZACE OBDÉLNÍKOVÉ FLÍČKOVÉ ANTÉNY

Tato kapitola se zabývá návrhem obdélníkové flíčkové antény, globálním nastavením simulátoru CST a je zde uvedena ukázka modelování struktury pro simulaci a měření přenosu konektorů.

2.1 Výpočet rozměrů

Před vlastním výpočtem je ovšem nutno podotknout, že se jedná o výpočet pouze orientační. Rovnice jsou relativně přesné do cca 18 GHz. Výpočet rozměrů je podle kapitoly 1.8. Jako vhodný substrát pro výrobu prototypů byl vybrán Arlon Cu 217 z důvodu nízkých ztrát dielektrika na $f = 60$ GHz. Šířka flíčku je

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{299792458}{2 \cdot 60 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,17}} = 0,001696m \rightarrow 1,696mm. \quad (2.1)$$

Efektivní permitivita je

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot h}{W}\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{2,17 + 1}{2} + \frac{2,17 - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 0,000254}{0,001696}\right)^{\frac{1}{2}} = 1,9552. \quad (2.2)$$

Délka vlny v materiálu je

$$\lambda_g = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{299792458}{60 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{1,9552}} = 0,003573m \rightarrow 3,573mm \quad (2.3)$$

Efektivní zkrácení hrany je

$$\Delta = \left(0,412 \cdot \frac{\varepsilon_{eff} + 0,300}{\varepsilon_{eff} - 0,258} \cdot \frac{W/h + 0,262}{W/h + 0,813}\right) \cdot h = \left(0,412 \cdot \frac{1,9552 + 0,300}{1,9552 - 0,258} \cdot \frac{\frac{0,001696}{0,000254} + 0,262}{\frac{0,001696}{0,000254} + 0,813}\right) \cdot 0,000254 = 0,0001288m \rightarrow 0,1288mm. \quad (2.4)$$

Délka flíčku je

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta = \frac{299792458}{2 \cdot 60 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{1,9552}} - 2 \cdot 0,0001288 =$$

$$= 0,001529m \rightarrow 1,529mm. \quad (2.5)$$

Vodivost flíčku je

$$G = \frac{W}{120 \cdot \lambda_g} \cdot \left(1 - \frac{\left(\frac{2\pi h}{\lambda_g} \right)^2}{24} \right) = \frac{0,001696}{120 \cdot 0,003573} \cdot \left(1 - \frac{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 0,000254}{0,003573} \right)^2}{24} \right) =$$

$$= 0,001372S \rightarrow 1,372mS. \quad (2.6)$$

Impedance flíčku je

$$Z_f = \frac{1}{2G} = \frac{1}{2 \cdot 0,001372} = 36,447 \Omega. \quad (2.7)$$

Charakteristická impedance vedení musí být $Z_v = 50\Omega$. Mezi výpočet pro určení šířky vedení je

$$A = \frac{Z_v}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) =$$

$$= \frac{50}{60} \sqrt{\frac{2,17 + 1}{2}} + \frac{2,17 - 1}{2,17 + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{2,17} \right) = 1,1527, \quad (2.8)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_v \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{377\pi}{2 \cdot 50 \sqrt{2,17}} = 8,036, \quad (2.9)$$

$$\frac{W_v}{h} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{8e^{1,1527}}{e^{2 \cdot 1,1527} - 2} = 3,1554 \quad \text{pro } \frac{W_v}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right\} \right] = \\ = \frac{2}{\pi} \left[8,036 - 1 - \ln(2 \cdot 8,036 - 1) + \frac{2,17 - 1}{2,17 + 1} \left\{ \ln(8,036 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{2,17} \right\} \right] = \\ = 3,2379 \quad \text{pro } \frac{W_v}{h} > 2 \end{array} \right. \quad (2.10)$$

Ze vztahu (2.9) vyplývá, že pro určení W_v je podmínka splněna pro druhou rovnici. Takže šířka vedení je

$$W_v = 3,2379 \cdot 0,000254 = 0,8224 mm. \quad (2.11)$$

Impedanční přizpůsobení bude provedeno pomocí čtvrtvlnného transformátoru.

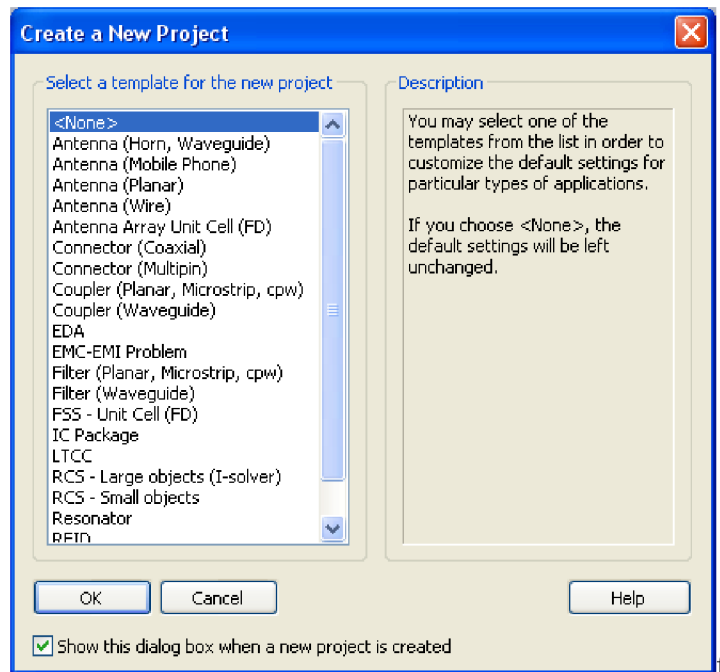
Impedance transformátoru je

$$Z_{tr} = \sqrt{Z_v Z_f} = \sqrt{50.36,447} = 42,689\Omega \quad (2.12)$$





Šířka čtvrtvlnného transformátoru se určí dle vztahů (2.8), (2.9), (2.10) a (2.11). Místo impedance vedení Z_v se dosadí impedance transformátoru Z_{tr} . Mezivýsledky jsou následující: $A = 0,9993$, $B = 9,4122$, $W_{tr}/h < 2 = 1,0261$ a $W_{tr}/h > 2 = 1,0286$. Podmínka je splněna první rovnicí. Výsledná šířka transformátoru je $W_{tr} = 1,0261$ mm. Délka transformátoru je $\lambda_g/4 = 0,8933$ mm.

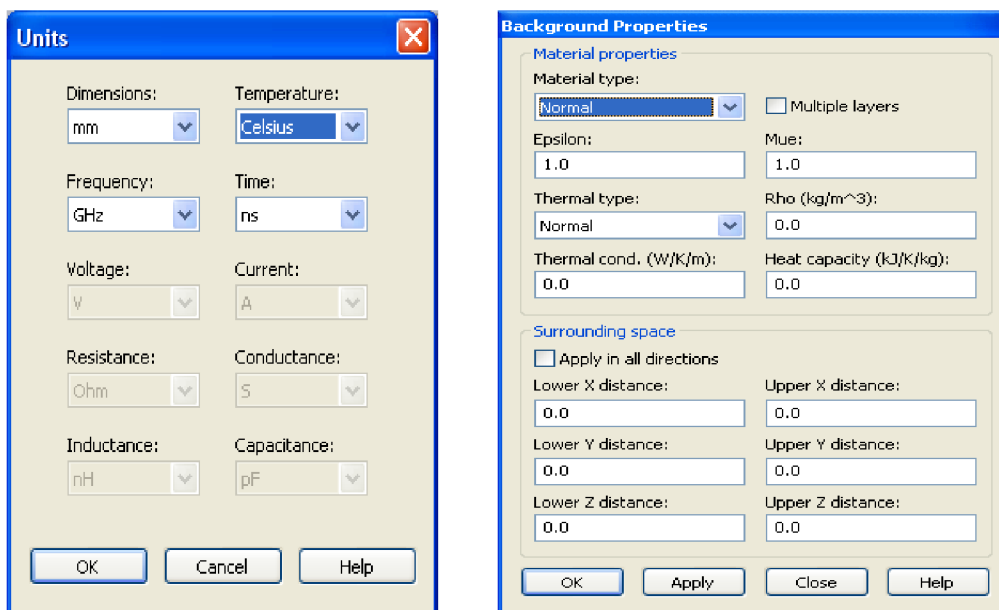
2.2 Globální nastavení a modelování struktur

Po prvním spuštění programu CST vyskočí okno s výběrem projektu, jak je na obr. 2.1. Není vybrána žádná šablona, veškeré hodnoty jsou v základním nastavení.

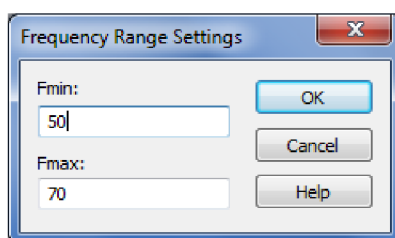


Obr. 2.1.: Tvorba nového projektu

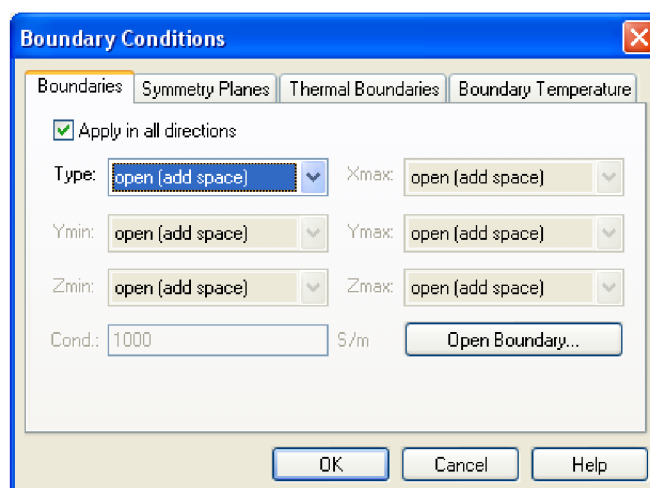
Dalším krokem je nastavení jednotek *Solve* → *Units* , typu podkladového materiálu *Solve* → *Background Material*  (obr. 2.2), frekvenčního rozsahu *Solve* → *Frequency*  (obr. 2.3) a okrajových podmínek *Solve* → *Boundary Conditions*  (obr. 2.4). Materiál v okolí modelu je nastaven na *normal* (vzduch), *PEC* (perfect electrical conductor) není vhodný. Frekvenční rozsah je nastaven na 50 – 70 GHz. Na tomto frekvenčním rozsahu proběhne měření prototypů antén na vektorem analyzátoru. Struktura je ve volném prostoru, proto je nutné zadat okrajové podmínky *open* (*add space*). Jelikož se jedná o symetrickou strukturu v ose *YZ*, lze v záložce *Symmetry Planes* v této ose nastavit magnetické zrcadlo ($H_t = 0$). Díky tomuto nastavení bude probíhat výpočet pouze v jedné polovině struktury, takže bude zkrácena doba výpočtu.



Obr. 2.2.: Nastavení jednotek a typu materiálu.






Obr. 2.3.: Frekvenční rozsah

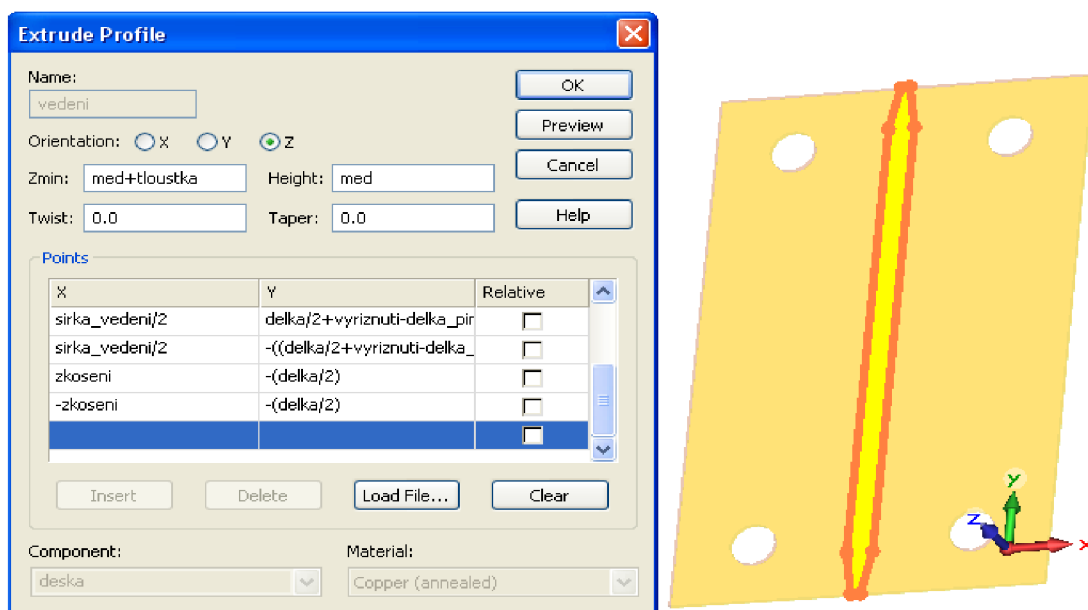


Obr. 2.4.: Okrajové podmínky struktury.

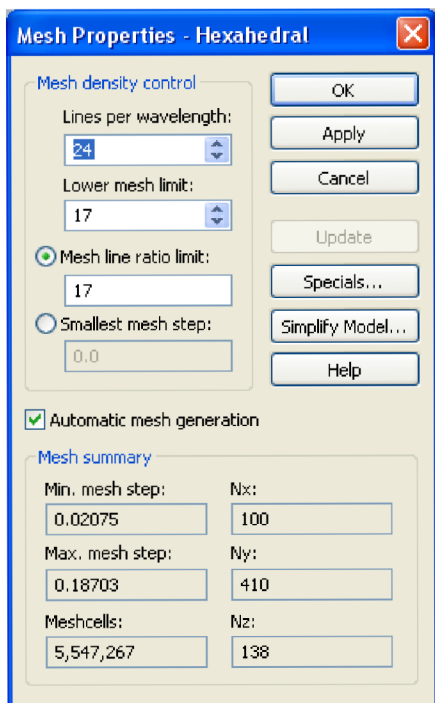
Po globálním nastavení lze přistoupit ke tvorbě struktur. Je vymodelována struktura pro simulaci a měření přenosu konektoru a mikropáskového vedení a tři prototypy antén. K jednotlivým strukturám je nutné namodelovat konektor. Kdyby vymodelovaný nebyl, tak by po nasazení konektoru na desku došlo k celkovému rozladění S-parametrů

a směrové charakteristiky. Na obr. 2.5 je uvedena názorná ukázka modelování mikropáskového vedení s využitím parametrů modelu na zemněném substrátu pomocí *Objects* → *Extrude* . Na obrázku jsou mimo jiné vidět připravené díry pro šrouby konektoru. Jednotlivé velikosti objektů je možné zadávat pomocí číselných hodnot nebo parametrů, jejíž hodnota je definována před nebo po použití v modelu. Vytvořené matematické modely přenosu a antén jsou na DVD v příloze.

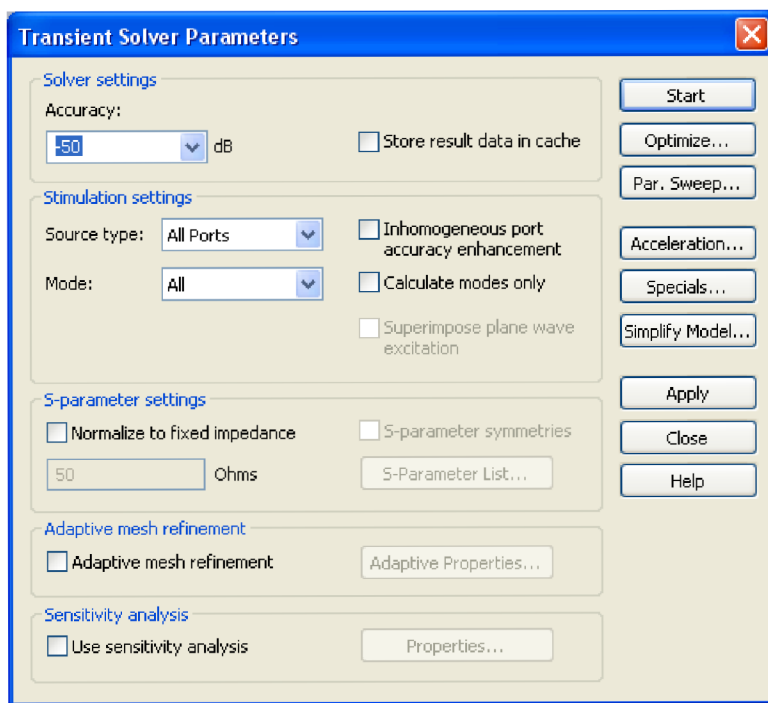
Poslední krok je nastavení simulátoru. První fáze je nastavení síťování *Mesh* → *Global Mesh Properties*  (obr. 2.6a). Počet buněk je 5,5 milionu, je to kompromis mezi přesností a dobou výpočtu. Druhá fáze je nastavení vlastního simulátoru *Solve* → *Transient Solver*  (obr. 2.6b). Přesnost výpočtů je zvolena na -50 dB. Za zmínku stojí *Adaptive Mesh Refinement*, kde se za pomoci zadaných kritérií (počet výpočetních cyklů, maximální možná odchylka výpočtu, definice frekvenčního pásma, ve kterém proběhne výpočet a nárůst meshovacích buněk) provede adaptivní síťování modelu, dále *Optimize*, kde lze pomoci několika optimalizačních metod optimalizovat velikosti struktury dle požadavků, dále *Par. Sweep*, kde lze sekvenčně rozmítat jednu či více proměnných. Je vybrána lokální (počáteční parametry modelu dávají relativně dobré výsledky, rozsah parametrů pro optimalizaci je proto malý) optimalizační metoda *Trust Region Framework*. Tato optimalizační metoda vyniká celkovou rychlostí výpočtu a přesností.



Obr. 2.5.: Modelování mikropáskového vedení s využitím parametrů modelu.



a) Síťování



b) Simulátor

Obr. 2.6.: Nastavení simulací.

3 SIMULACE A MĚŘENÍ ANTÉNY

V této kapitole jsou předvedeny výsledky simulací vytvořených matematických modelů v CST a měření realizovaných prototypů.

3.1 Simulace přenosu konektoru

Předtím, než se přistoupí k simulacím a měřením vlastních antén, je potřeba se zaměřit na konektor. Na obr. 3.1. je zobrazen konektor 1.85 mm od firmy Soutwest Microwave, který bude použit pro napájení flíčkové antény. Tento konektor je určen do frekvence $f = 67$ GHz. Geometrické rozměry konektoru jsou v [4]. Na obr. 3.2. je zachycen způsob montáže nástavce na desku. Charakteristická impedance konektoru je 50Ω . Tento konektor byl vybrán z důvodu dostupnosti na Ústavu radioelektroniky UREL.

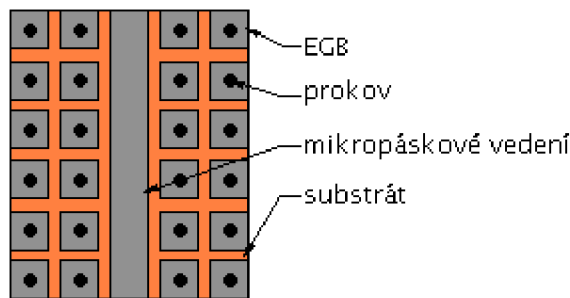


Obr. 3.1.: Konektor 1.85 mm firmy Soutwest Microwave [4].

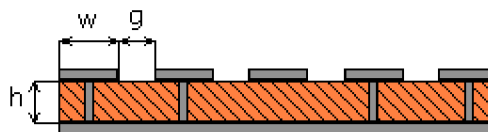


Obr. 3.2.: Montáž nástavce na desku [4].

Na obr 3.5 je zobrazen vytvořený model v CST pro simulaci přenosu. Tento model lze ovšem modifikovat přidáním struktury mushroom typu EBG. Jejím významem je potlačení rozptylové elektrické složky pole v substrátu a tím zlepšení $|S_{21}|$ oproti modelu bez použití této struktury. Na obr. 3.3 a 3.4 je zobrazeno EBG spolu s mikropáskovým vedením [10,11].



Obr. 3.3.: Mushroom struktura typu EBG.



Obr. 3.4.: Mushroom struktura typu EBG – pohled z boku.

Návrhové vztahy pro výpočet jednotlivých velikostí jsou následující:

$$w = 0,25 \cdot \lambda_g = 0,25 \cdot 3,573 = 0,893 \text{ mm}, \quad (3.1)$$

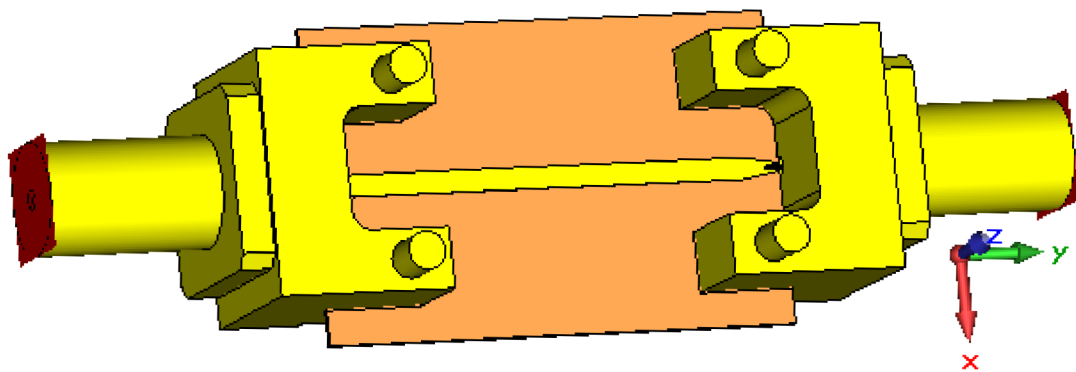
kde w je délka hrany čtverce a λ_g je délka vlny v substrátu,

$$g = 0,035 \cdot \lambda_g = 0,035 \cdot 3,573 = 0,125 \text{ mm}, \quad (3.2)$$

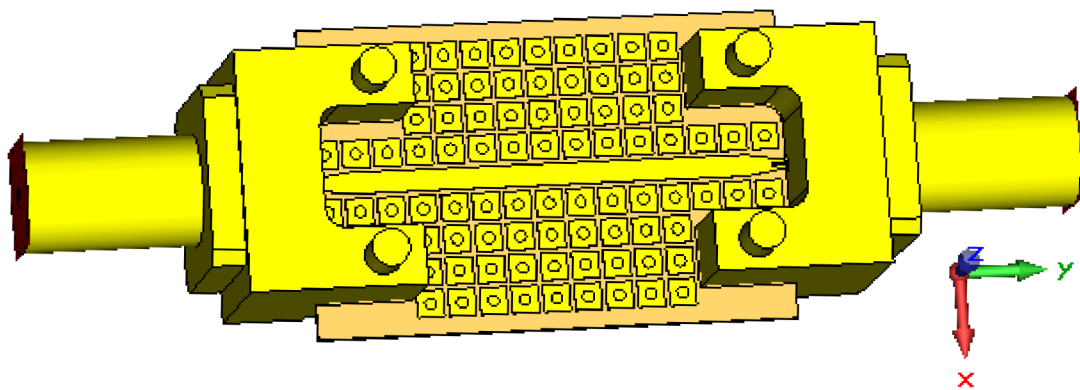
kde g je mezera mezi vedením a čtvercem a mezera mezi jednotlivými čtverci,

$$h = 0,06 \cdot \lambda_g = 0,06 \cdot 3,573 = 0,214 \text{ mm}, \quad (3.3)$$

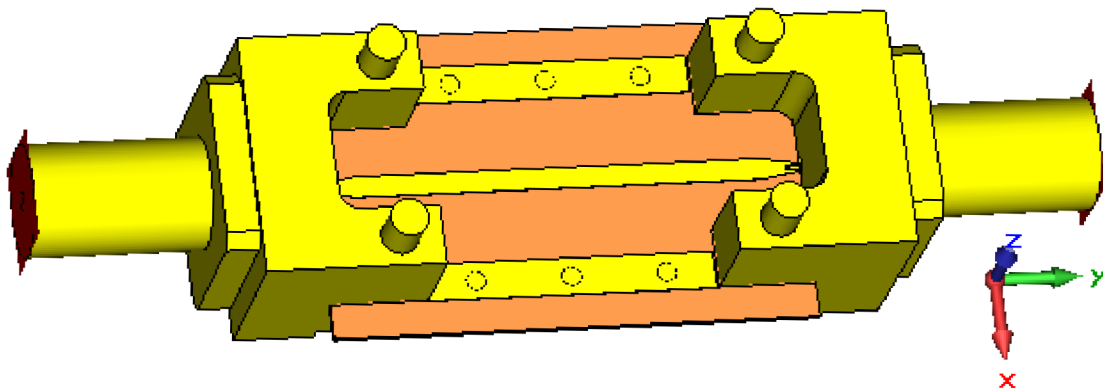
kde h je tloušťka substrátu. Při návrhu jednotlivých rozměrů je ovšem nutné respektovat konstrukční možnosti dílny Ústavu radioelektroniky a výšku použitého substrátu. Délka hrany čtverce proto bude $w = 1,42 \text{ mm}$, mezera $g = 0,25 \text{ mm}$ a výška prokovu $h = 0,254 \text{ mm}$. Na obr. 3.6 je zobrazen vytvořený matematický model s použitím struktury EBG v CST před optimalizací přenosu (model bez použití EBG je již optimalizován). Na obr. 3.7 je zobrazena optimalizovaná struktura EBG. Skládá se ze dvou řad čtverců vzdálené $3,8235 \text{ mm}$ od mikropásku. Jelikož simulace neukazují pokles přenosu při nahrazení dvou řad čtverců obdélníkovými prokovenými pásky s prokovama oproti modelu bez struktury EBG, tak je tato modifikace aplikována jak na model přenosu, tak i na modely antén. Tato modifikace odstranila kapacitní složku a zůstala pouze induktivní, což se v konečném stádiu projevilo navýšením zisku antény v rovině E a měření prokázalo lepší impedanční přizpůsobení na frekvenci $f = 60 \text{ GHz}$ (viz níže).



Obr. 3.5.: Optimalizovaný matematický model pro simulaci přenosu mikropáskového vedení a konektorů.

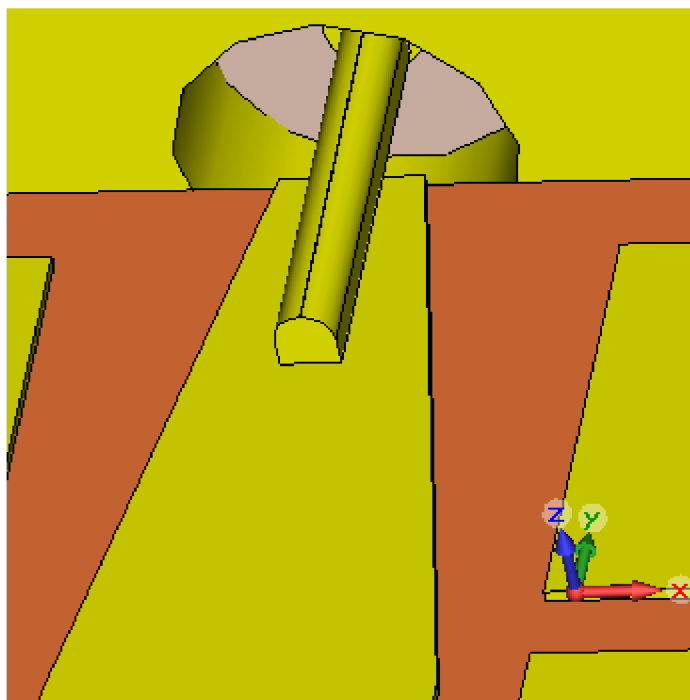


Obr. 3.6.: Struktura EBG.



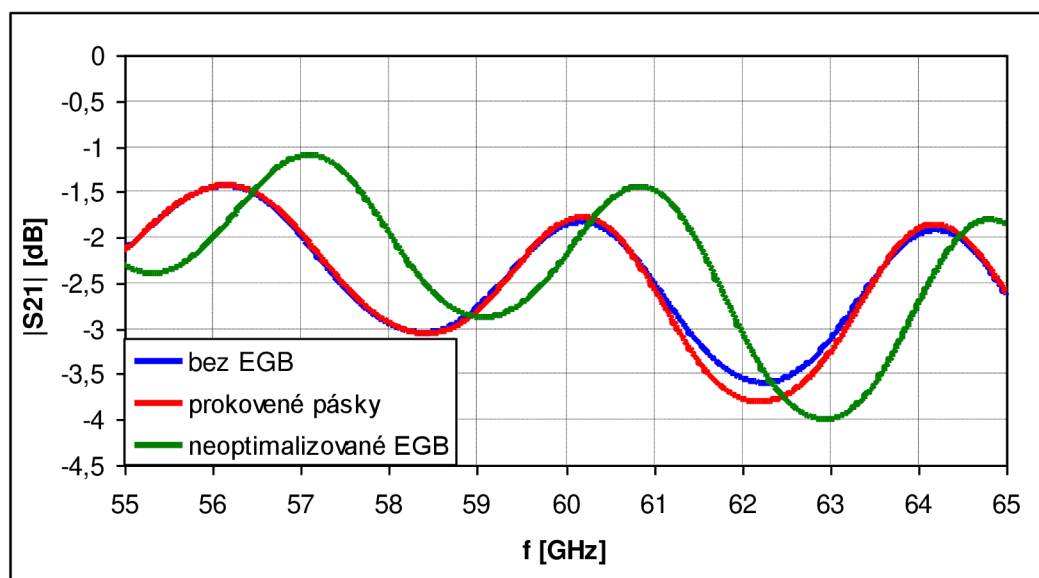
Obr. 3.7.: Nahrazená struktura EBG obdélníkovým páskem.

Na obr. 3.8 je zobrazen detail pinu konektoru a zkosení konce vedení. Je to zavedeno z důvodu, že pin se nebude dotýkat motivu jen svojí elementární plochou, ale plochou mnohem větší. Zkosení je zavedeno kvůli izolaci vedení od zemní plochy konektoru a lepšího impedančního přizpůsobení.

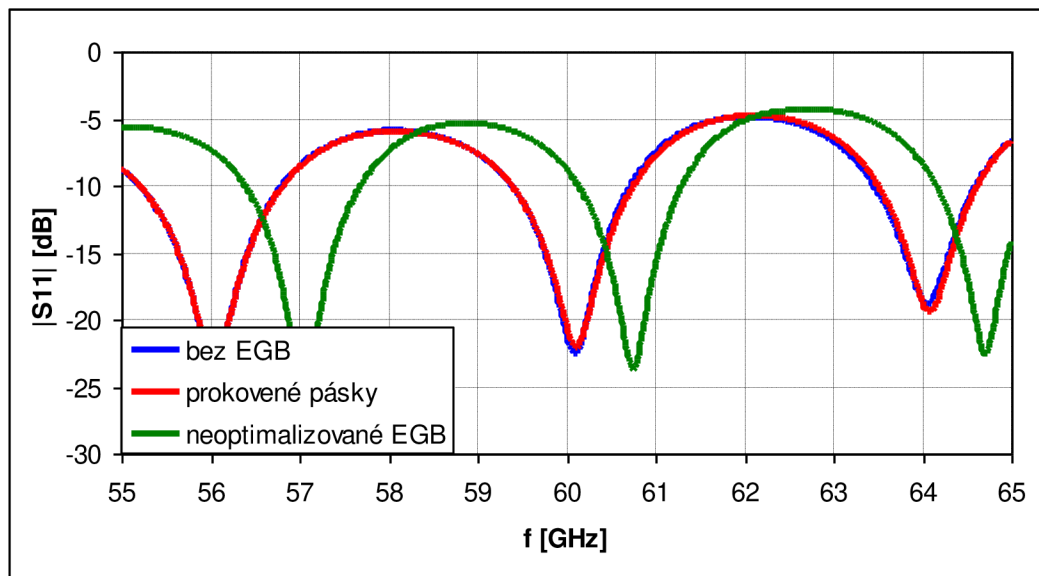


Obr. 3.8.: Detail pinu konektoru a zkosení konce vedení.

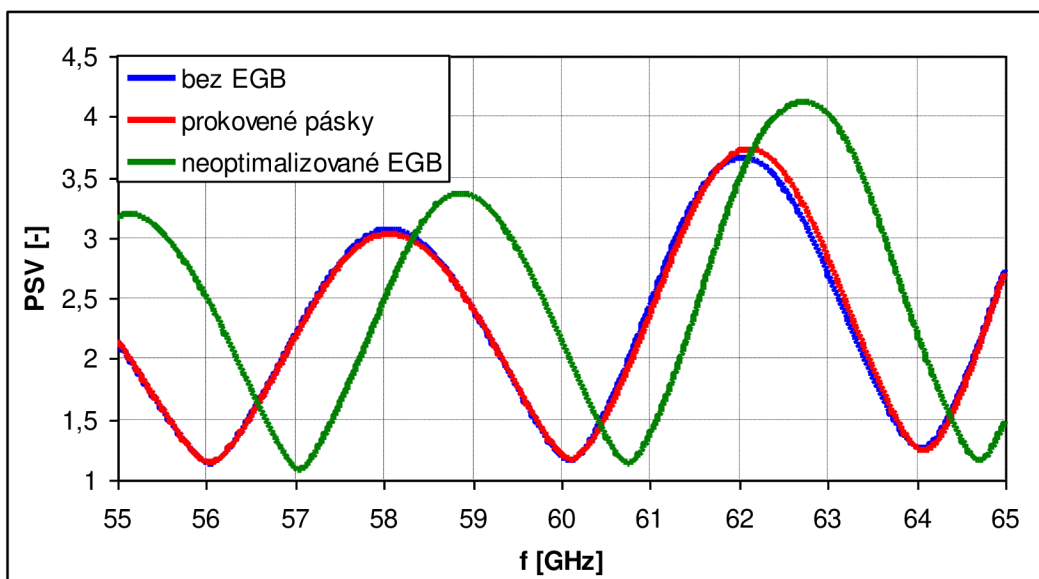
Na obr 3.9, 3.10 a 3.11 jsou zobrazeny výsledky simulací jednotlivých modelů. Z grafů je patrné, že model s prokovenými pásky má stejné parametry jako model bez EBG. Veškeré průběhy modelu s neoptimalizovanou EBG strukturou jsou posunuty cca o 1 GHz k vyšším frekvencím. Přenos modelů je $|S_{21}| = -1,8 \text{ dB @ 60 GHz}$, $|S_{11}| = -20,5 \text{ dB @ 60 GHz}$ a $PSV = 1,2 @ 60 \text{ GHz}$. Vstupní impedance je $Z_{in} = 52,5 \Omega @ 60 \text{ GHz}$.



Obr. 3.9.: Simulace $|S_{21}|$.



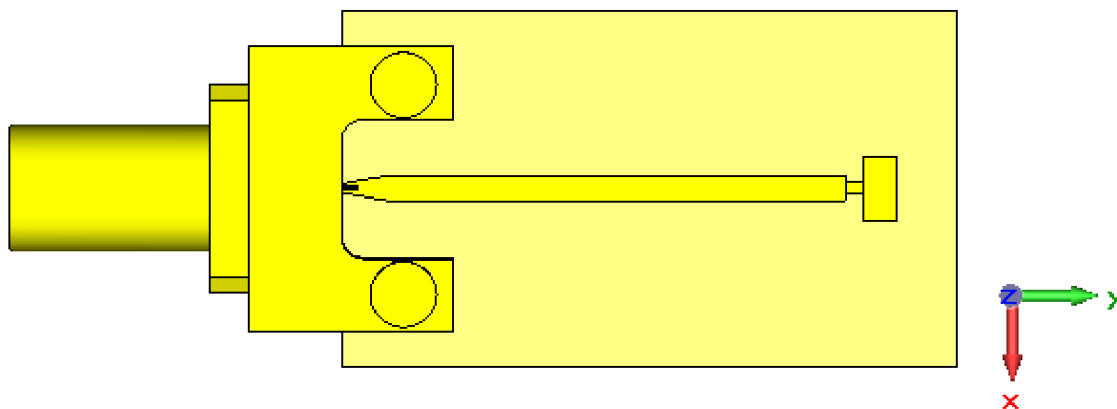
Obr. 3.10.: Simulace $|S_{11}|$.



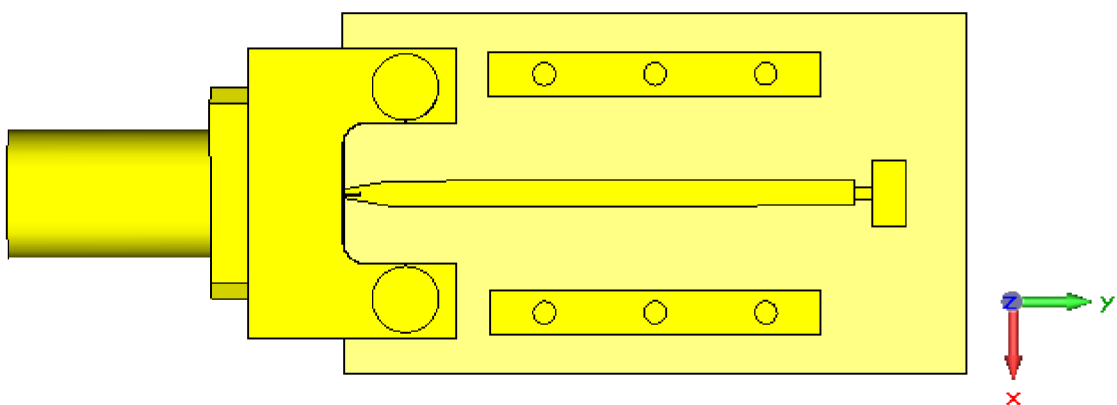
Obr. 3.11.: Simulace PSV .

3.2 Simulace a měření antén

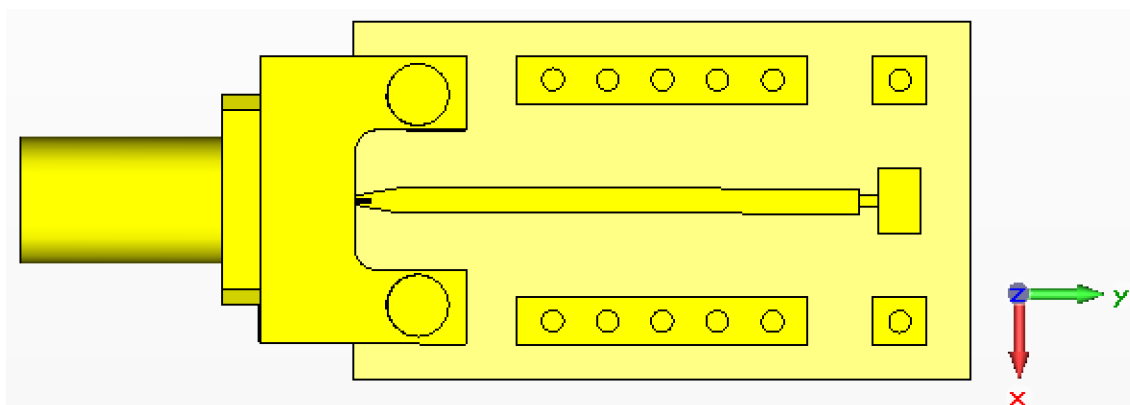
Celkem jsou optimalizovány, vyrobeny a naměřeny tři prototypy antén. Jednotlivé rozměry vodivého motivu jsou vypočítány v kapitole 2.1. Na obr. 3.12 je zobrazen model antény bez použití struktury EBG. Na obr. 3.13 je zobrazen model s prokovenými pásy a obr. 3.14 zobrazuje předchozí model antény doplněn prokoveným čtvercem ($a = 2.45$ mm), který je vzdálený od flíčku 2,9057 mm a 2,95 mm od obdélníkového pásu. Velikost čtverce a jednotlivé vzdálenosti jsou výsledkem experimentálních parametrických analýz, jejichž konečný důsledek je zakulacení směrové charakteristiky antény.



Obr. 3.12.: Model antény bez struktury EBG.



Obr. 3.13.: Model antény s prokovenými pásky.



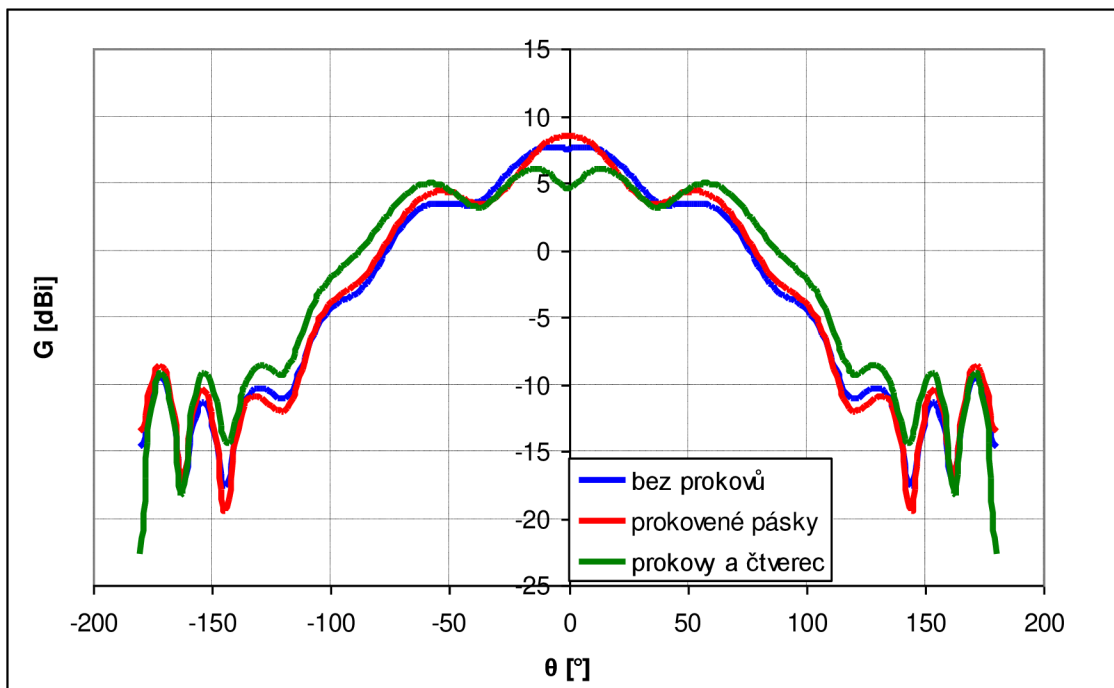
Obr. 3.14.: Model antény doplněn o prokovené čtverce.

3.2.1 Směrové charakteristiky antén

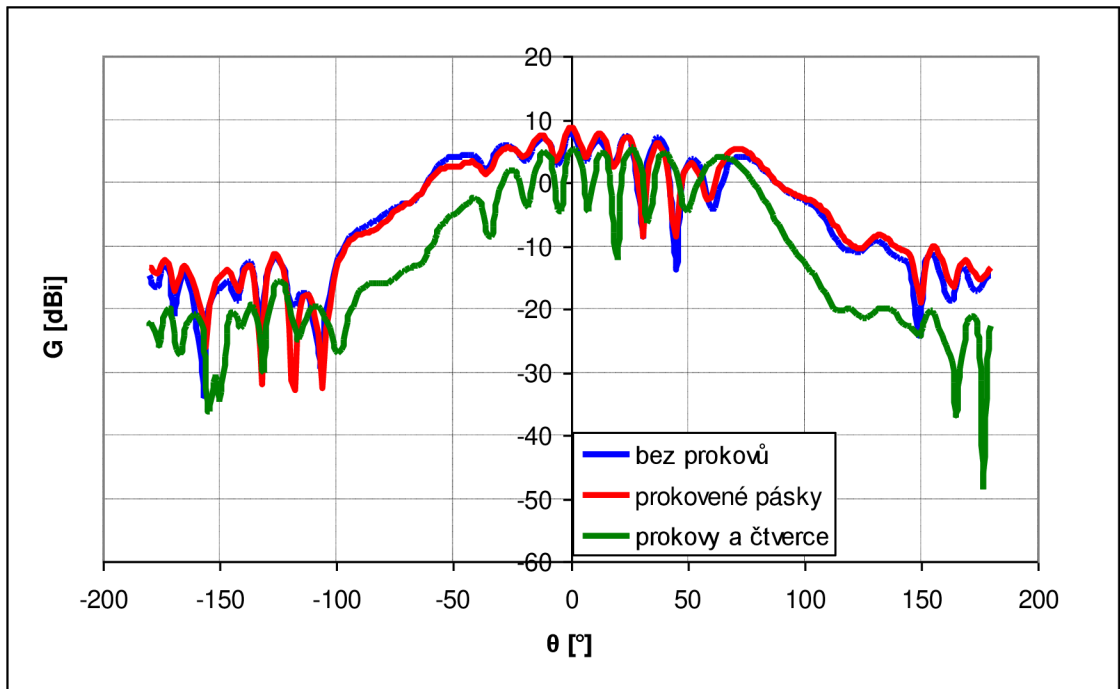
Směrové charakteristiky antén jsou velmi ovlivněny uzemněným konektorem. Jako nejvýhodnější řešení se jeví prodloužení dielektrického substrátu a přesunutí flíčku co nejdále od konektoru. Vzhledem k tomu, že používaný substrát CuClad 217 o tloušťce 0.254 mm + měděné plátování je velmi ohebný, tak toto řešení nelze použít. Je-li substrát během měření ohnut, tak dochází k ovlivnění výsledků. Nelze ale přesně říci, jaká je závislost mezi ohnutím a ovlivnění výsledků. Dalším možným řešením je konstrukce upínacího svěráku. Na svěrák je kladen požadavek, aby působil rovnoměrnou silou na spodní a vrchní část substrátu a měl stejnou relativní permitivitu vzduchu. Tyto požadavky splňuje polystyren ($\epsilon_r = 1,03$). Nejvýhodnější řešení je použití vodivé desky jako spodní část svěráku a polystyrén jako vrchní část svěráku.

Na obr 3.15 je výsledek simulace směrové charakteristiky antén v rovině E a na obr 3.16 v rovině H . Anténa s prokovy a čtvercem má v rovině H potlačené postranní laloky. Anténa bez prokovů vykazuje zisk v rovině E $G = 7,6$ dBi a šířku laloku $61,5^\circ$, anténa s prokovenými pásky $G = 8,5$ dBi a šířku laloku $43,7^\circ$ a anténa s prokovy a čtvercem $G = 6,1$ dBi a šířku laloku $147,9^\circ$. Anténa s prokovenými pásky má největší zisk a nejmenší šířku laloku, u antény s prokovy a čtvercem je to naopak. Na obr 3.17, 3.18 a 3.19 jsou simulace 3D polí jednotlivých antén.

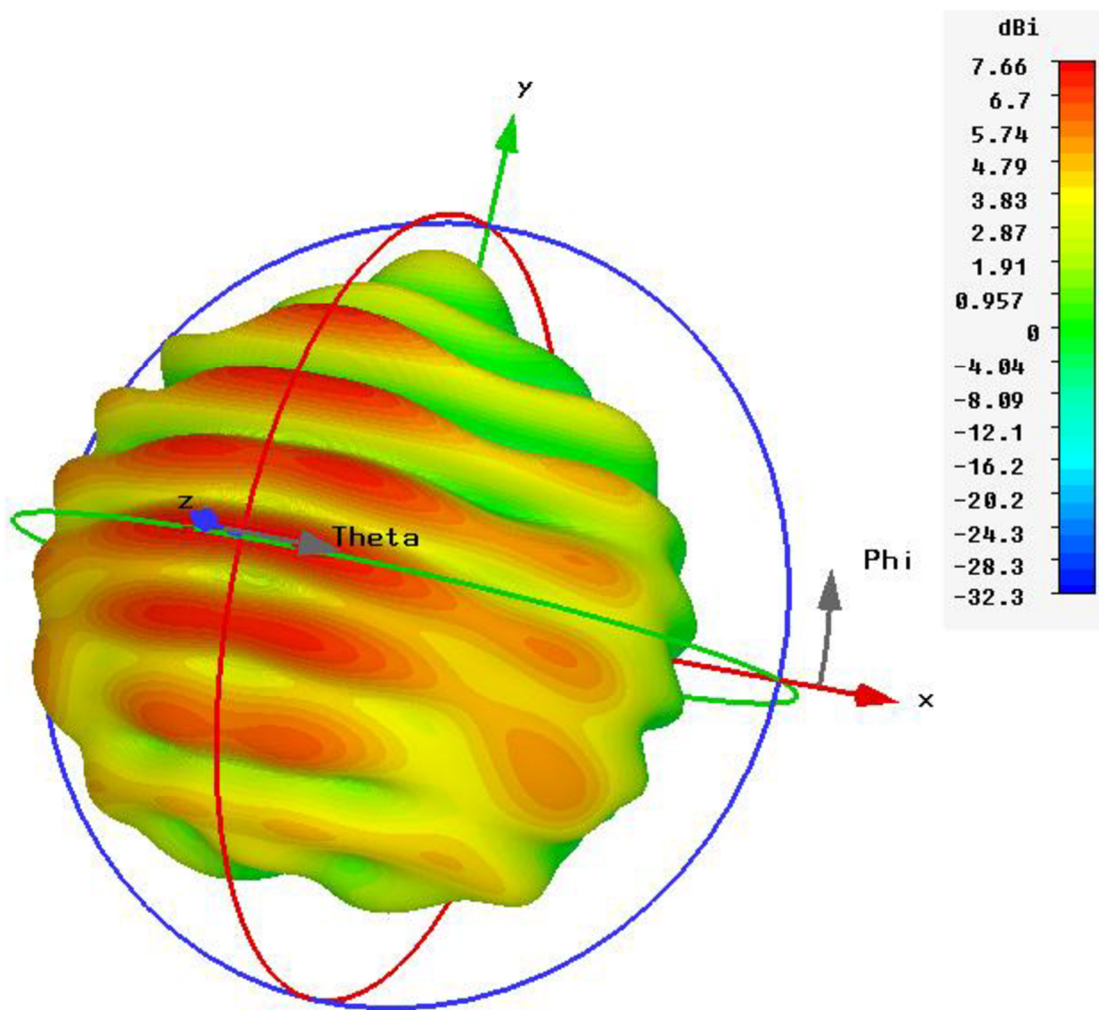
Směrové charakteristiky antén nejsou změřeny z důvodu nedostupnosti měřicí komory pro kmitočty $f = 57 - 65$ GHz.



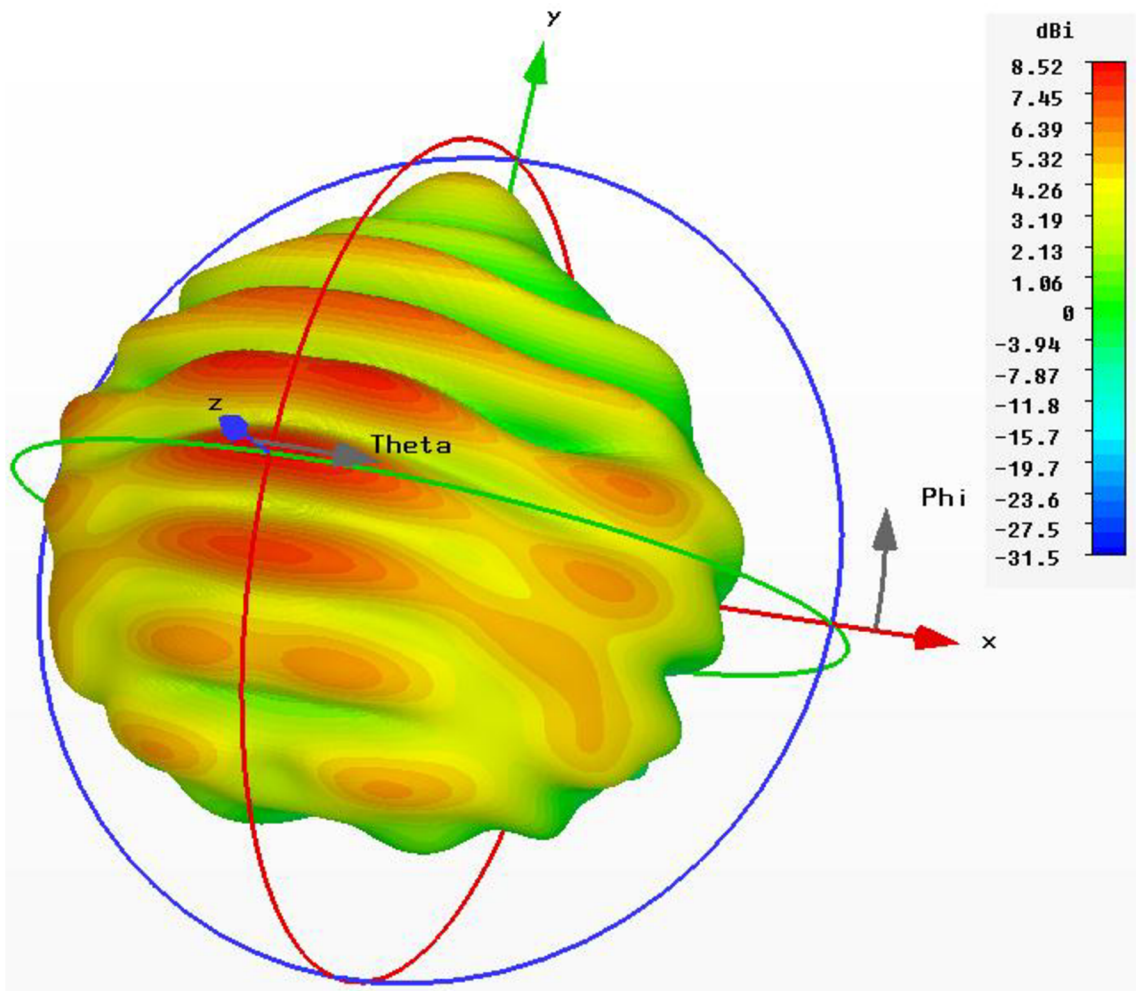
Obr. 3.15.: Simulace směrové charakteristiky v rovině E .



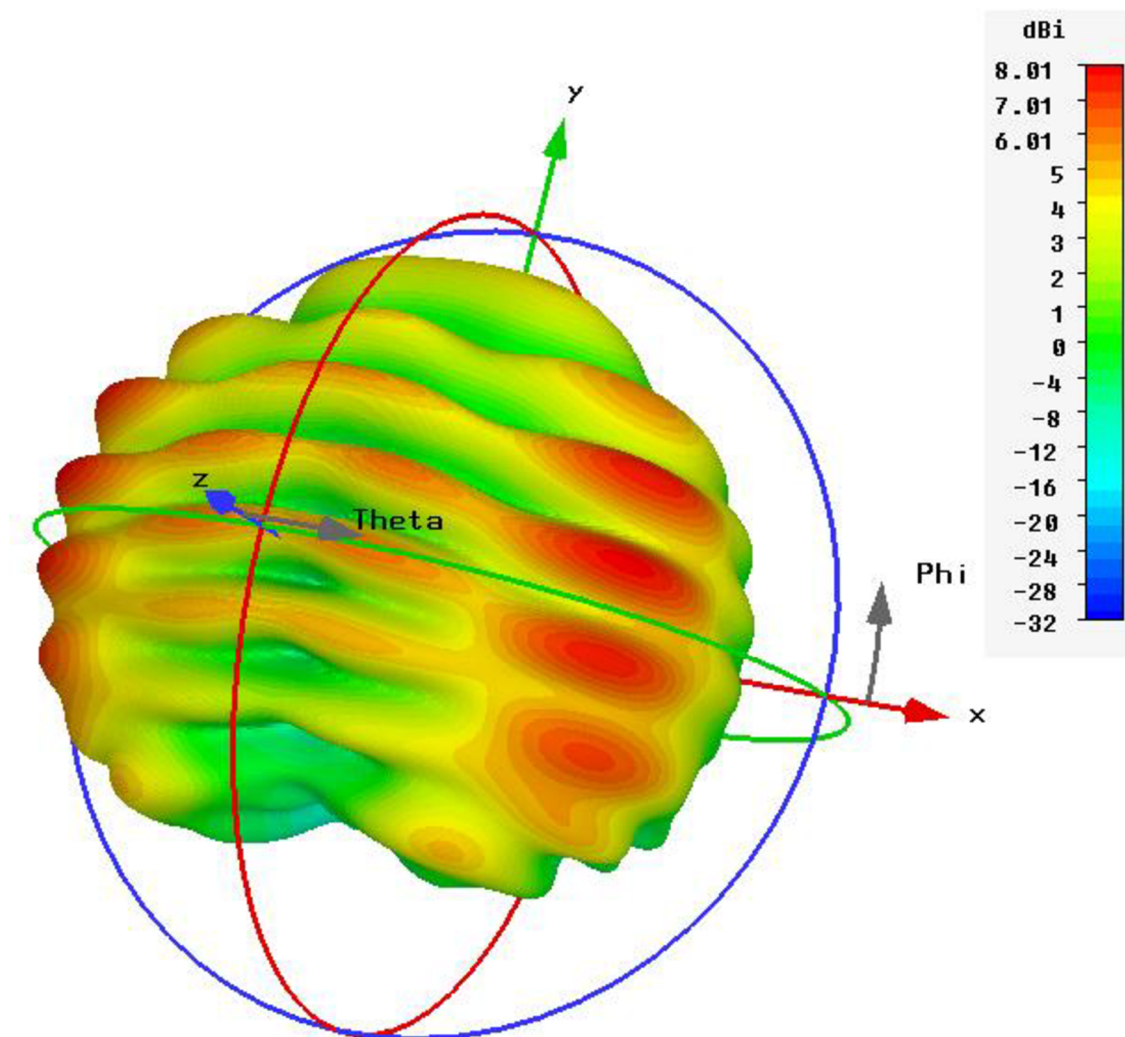
Obr. 3.16.: Simulace směrové charakteristiky v rovině H .



Obr. 3.17.: 3D směrová charakteristika antény bez prokovů.



Obr. 3.18.: 3D směrová charakteristika antény s prokovenými pásy.



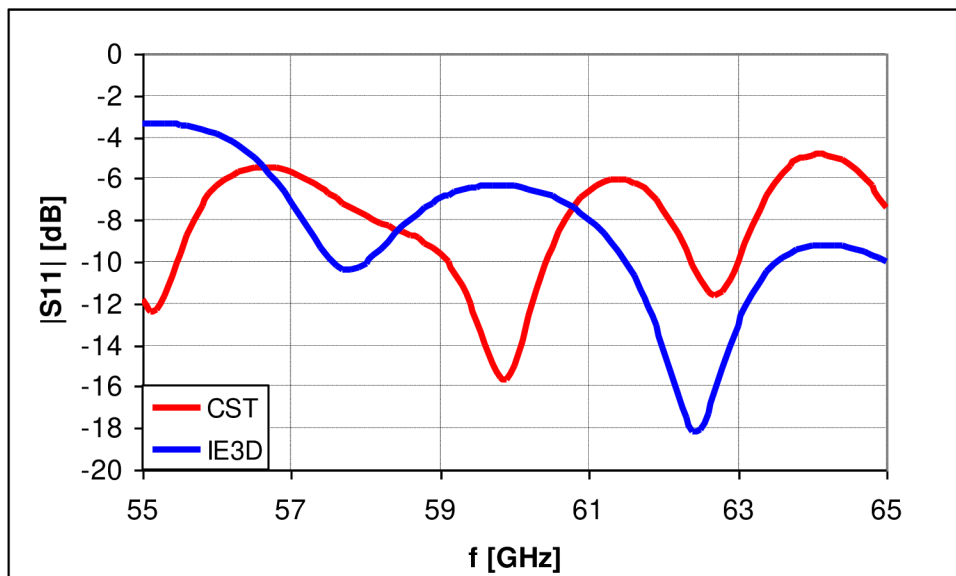
Obr. 3.19.: 3D směrová charakteristika antény s prokovy a čtvercem.

3.2.2 Impedanční přizpůsobení

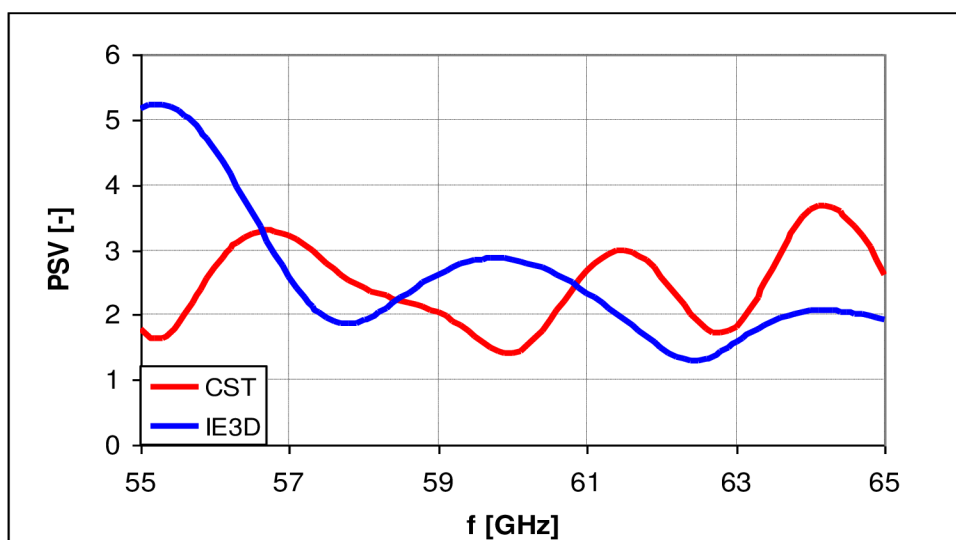
Zpětný odraz $|S_{11}|$ a poměr stojatých vln PSV je nasimulován v CST a IE3D. V IE3D je nasimulován optimalizovaný vodivý motiv antény (obr 3.20). Výsledky se ovšem velmi liší, viz obr 3.21 a 3.22. Je to způsobeno jak rozdílnou výpočetní metodou, tak IE3D používá nekonečnou zemní plochu a není zohledněna velikost substrátu a konektor.



Obr. 3.20.: Motiv antény v IE3D.



Obr. 3.21.: Průběh parametru $|S_{11}|$ v CST a IE3D.



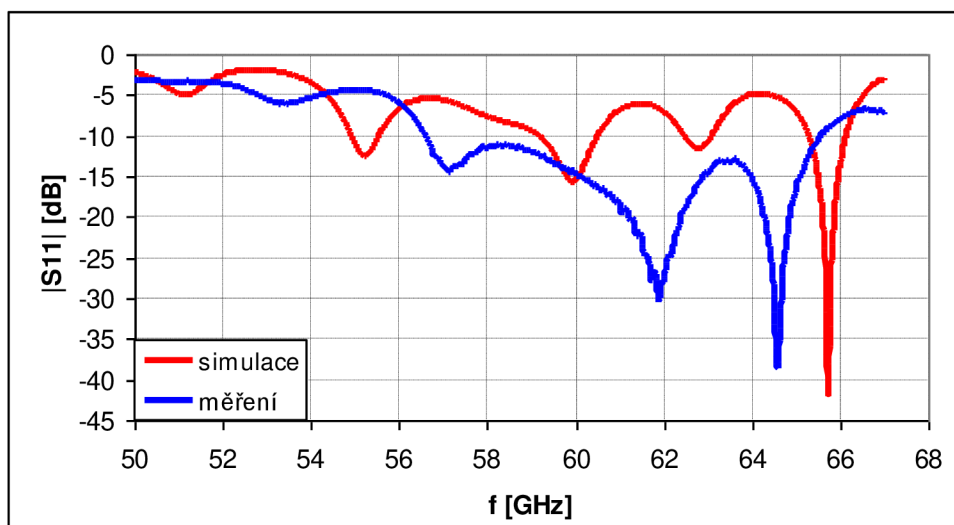
Obr. 3.22.: Průběh PSV v CST a IE3D.

Na obr. 3.23, 3.24 a 3.25 jsou zobrazeny simulace a měření zpětného odrazu $|S_{11}|$. Na obr. 3.26 je simulace PSV. V tab. 3.1 jsou přehledně uvedeny všechny nasimulované a naměřené výsledky všech modelů antén.

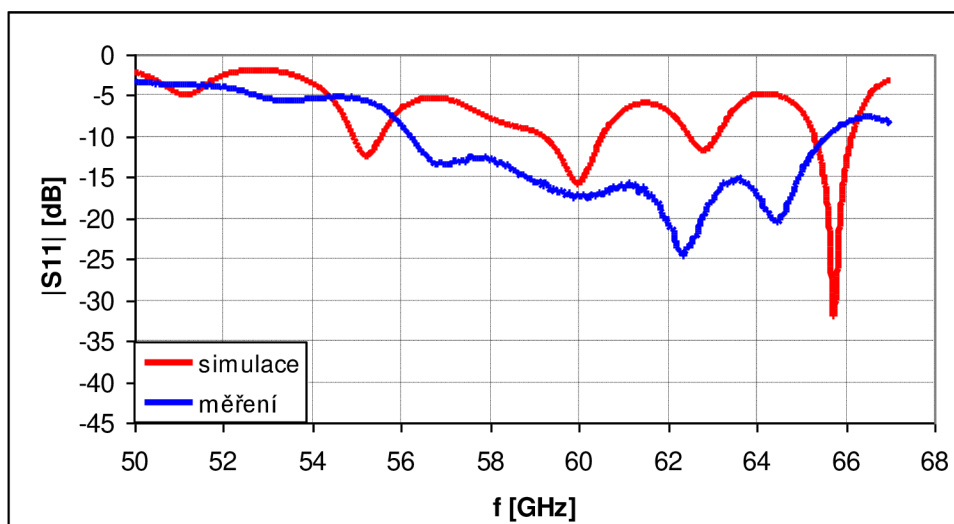
Všechny naměřené charakteristiky vykazují posun k vyšším frekvencím. Důvod je nízký počet meshovacích buněk použitých pro simulaci. Počet je 5 – 6 milionů dle simulovaného modelu (skutečný počet buněk je 10 – 11 milionů, do modelů je implementováno magnetické zrcadlo v ose YZ, které tento počet redukuje na polovinu). U prvního prototypu jsou na $f = 62$ GHz a $f = 64,6$ GHz velmi silné rezonance a to $|S_{11}| = -27,2$ dB a $|S_{11}| = -37,8$ dB. U druhého prototypu prokovené pásky potlačují rezonance na vyšších kmitočtech. Poslední prototyp antény vykazuje na $f = 60$ GHz velmi slabé impedanční přizpůsobení. Na $f = 64$ GHz se nachází silná rezonance a to $|S_{11}| = -20,9$ dB. Prokovené čtverce u flíčku velmi silně ovlivňují naladění antény.

Tab. 3.1.: Nasimulované a naměřené výsledky modelů antén.

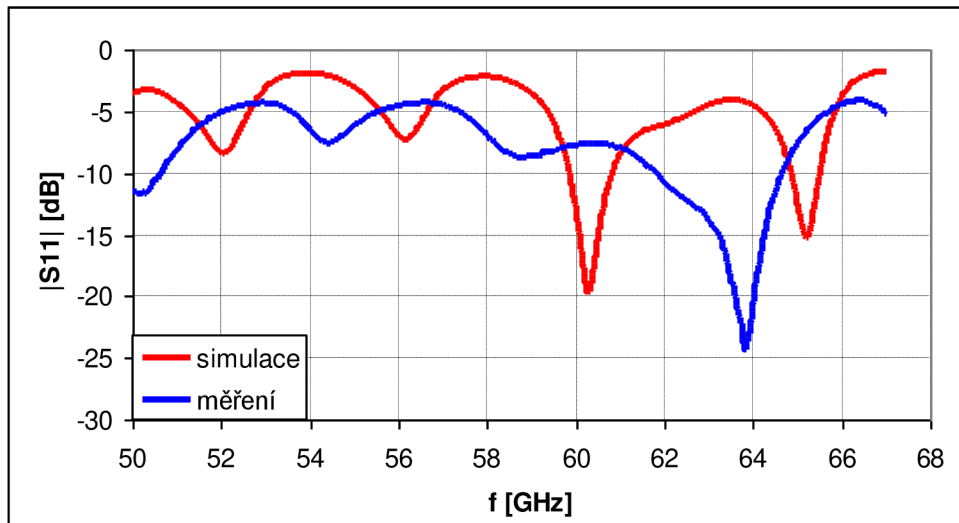
Model	Simulace				Měření	
	$ S_{11} $ [dB]	BW [%]	PSV [-]	šířka laloku (E) [°]	$ S_{11} $ [dB]	BW [%]
bez prokůvů	-15	1,58	1,39	61,5	-14,8	14,3
prokované pásy	-15	1,58	1,39	43,7	-17,3	15,6
prokovy a čtverec	-15	2,23	1,42	147,9	-7,74	4,67 (64 GHz)



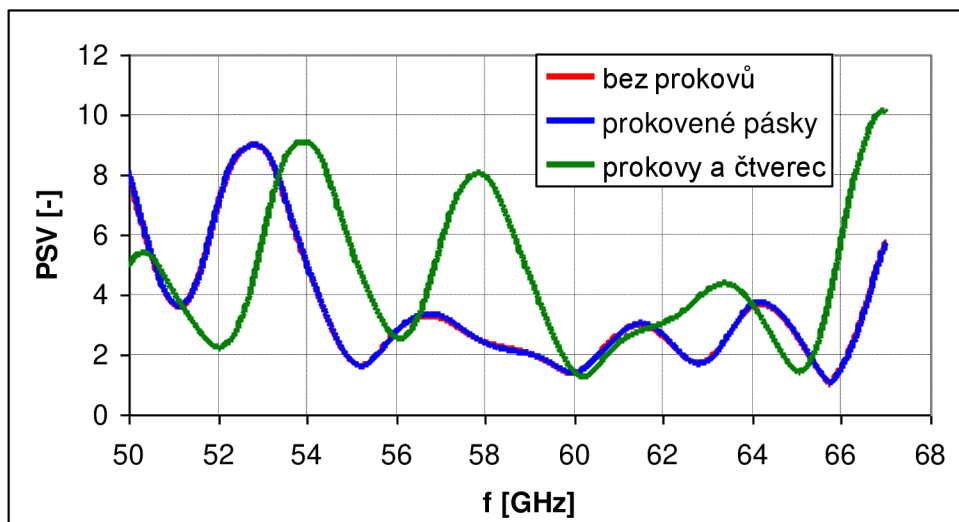
Obr. 3.23.: Průběh $|S_{11}|$ antény bez prokůvů.



Obr. 3.24.: Průběh $|S_{11}|$ antény prokovanými pásy.



Obr. 3.25.: Průběh $|S_{11}|$ antény s prokovy a čtvercem.



Obr. 3.26.: Simulace PSV.

3.3 Toleranční analýza modelu přenosu a antény

Vzhledem k výrobním nepřesnostem (leptání motivu, stříhání desky a vrtání děr pro uchycení konektorů) může dojít k menší či větší odchylce parametrů $|S_{11}|$, $|S_{12}|$ a PSV. V toleranční analýze jsou zahrnuty kombinace zvětšení/zmenšení délky/šířky desky o 1 mm/0,5 mm, dále zvětšení/zmenšení délky/šířky flíčku, čtvrtvlnného transformátoru, vedení a zkosení vedení na konci desky, a to o 5% vůči své původní velikosti.

Tabulka 3.1 udává výsledky toleranční analýzy vytvořeného modelu pro měření parametru $|S_{12}|$. Model má velmi malou citlivost na změnu jakéhokoliv parametru. Tabulka 3.2 udává výsledky toleranční analýzy vytvořeného modelu antény bez prokovů. Model je velmi citlivý na změnu šířky flíčku, při změně rozměru došlo ke změně $|S_{11}|$ o 15 dB. Zvýšená citlivost je zaznamenána u změny délky flíčku a to cca o 3 dB. Zúžení čtvrtvlnného transformátoru o 5% vyvolává zlepšení parametru $|S_{11}|$ cca o 1 dB.

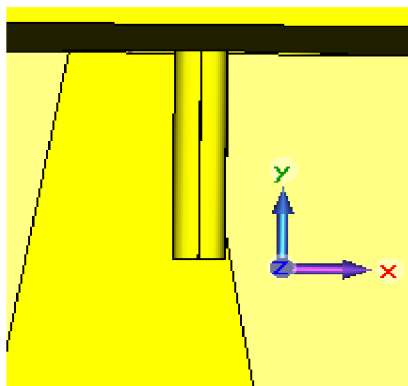
Tab. 3.2.: Výsledky toleranční analýzy pro model měření přenosu.

Změna	zvětšení/zmenšení	$ S_{21} $ [dB]	SWR [-]
šířka dielektrika, obě strany o 0,5 mm	↑	-1,76	1,18
	↓	-1,74	1,18
šířka vedení, o 5%	↑	-1,79	1,27
	↓	-1,80	1,22
zkosení, obě strany o 5%	↑	-1,74	1,22
	↓	-1,75	1,15

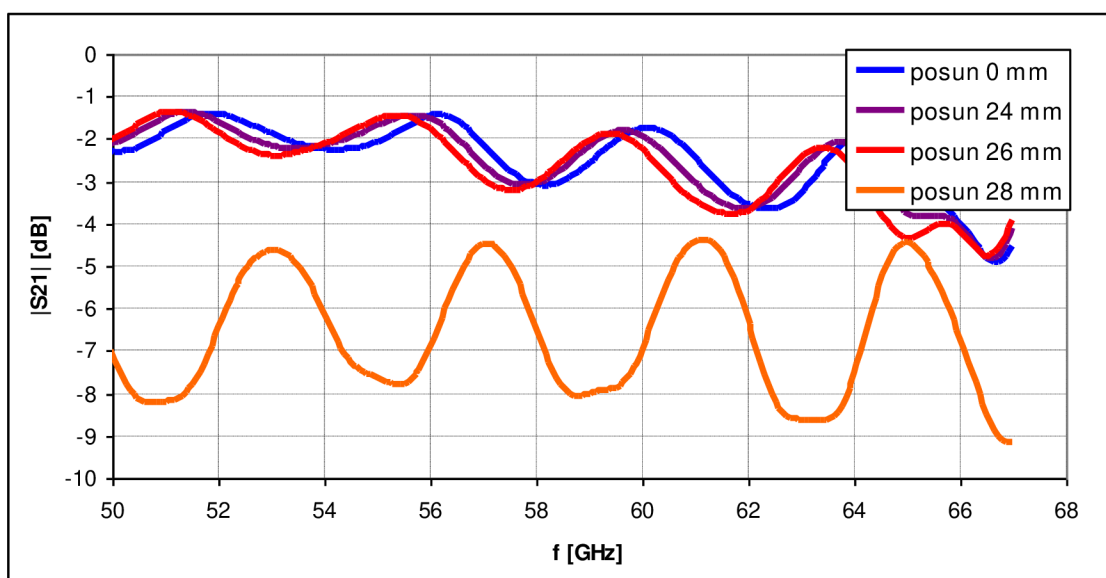
Tab. 3.3.: Výsledky toleranční analýzy modelu antény.

Změna	zvětšení/zmenšení	$ S_{11} $ [dB]	SWR [-]
šířka dielektrika, obě strany o 0,5 mm	↑	-20,56	1,21
	↓	-20,50	1,21
šířka dielektrika, jedna strana o 1 mm	↑	-20,52	1,21
	↓	-20,46	1,21
délka dielektrika, horní strana o 1mm	↑	-20,58	1,21
	↓	-20,59	1,21
délka flíčku, o 5%	↑	-19,42	1,24
	↓	-16,68	1,35
šířka flíčku, o 5%	↑	-5,17	3,46
	↓	-7,06	2,61
šířka transformátoru, o 5%	↑	-18,67	1,26
	↓	-21,91	1,17
šířka vedení, o 5%	↑	-19,60	1,24
	↓	-18,53	1,27
zkosení, o 5%	↑	-20,28	1,21
	↓	-20,98	1,20

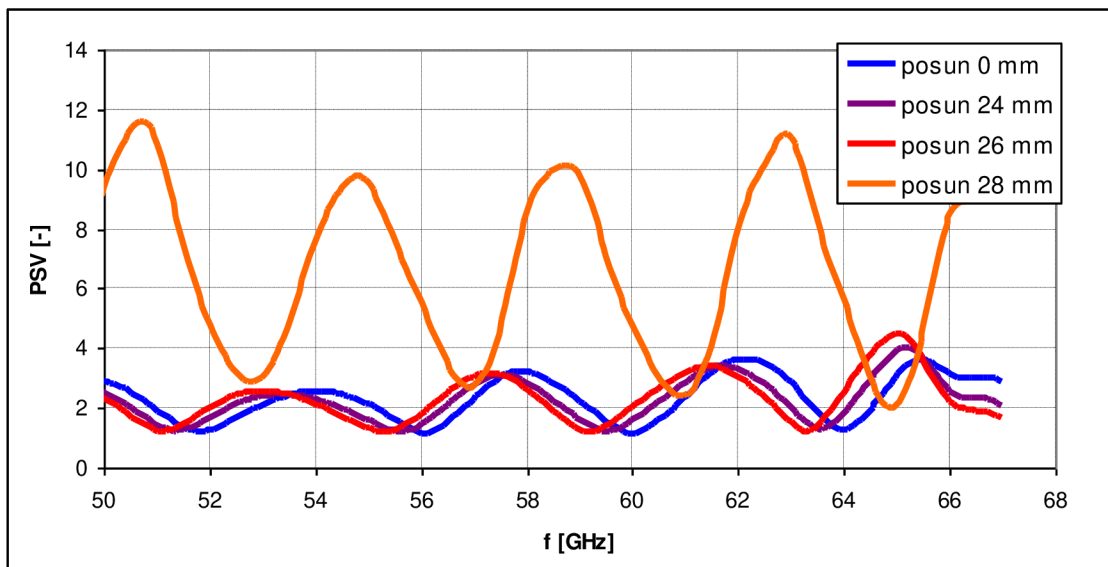
Dále je simulován model přenosu při posunutí jednoho konektoru v ose X, kdy ještě nedochází k výraznému poklesu přenosu, viz obr. 3.25. Maximální posun konektoru, kdy byla stanovená mez splněna, je 0,24 mm; $|S_{12}| = -1,92$ dB a $PSV = 1,59$, viz obr. 3.26 . Při posunu o 0,26 mm už je $|S_{12}| = -2,24$ dB a $PSV = 2,04$, minimum nastalo při posunu 0,28 mm $|S_{12}| = -6,96$ dB a $PSV = 4,76$. V obr. 3.26 jsou zaznamenaný PSV pro jednotlivé posuny.



Obr. 3.27.: Maximální posun konektoru 0,24 mm po ose X.



Obr. 3.28.: Parametr $|S_{12}|$ závislý na posunu konektoru v ose X



Obr. 3.29.: PSV závislý na posunu konektoru v ose X.

4 ZÁVĚR

Cílem úvodního semestrálního projektu bylo seznámení se s konstrukcí obdélníkových flíčkových antén a vybrání vhodného konstrukčního řešení antény. Jako substrát byl zvolen CuClad 217 ($h = 0,254$ mm, $\varepsilon_r = 2,17$ $\tan\delta = 0,0009$) od firmy Arlon Materials for Electronics. Jako konstrukční řešení antény byla vybrána varianta 1. Tato varianta byla na realizaci nejjednodušší. Obě dvě rozhodnutí byla taktéž udělána vzhledem ke konstrukčním možnostem dílny na Ústavu radioelektroniky, ve které se bude anténa realizovat.

V následujícím semestrálním projektu byl navržen model pro simulaci přenosu konektorů. Přenos konektoru a mikropáskového vedení je dle simulací vyhovující. V další části práce byl představen model antény. Model byl simulován v CST a motiv antény v IE3D. Simulace dopadly značně rozdílně. Nejpravděpodobněji to bylo z důvodu, že IE3D nebere v potaz velikost substrátu, konečnou velikost země a substrátu, dále absence konektoru a rozdílná výpočetní metoda. Dle CST simulace antény dopadly uspokojivě. Z toleranční analýzy bylo patrné, že model antény byl velmi citlivý na změnu šířky flíčku a maximální možný posun konektoru v ose X, např. nepřesností výroby nebo usazování konektoru na desku, o 0,24 mm.

V poslední části diplomové práce byly do návrhu modelu přenosu a antény implementována mushroom struktura typu EBG. Hlavní účel EBG struktury v modelu přenosu bylo zvýšit přenos mikropáskového vedení. Po optimalizaci byly dvě řady prokovených čtverců nahrazeny prokoveným páskem. Tato modifikace neměla vliv na přenos mikropáskového vedení, ale měla kladný vliv na zvýšení zisku antény v rovině E . Třetí model antény byl doplněn jak pásky s prokovy, tak prokoveným čtvercem umístěným vedle flíčku na každé dielektrického substrátu. Hlavní účel této modifikace bylo zakulacení směrové charakteristiky v rovině E . Měření prokázalo impedanční přizpůsobení prvních dvou modelů v pásmu $f = 56 - 65$ GHz. Třetí model je impedančně přizpůsoben na $f = 64$ GHz.

LITERATURA

- [1] AMADJIKPE, A.L.; CHOUDHURY, D.; PONCHAK, G.E.; PAPAPOLYMEORU, J. A. Study of a 60 GHz rectangular patch antenna on a flexible LCP substrate for mobile applications. In *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation AP-S 2008*. Atlanta: Georgia Inst. of Technol., 2008, p. 1 - 4.
- [2] HOLEK, K., *Mikropásková anténa s kruhovou polarizací s možností výběru typu polarizace*. Brno, 2007/2008. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=8260. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Ing. Zbyněk Lukeš, Ph.D.
- [3] LUKEŠ, Zbyněk. ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY. *Antény a šíření elektromagnetických vln: Antény s kruhovou polarizací*. Brno, 2011. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/MASV/downloads/Lecture07.pdf>
- [4] SOUTHWEST MICROWAVE. *End Launch Connector Series*. USA, 2012. Dostupné z: http://mpd.southwestmicrowave.com/showImage.php?image=404&name=End_Launch_Connectors.pdf
- [5] Zisk smerovost WiFi anten. *PVfree.net* [online]. [cit. 2012-11-30]. Dostupné z: http://wiki.pvfree.net/index.php/Zisk_smerovost_WiFi_anten
- [6] RAIDA, Zbyněk. ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY. *Elektromagnetické vlny, Mikrovlnná technika: Multimediální učebnice* [online]. 2010 [cit. 2012-04-30]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php>
- [7] Milligan, T. A., *Modern antenna design*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [8] SINGH, M.; BASU, A.; KOUL, S.K. Circular Patch Antenna with Quarter Wave Transformer Feed for Wireless Communication. In *India Conference, 2006 Annual IEEE*. New Delhi: Centre for Appl. Res. in Electron., Indian Inst. of Technol., 2006, p. 1 - 5.
- [9] DVOŘÁK, J. a R. MARŠÁLEK. Komunikační standardy v pásmu milimetrových vln. *Elektrorevue*. 2012, roč. 2012, č. 13, s. 1-5. ISSN 1213-1539. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/cz/download/komunikacni-standardy-v-pasmu-milimetrovych-vln/>
- [10] RAJO-IGLESIAS, E. *Designing the STOP surfaces (EBG, soft surfaces, parallelplate stopbands)*. Přednáška. Madrid: University Carlos III of Madrid, 25.9.2012.
- [11] RAJO-IGLESIAS, E. *Packaging using gap waveguide approach*. Přednáška. Madrid: University Carlos III of Madrid, 26.9.2012.
- [12] AKAY, M., ANDERSON J. B., R. J. BAKER, J. E. BREWER, T. G. CRODA, R. J. HERRICK, S. V. KARTALOPOULOS, M. MONTROSE, M. S. NEWMAN, F. M. B. PERIERA, C. SINGH a G. ZOBRIST. *METAMATERIALS Physics and Engineering Explorations*. USA: John Wiley & Sons, Inc., 2006. ISBN 13 978-0-471-76102-0.
- [13] SYROVÝ, J., *Analýza trojrozměrných objektů metodou konečných prvků v časové oblasti*. [online]. Brno, 2011 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/studium/zaverecne-prace?zp_id=39374. Diplomové práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Vedoucí diplomové práce prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

- [14] HORÁK, J. *Planární antény na substrátech s elektromagnetickým i zádržnými pásmy* [online]. Brno, 2009 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=21316.
Doktorská disertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

λ	vlnová délka
λ_d	délka vlny v materiálu
ε_r	permitivita materiálu
$\text{tg } \delta$	ztrátový úhel δ
AR	poměr os = axial ratio
G	zisk = gain
ε_{eff}	efektivní permitivita
ρ	činitel odrazu
ΔL	efektivní zkrácení hrany
Z_{in}	vstupní impedance
c	rychlost světla
f_r	rezonanční frekvence
$ S_{11} $	činitele odrazu na vstupu
$ S_{21} $	napěťový přenos
W_v	šířka vedení
W_{tr}	šířka transformátoru
Z_v	impedance vedení
Z_f	impedance flíčku
Z_{tr}	impedance transformátoru
CAD	počítačově podporovaný dizajn = Computer Aided Design
GPS	globální poziční systém = Global Positioning System
LHCP	levotočivá kruhová polarizace = Left-Hand Circular Polarisation
LCP	tekutý krystalový polymer = Liquid Crystal Polymer
MMIC	monolitický mikrovlnný integrovaný obvod = Monolithic Microwave Integrated Circuit
PSV	poměr stojatých vln
RHCP	pravotočivá kruhová polarizace = Right-Hand Circular Polarisation
WPAN	bezdrátové personální síť = Wireless Personal Area Network
WLAN	bezdrátové lokální síť = Wireless Local Area Network

HD	vysoké rozlišení = High Definition
OFDM	ortogonální multiplex s kmitočtovým dělením = Orthogonal Frequency Division Multiplexing
RFID	radiofrekvenční identifikace = Radio Frequency Identification
BPSK	binární fázové klíčování = Binary Phase Shift Keying
PSK	fázové klíčování = Phase-Shift Keying
MSK	kmitočtové klíčování s minimálním zdvihem = Minimum-Shift Keying,
QAM	kmitočtové klíčování s minimálním zdvihem = 16-stavová kvadrurní amplitudová modulace
EBG	electromagnetic bandgap
PEC	perfektní elektrický vodič = perfect electrical conductor
TM	transverzálně magnetická vlna = Transverse Magnetic Wave
HIPG	zemní deska s vysokou impedancí = High Impedance Ground Plane
TE	transverzálně elektrická vlna = Transverse Electric Wave