

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Anténa s dielektrickou tyčí
Aleš Krček

Diplomová práce
2017

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

*Kathy Sierra, Bert Bates: Head First Java, O'Reilly Media 2005, počet stran 720, ISBN-10 1600330002

*Kline Kevin, Kline Daniel, Hunt Brand: SQL in a Nutshell, O'Reilly Media 2008, počet stran 592, ISBN-10 0596518846

*Ajit Sagar, Sue Spielman a kol.: Professional Java Server Programming J2Ee 1.4 Edition, Wrox Press 2003, počet stran 850, ISBN-10 1861008139

*Vivek Chopra, Sing Li, Jeff Genender: Professional Apache Tomcat 6, WROX Press 2006, ISBN-10: 0471753610

*Sun Microsystems: The Java EE5 Tutorial [online], 2007 [cit. 2009-10-08], dostupný z:

<http://java.sun.com/javase/5/docs/tutorial/doc/docinfo.html>

Vedoucí bakalářské práce:

Ing. Lukáš Čegan

Katedra informačních technologií

Datum zadání bakalářské práce: **15. ledna 2010**

Termín odevzdání bakalářské práce: **14. května 2010**



prof. Ing. Simon Karamanov, Dr.
děkan



L.S.



Ing. Lukáš Čegan, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 31. března 2010

Prohlášení autora

Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne 25. 7. 2017

Aleš Krček

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu diplomové práce Ing. Vadimu Závodnému, Ph.D. za odborné vedení práce, poskytování cenných rad, informačních podkladů a za jeho ochotu a čas, který mi věnoval. Nakonec bych chtěl poděkovat mé rodině za trpělivost a podporu po celou dobu studia.

Anotace

Tato práce obsahuje návrh a realizaci dielektrické tyčové antény jako širokopásmové antény ve frekvenčním pásmu 9-10 GHz s rozměry vhodnými pro využití v anténních řadách. Anténa je realizována s využitím planární struktury SIW, kterou lze snadno realizovat technologií plošných spojů. Anténa je doplněna dielektrickou tyčí, která zásadně ovlivní impedanční přizpůsobení a zisk. Následně je provedena parametrická analýza vlivu rozměrů tyče na výsledné vlastnosti antény. Řešení této úlohy bylo provedeno na základě dostupných analytických vztahů pro vedení SIW, které poskytly výchozí rozměr pro model realizovaný v CST Microwave Studio. Simulace byla ověřena realizací několika prototypů a následným měřením impedančního přizpůsobení a vyzařovacích diagramů. Měřené výsledky byly porovnány se simulací v CST s velmi dobrým výsledkem.

Klíčová slova

Dvouvrstvá dielektrická tyč, vlnovod integrovaný do substrátu, antipodální vivaldiho anténa

Title

Dielectric rod antenna

Annotation

This work includes the design and realization of a dielectric rod antenna as a broadband antenna in the 9-10 GHz frequency band with dimensions suitable for use in antenna rows. The antenna is realized using a planar SIW structure that can be easily realized by PCB technology. The antenna is complemented by a dielectric rod which fundamentally affects impedance matching and gain. Subsequently, a parametric analysis of the impact of rod dimensions on the resulting antenna properties is performed. This task was solved on the basis of available analytical relationships for SIW wiring, which provided the initial dimension for the model implemented in the CST Microwave Studio. The simulation was verified by the implementation of several prototypes and subsequent measurement of impedance matching and radiation pattern. The measured results were compared with the CST simulation with a very good match.

Keywords

Two-layer dielectric rod, substrate integrated wave-guide, antipodal vivaldi antenna

Obsah

Seznam zkratk	8
Seznam obrázků	9
Seznam tabulek	10
1 Úvod	11
2 Typy antén	12
2.1 Drátová anténa.....	12
2.2 Aperturní anténa	13
2.3 Mikropáskové antény	14
3 Anténa s dielektrickou tyčí DRA	15
3.1 Princip DRA	15
3.2 Základní parametry antén	15
3.2.1 Vyzařovací charakteristika	15
3.2.2 Vyzařovací úhel antény	17
3.2.3 Impedance antény Z [Ω] (impedanční přizpůsobení).....	17
3.2.4 Zisk antény	17
3.2.5 Polarizace.....	17
3.2.6 Efektivní délka antény	17
3.2.7 Šířka přenášeného pásma.....	17
3.2.8 Jasová teplota antény	18
3.3 Vidy	18
3.4 Vlnovod integrovaný do substrátu.....	19
3.4.1 Konstrukční pravidla SIW	20
3.4.2 SIW Tolerance	21
3.5 Mikropáskové vedení / koplanární vedení.....	23
3.5.1 Přejchod koplanárního vlnovodu na SIW.....	23
3.6 Vivaldiho anténa (planární slot antény).....	24
3.7 Dielektrické tyče.....	25
4 Návrh antény	26
4.1 Volba SMA konektoru	26
4.2 Volba materiálu	27
4.3 Přejchod SIW – CPWG	28

4.4	Vivaldiho anténa.....	31
4.5	Testování Vivaldiho antény napájené pomocí SIW	33
4.6	Dielektrická tyč.....	35
4.6.1	Testování různých druhů dielektrických tyčí	36
4.6.2	Testování délky dielektrických tyčí.....	37
4.6.3	Výsledná verze Dielektrické tyčové antény v CST Studiu.....	38
5	Porovnání simulovaných a naměřených výsledků.....	42
5.1	Nevyhovující verze antén:	44
5.2	Výsledné antény splňující předpoklady:.....	45
5.3	Měření vyzařovacích charakteristik.....	47
Závěr	53
Literatura	54
Příloha A – Obsah přiloženého CD	55

Seznam zkratek

DRA	Dielectric rod antenna
SIW	Substrate integrated waveguide
DFW	Dielectric filled waveguide (vyplněný dielektrický vlnovod)
SIC	Substrate integrated circuits
PCB	Deska plošných spojů
VSWR	Voltage Standing wave ratio
CST	Computer Simulation Technology
TE	Transverse electric
TEM	Transverse Electromagnetic
TM	Transverse Magnetic
HE	Hybrid Electric
SLL	Side Lobe Level
CPW	Koplanární vlnovod
GCPW	Koplanární vlnovod se zemní rovinou

Seznam obrázků

Obrázek 1 - Konfigurace drátových antén.....	12
Obrázek 2 - Příklady trychtýřových antén.....	13
Obrázek 3 - Mikropásková anténa a souřadný systém pro vyzařování slotu	14
Obrázek 4 - Zobrazení tvarů prvků mikropásky antény	14
Obrázek 5 - Vyzařovací charakteristiky	16
Obrázek 6 - SIW Struktura	20
Obrázek 7 - SIW Struktura	23
Obrázek 8 - Tři struktury Vivaldiho antén (a) Koplanární (b) Antipodální (c) Balance antipodální	24
Obrázek 9 - Příklad dielektrických tyčí	25
Obrázek 10 - Rozměry SMA konektoru.....	26
Obrázek 11 - 50 Ω SMA konektor v CST studiu	26
Obrázek 12 - Ukázka vlastností použitého materiálu (firma Pragoboard)	27
Obrázek 13 - Rozměry obdélníkového vlnovodu.....	28
Obrázek 14 – Závislost frekvence na ztrátách vlivem odrazu SIW (v dB).....	28
Obrázek 15 - Testovací „back to back“ struktura.....	29
Obrázek 16 - S1 parametr „back to back“ struktury.....	29
Obrázek 17 - Výpočet impedance v CST MW studiu	30
Obrázek 18 - Ukázka přechodu CPWG – SIW	31
Obrázek 19 - Parametry Vivaldiho antény	32
Obrázek 20 - Testovací model Vivaldiho antény v CST studiu	32
Obrázek 21 - Závislost S11 parametru Vivaldiho antény.....	33
Obrázek 22 - Vivaldiho anténa.....	33
Obrázek 23 - Závislost frekvence na ztrátách vlivem odrazu Vivaldiho antény.....	34
Obrázek 24 - Zobrazení vyzařovací charakteristiky s výsledným ziskem	34
Obrázek 25 - Rozměry dvouvrstvé dielektrické tyče	35
Obrázek 26 - Závislost zisku na délce dielektrické tyče	37
Obrázek 27 - Anténa s dielektrickou tyčí	38
Obrázek 28 - S ₁₁ parametr dielektrické tyčové antény	38
Obrázek 29 - Zobrazení hustoty proudění dielektrickou anténou	39
Obrázek 30 - Směrová charakteristika v Kartézských souřadnicích	39
Obrázek 31 - Směrová charakteristika v polárních souřadnicích	40
Obrázek 32 - Zobrazení Schmittova diagramu.....	40
Obrázek 33 - Zobrazení 3D vyzařovací charakteristiky.....	41
Obrázek 34 - Navržené verze Vivaldiho antén z firmy Pragoboard.....	42
Obrázek 35 - Struktura dielektrické tyčové antény	42
Obrázek 36 - Realizované verze antén	43
Obrázek 37 - Měřicí pracoviště S ₁₁ parametrů	43
Obrázek 38 - S ₁₁ parametr antény verze 1	44
Obrázek 39 - S ₁₁ parametr antény verze 3	44
Obrázek 40 - S ₁₁ parametr antény verze 2	45

Obrázek 41 - S_{11} parametr antény verze 4.....	45
Obrázek 42 - Zobrazení měření S parametrů antén.....	46
Obrázek 43 - Zobrazení měřené antény s dielektrickou tyčí.....	46
Obrázek 44 - Anténní diagram 9,3 Ghz ve vertikální polarizaci – souhlasná polarizace....	48
Obrázek 45 - Anténní diagram 9,3 GHz v horizontální rovině – souhlasná polarizace.....	48
Obrázek 46 - Anténní diagram v horizontální polarizaci 9,82 GHz – souhlasná polarizace	49
Obrázek 47 - Anténní diagram 9,82 GHz ve vertikální rovině – souhlasná polarizace.....	49
Obrázek 48 - Anténní diagram Vivaldiho antény s límce a bez límce.....	50
Obrázek 49 - Zobrazení ozařovače v odstíněné komoře.....	51
Obrázek 50 - Zobrazení měření dielektrické tyčové antény s límce.....	51
Obrázek 51 - Zobrazení Normály.....	52
Obrázek 52 - Zobrazení měření dielektrické tyčové antény.....	52

Seznam tabulek

Tabulka 1 - Tvary dielektrických tyčí.....	36
Tabulka 2 - Závislost délky tyče na zisku.....	37
Tabulka 3 - Zisky normálů ve vertikální rovině.....	47

1 Úvod

V posledních letech se objevují nová konstrukční provedení antén s dielektrickou tyčí v kombinaci s dielektrickým vlnovodem SIW. Tyto širokopásmové antény jsou určeny pro různé aplikace, včetně aktivních a pasivních zobrazování, vidí přes stěny a precizně lokalizují. Typické vysoce výkonné zobrazovací systémy by vyžadovaly vysoké zesílení antény s téměř konstantní vyzařovací charakteristikou, přizpůsobeným vstupem a nízkými vstupními ztrátami v širokém frekvenčním rozsahu. Další požadavky by mohly zahrnovat schopnost řízení a nízkonákladovou realizaci. Existuje celá řada ultra-širokopásmových antén: trychtýřové antény, zužující se šěrbinová anténa a dielektrické tyčové antény (DRA). Dielektrické tyčové antény jsou charakteristicky používány pro své relativně kompaktní rozměry.

Zisk dielektrických tyčových antén je úměrný délce dané tyče, dielektrické antény pokrývají široké pásmo a mají téměř konstantní vyzařovací charakteristiky, nevýhodou je výskyt vysokých postranních laloků. Dielektrické tyče mohou být vyrobeny z široké škály materiálů.

S použitím vysokých dielektrických konstant materiálů jako je například safír nebo křemík mohou být dielektrické tyče realizovatelné s menší plochou průřezu, zejména na milimetrových vlnových frekvencích, ale tyto materiály jsou poměrně drahé a obtížně vyrobitelné.

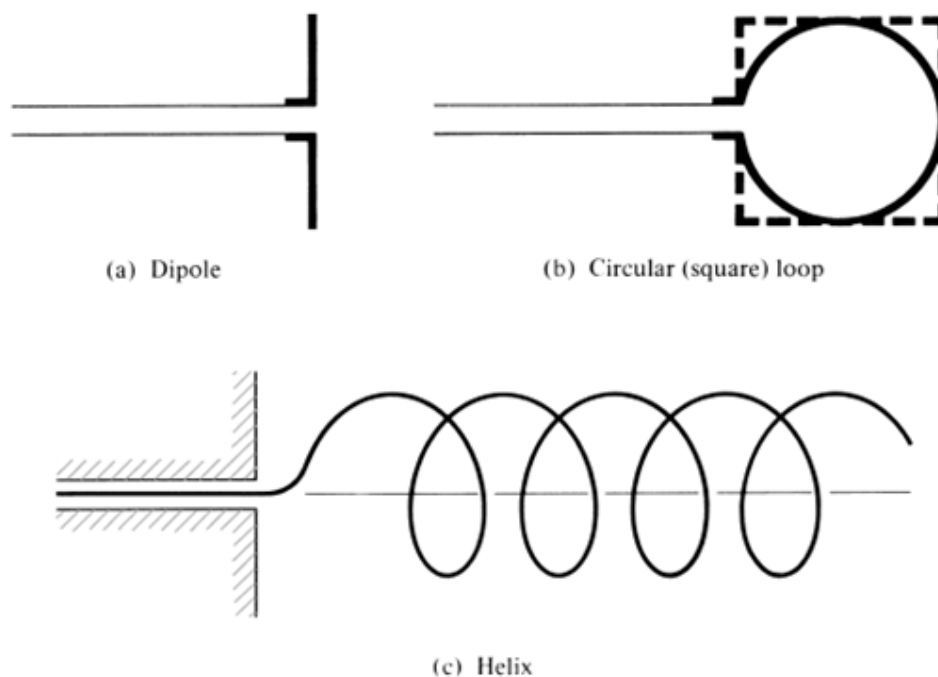
Cílem teoretické části této práce je uvést konstrukční problematiku antény s dielektrickou tyčí, aby bylo možné odvodit postup při konkrétním návrhu. Praktická část testuje parametry Vivaldiho antény a vlastnosti jednotlivých tvarů a délky dielektrických tyčí v programu CST Microwave Studio. V další části je popsán praktický postup návrhu dielektrické tyčové antény. Tato struktura byla následně vyrobena a na ní provedena výsledná měření. Výsledná měření byla porovnána s nasimulovanými hodnotami z CST Microwave Studia. Tato anténa byla optimalizována na širokopásmové frekvenční pásmo.

2 Typy antén

Představíme si zde stručně některá provedení různých typů antén.

2.1 Drátová anténa

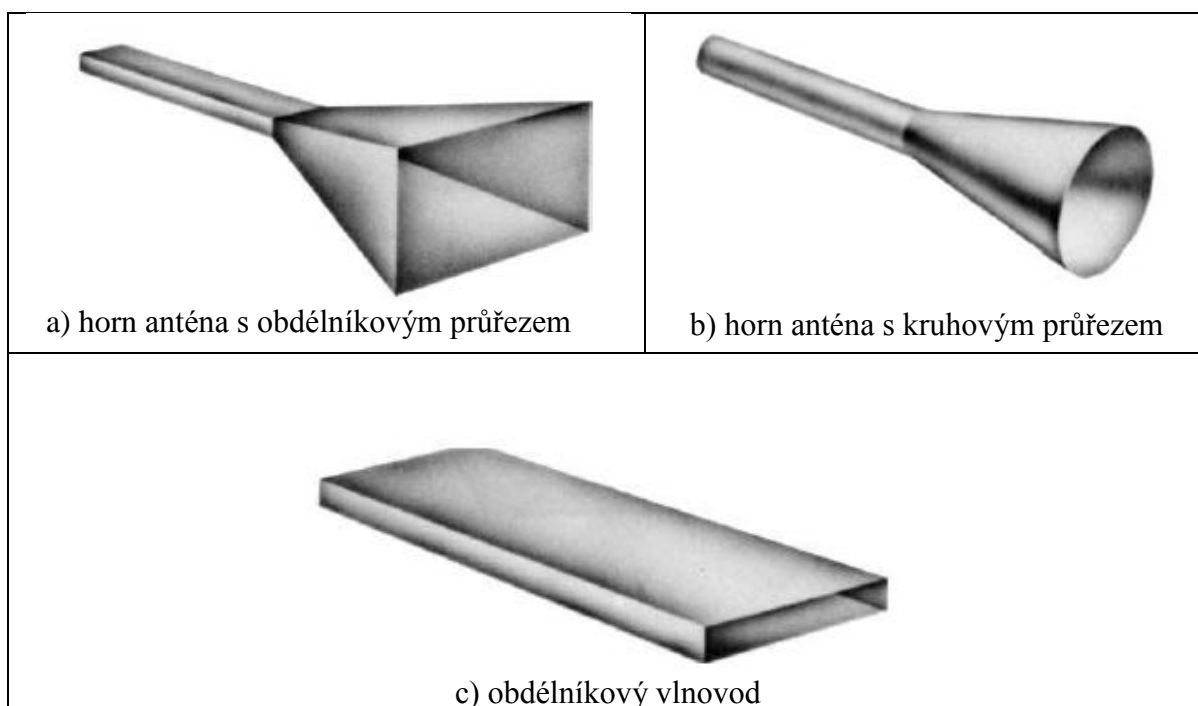
Drátové antény jsou známé v radioamatérské praxi, protože jsou vidět tam, kde požadujeme nízkou cenu realizace. Na automobilech, budovách, lodích, letadlech, kosmických lodí, a tak dále. Existují různé tvary drátových antén, jako jsou dipóly, smyčkové a šroubovicové (helix), které jsou uvedeny na obrázku 1. Smyčkové antény nemusí být jen kruhové. Mohou mít tvar obdélníku, čtverce, elipsy, nebo jiné konfigurace. Kruhová smyčka je nejčastější díky své jednoduché výrobě. [4]



Obrázek 1 - Konfigurace drátových antén (převzato z [4])

2.2 Aperturní anténa

Aperturní antény se nejčastěji používají jako ozařovače reflektorových antén, normály zisku, nebo tam kde vyžadujeme symetrii svazku, resp. vyšší výstupní výkon, vzhledem k rostoucí poptávce po přechodu na vyšší frekvence (automotiv radary 60 Ghz) umožňují realizaci aperturových antén ve formě fázovaných řad. Některé formy aperturních antén jsou uvedeny na obrázku 2. Antény toho typu jsou velmi užitečné pro letecké a kosmické aplikace, protože mohou být velmi vhodné pro zapařšenou montáž na povrch letadla nebo kosmické lodě. Kromě toho mohou být pokryty dielektrickým materiálem, aby byly chráněny před nebezpečnými podmínkami životního prostředí. [4]



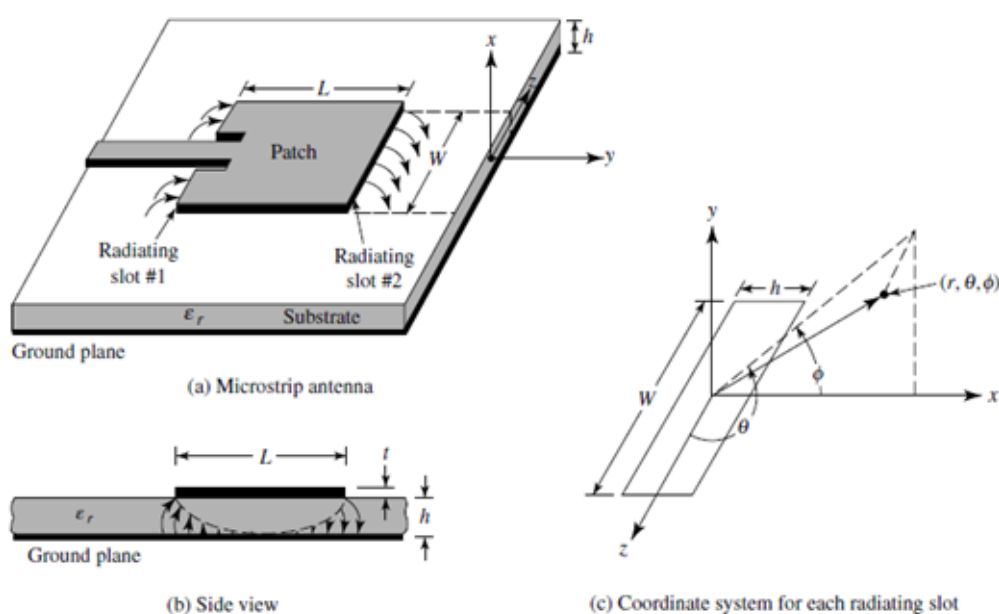
Obrázek 2 - Příklady trychtýřových antén (převzato z [4])

Trychtýřové antény jsou nejčastějším primárním zářičem reflektorových antén. V případě obdélníkového trychtýře je možné nezávisle měnit šířku svazku ve vodorovné a svislé rovině. Díky tomu lze přizpůsobit primární anténní diagram rozměrům reflektoru, který nemusí být nutně kruhového tvaru.

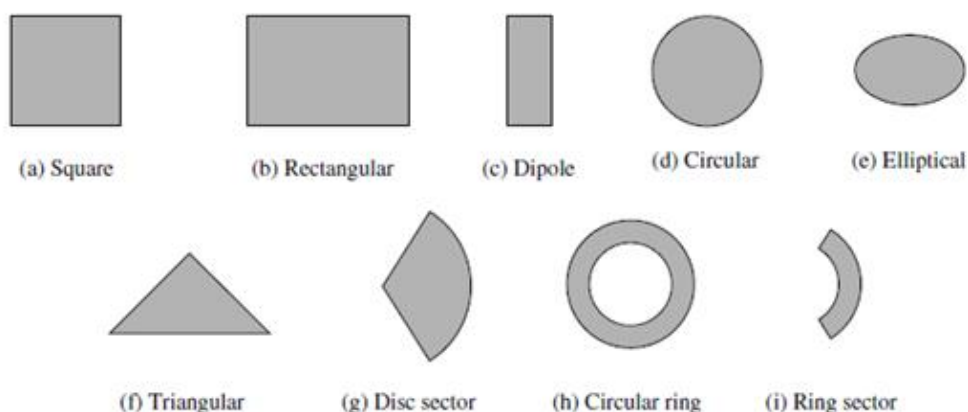
2.3 Mikropáskové antény

Mikropáskové antény se staly velmi populární v roce 1970, primárně pro kosmické aplikace. V současné době jsou používány pro vládní a komerční aplikace. Tyto antény se skládají z kovového pásku na uzemněném substrátu.

Kovový pásek může mít mnoho různých konfigurací, jak je znázorněno na obrázku 4. Jsou velmi oblíbené pro svoji snadnou analýzu a výrobu a jejich atraktivní vyzařovací charakteristiku s nízkým křížovým polarizačním zářením. Mikropáskové antény jsou navrženy tak, aby jeho maximální vyzařování bylo soustředěno v pásku. To je dosaženo vhodnou volbou režimu buzení vespod pásku. [4]



Obrázek 3 - Mikropásková anténa a souřadný systém pro vyzařování slotu (převzato z [4])



Obrázek 4 - Zobrazení tvarů prvků mikropásky antény (převzato z [4])

3 Anténa s dielektrickou tyčí DRA

3.1 Princip DRA

Prvky dielektrických tyčových antén (DRA) mají četné výhody oproti konvenčním vlnovodům a prvkům trychtýřových antén. Mají nízké vstupní ztráty, přizpůsobený širokopásmový vstup, vysokou účinnost vzájemné vazby a nízké výrobní náklady. Vyzařovací charakteristika antény s dielektrickou tyčí je téměř nezávislá na frekvenci. Nicméně její napájení je obvykle problém.

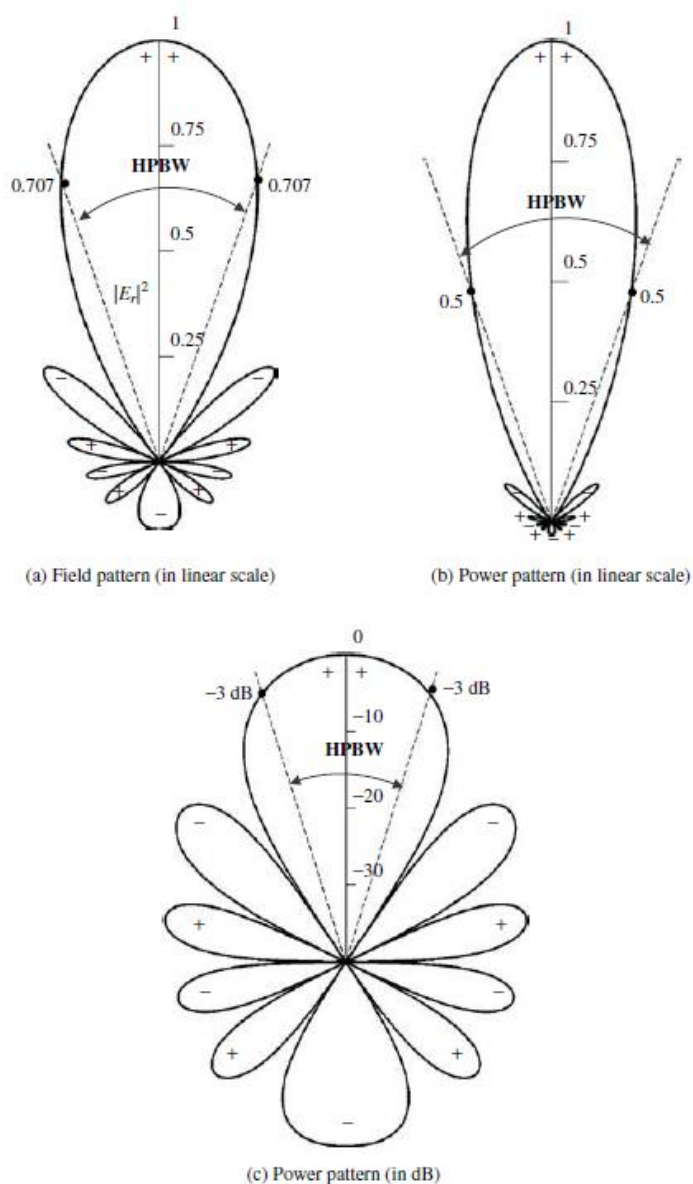
Anténu s dielektrickou tyčí bychom mohli zařadit do skupiny antén pracujících na principu povrchové postupné vlny. Do této skupiny, včetně antén s dielektrickou tyčí, řadíme ještě například šroubovicové antény a také dlouhé Yagi-Uda antény. Postupná vlna vzniká na dlouhém vedení, které je správně zakončeno a nevznikají na něm žádné odrazy, nebo jsou jen minimální. U antény s dielektrickou tyčí je vlna vyzařována z ústí vlnovodu a šíří se podél dielektrické tyče až k zakončení. Toto ústí vlnovodu může být jak obdélníkové, tak kruhové. Nejčastější tvar dielektrické tyče je lineární z důvodu snadné výroby. Jelikož je povrchová vlna vyzařována pouze na diskontinuitách, je celkové vyzařování antény dáno interferencemi mezi ústím a zakončením dielektrické tyče.

3.2 Základní parametry antén

3.2.1 Vyzařovací charakteristika

Anténní vyzařovací charakteristika nebo vzor je definován matematickou funkcí nebo grafickým znázorněním vlastností záření z antény jako funkce prostorových souřadnic. Ve většině případů se vyzařovací diagram stanoví v oblasti vzdáleného pole a je reprezentován jako funkce směrových souřadnic. Vyzařovací vlastnosti zahrnují hustotu vyzářeného výkonu, intenzitu záření, intenzitu pole, směrovost, fáze a polarizace. Vyzařovací vlastnosti nás zajímají ve dvou nebo třírozměrném prostoru vyzařované energie jako funkce pozice pozorovatele podél cesty nebo ploše s konstantním poloměrem. Vhodný systém souřadnic je znázorněn na obrázku 5. Stopa přijímaného elektrického (magnetického) pole s konstantním poloměrem se nazývá napěťová charakteristika antény. Na druhou stranu graf prostorového kolísání hustoty výkonu podél konstantního poloměru se nazývá výkonová charakteristika. Často se pole a výkonové charakteristiky normalizují s ohledem na jejich maximální hodnotu, čímž se získají normalizované pole a výkonové charakteristiky. Výkonové charakteristiky jsou obvykle vyneseny v logaritmickém měřítku nebo v decibelech. Toto měřítko je obvykle žádoucí, protože logaritmické měřítko může zvýraznit detaily té části struktur, které mají velmi nízké hodnoty a označujeme je jako postranní laloky. [4]

- Vyzářovací charakteristika (v lineárním měřítku) reprezentuje závislost na rozsahu elektrické nebo magnetické pole jako funkce úhlového prostoru.
- Výkonová vyzářovací charakteristika (v lineárním měřítku) typicky reprezentuje závislost druhé mocniny střední hodnoty rozsahu elektrického nebo magnetického pole jako funkce úhlového prostoru.
- Výkonová vyzářovací charakteristika (v dB) představuje velikost elektrického nebo magnetického pole v decibelech jako funkci úhlového prostoru.



Obrázek 5 - Vyzářovací charakteristiky (převzato z [4])

3.2.2 Vyzařovací úhel antény

Vyzařovací úhel antény je dán směrovým diagramem a pomocí rozdílu úhlu bodů se vypočítá v místě, kde je pokles signálu o 3dB.

3.2.3 Impedance antény Z [Ω] (impedanční přizpůsobení)

je vlastní impedance, která by měla být reálná (bez imaginární složky). Impedance antény musí být alespoň přibližně stejná jako impedance přívodního kabelu, aby nedocházelo k odrazům a k nárůstu odraženého výkonu – pokud tomu tak není, používá se tzv. impedančních transformátorů, které jsou obvykle spojeny se symetrizačními členy. [4]

3.2.4 Zisk antény

Dalším užitečným měřítkem popisující výkon antény je zisk. I když zisk antény úzce souvisí se směrovostí antény, je to míra, která bere v úvahu účinnost antény stejně jako jeho řídicí schopnosti. Musíme si uvědomit, že směrovost je měřítko, které popisuje pouze vlastnosti směru antény a proto je řízen pouze vzor. Zisk antény (v daném směru) je definován jako poměr intenzity záření v určitém směru vůči intenzitě záření přijatého izotropní anténou (všesměrová anténa). Zisk bez udání směru odpovídá směru s maximálním vyzařováním. Vyjadřuje se obvykle v logaritmické stupnici – v decibelech. Vzorec:

$$G = 4\pi \frac{\textit{intenzita vyzařování}}{\textit{celkový vyzářený výkon (do všech směrů)}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (1.1)$$

3.2.5 Polarizace

Polarizace antény v daném směru je definována jako - polarizace vlny přenášené (vyzařované) anténou. Není-li směr uveden, polarizace se bere ve směru maximálního zisku. V praxi se polarizace vyzářené energie mění v závislosti na směru od středu antény, takže různé části anténního diagramu mohou mít různé polarizace. Polarizace vyzařované vlny je definována jako vlastnost elektromagnetické vlny popisující směr časově proměnné a relativní velikost vektoru elektrického pole. [4]

3.2.6 Efektivní délka antény

Její hodnota závisí na tvaru a rozměrech antény přijímače a na vlnové délce (kmitočtu) přijímaného signálu. V anténní měřicí technice EMC se častěji používá převrácená hodnota této veličiny nazývaná anténní faktor (anténní činitel).

3.2.7 Šířka přenášeného pásma

Šířka pásma antény je definována jako kmitočtový rozsah, ve kterém výkon antény s ohledem na určitou charakteristiku odpovídá konkrétní normě.

3.2.8 Jasová teplota antény

Každý objekt s fyzickou teplotou vyšší než absolutní nula ($0 \text{ K} = -273^\circ\text{C}$) vyzařuje energii. Množství vyzařené energie je obvykle reprezentováno ekvivalentní teplotou T_B , lépe známou jako jasová teplota a je definována jako:

$$T_b(\theta, \phi) = \epsilon(\theta, \phi)T_m = (1 - |\Gamma|^2)T_m \quad (1.2)$$

Kde:

T_B = Jasová teplota (ekvivalentní k teplotě, K)

ϵ = emisivita (bezrozměrné)

T_m = molekulární teplota (K)

$\Gamma(\theta, \phi)$ = činitel odrazu povrchu pro polarizaci vlny

Vzhledem k tomu, že hodnoty emisivity jsou $0 \leq \epsilon \leq 1$, maximální hodnota teploty jasu může dosáhnout molekulární teploty. Obvykle je emisivita funkcí provozní frekvence, polarizací vyzařené energie a molekulární struktury objektu. [4]

3.3 Vidy

Vidy jsou charakterizovány příčným rozložením pole, které se šíří vlnovodem. Tyto vidy jsou popsány pomocí fázové rychlosti, skupinovou rychlostí, délkou vlny a kritickým kmitočtem.

Vidy dělíme na:

- **TEM** (transverzálně elektromagnetická vlna) – magnetické a elektrické složky pole jsou kolmé ke směru šíření a neexistuje tu podélná složka ($E_z = 0, H_z = 0$).
- **E** vlny, které mají podélnou složku elektrického pole se označují jako vlny transverzálně magnetické
- **TE** (transverzálně elektrická vlna) – elektrické pole obsahuje jen příčné složky a magnetické pole má i podélnou složku ($E_z = 0, H_z \neq 0$).
- **TM** (transverzálně magnetická vlna) – vlny, které mají podélnou složku elektrického pole se označují jako vlny transverzálně magnetické ($E_z \neq 0, H_z = 0$).
- **Hybridní** – tyto vidy vznikají například na mikropáskovém vedení. Skládají se z předchozích vidů (TE, TEM, TM). Elektrické a magnetické pole zde obsahuje i nenulovou podélnou složku ($E_z \neq 0, H_z \neq 0$).

Dominantní vid má ze všech vidů v daném vlnovodu nejnižší mezní kmitočtet f a tedy nejdelší mezní vlnovou délku λ . Vidy jsou popsány určitými celočíselnými konstantami, které nazýváme vlnovými čísly. V případě obdélníkového vlnovodu nám vlnová čísla říkají, kolik půlvln stojatého vedení se vejde do vlnovodu ve směru příčných souřadnic.

Fyzikální význam vidových čísel m, n v obdélníkovém vlnovodu

- **Vidové číslo m** udává počet půlvln intenzity elektrického či magnetického pole podél strany **a** obdélníkového průřezu
- **Vidové číslo n** udává počet půlvln intenzity elektrického či magnetického pole podél strany **b**

Je-li některé vidové číslo rovno nule, znamená to, že příslušná intenzita je podél odpovídající strany konstantní (= žádná půlvlna podél této strany)

Dominantním videm obdélníkového vlnovodu je vid s mezní vlnovou délkou

$$\lambda_m^{TE10} = 2 * a \quad (1.3)$$

Vidy, jejichž mezní vlnové délky $\lambda_m < \lambda_m^{TE10}$, jsou tzv. vyšší vidy. Běžné obdélníkové vlnovody tzv. řady R jsou mezinárodně normalizovány tak, že je $a > 2b$

Například u vidu TE_{10} je ve směru x jedna půlvlna podélné složky vektoru intenzity magnetického pole a ve směru y je tato složka konstantní tzn. 0 půlvln stojatého vlnění.

3.4 Vlnovod integrovaný do substrátu

Při návrhu SIW je třeba zvážit 3 hlavní ztrátové mechanismy.

Vodivostní ztráty: způsobené konečnou vodivostí kovových stěn. Mohou být redukovány zvětšením tloušťky substrátu.

Dielektrické ztráty: jsou dané ztrátovým činitelem $tg \delta$ a vlastnostmi substrátu. Tyto ztráty souvisí pouze s daným materiálem substrátu a ne na jeho geometrii.

Ztráty vyzařováním: způsobené úniky energie mezi prokovy. Tyto ztráty lze minimalizovat vhodným poměrem rozestupů prokovů p a jejich průměrem d , platí podmínka: $p/d \leq 2$.

Jako nejvíce vyspělou a populární strukturou SIC (substrate integrated circuits) je SIW struktura, která je syntetizována pomocí dvou řad prokovů nebo pokovenými sloty (trenches) vloženými do dielektrického substrátu, který má nanesený na horní a dolní straně vodivou vrstvu, jak je znázorněno na obrázku 6.

To může být považováno za dielektrický injekční obdélníkový vlnovod.

Podobné struktury byly navrženy dříve než integrované obvody v substrátu započaly pod různými terminologiemi: tj laminovaný vlnovod a post-wall vlnovod.

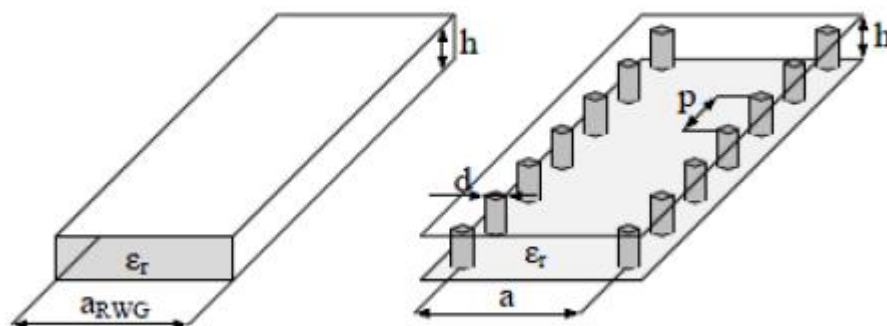
Specifické výhody konvenčních obdélníkových vlnovodů je vysoký faktor jakosti a self-konzistence elektrického a mechanického stínění.

Nejatraktivnější vlastností je integrace v plném rozsahu, která zahrnuje pasivní i aktivní obvody, stejně tak i antény na stejném substrátu se stejnou technikou zpracování. To má zásadní význam pro aplikace v pásmu milimetrových vln, protože antény a obvody nelze samostatně navrhnout a manipulovat s takovými vysokofrekvenčními pásmy.

Jednovrstvá nebo vícevrstevná SIW struktura byla rozsáhle studována pro vývoj různých obvodů a antén s různou technikou zpracování, včetně tištěných procesů desek plošných spojů (PCB), technik nízkoteplotně vypalovatelných keramik (LTCC),...

3.4.1 Konstrukční pravidla SIW

S výjimkou tloušťky substrátu h a relativní permitivity ϵ_r existují tři hlavní parametry pro SIW strukturu: šířka SIW a , průměr prokůvů d a vzdálenost mezi prokvy s . Poté co se vzal v úvahu účinek dielektrického materiálu, určuje mezní frekvenci vzdálenost mezi dvěma řadami prokůvů. [5]



Obrázek 6 - SIW Struktura (převzato z [5])

Tento nestandardní vlnovod umožňuje pouze šíření módu TEn0 (příčné elektrické), nepodporuje šíření příčného magnetického režimu (TM). Důvodem je to, že proud podél obou bočních stěn neexistuje. Existuje několik prací se zaměřením na to, jak navrhnout SIW například metody BI-RME a Floquet teorém, u kterých byly vlastnosti disperze SIW pečlivě zkoumány a uznány. Tato díla ukazují, že SIW má v podstatě stejné přenosové charakteristiky jako konvenční obdélníkový vlnovod naplněný stejným dielektrickým materiálem. Poté byly empirické rovnice doplněny z vypočtených disperzních křivek tak, aby se dala odhadnout mezní frekvence prvních dvou dominantních módů SIW. K ověření výsledků analýzy byla konstanta šíření extrahována pomocí měření fázového rozdílu dvou SIW struktur s různou délkou. Potom SIW struktury můžeme analyzovat jako obdélníkový

vlnovod naplněný stejným dielektrickým materiálem s využitím pouze ekvivalentní šířky SIW struktury w , kterou můžeme získat:

$$w = a - \frac{d^2}{0.95 * s} \quad (1.4)$$

Nicméně, rovnice (1.4) nezahrnuje účinek průměru prokovu ku vzdálenosti mezi prokvy, tj, d/a . Když zvyšujeme d , rovnice nebude správná a dostaneme chybný výsledek(1.4). K překonání tohoto nedostatku byla navržena multimode numerická kalibrační procedura v kombinaci s komerčním softwarovým balíkem na bázi metody plné vlny konečných prvků (FEM) pro extrakci komplexní konstanty šíření přesné SIW struktury. V tomto případě komplexní konstanta šíření může být přesně extrahována pro každý režim SIW. Přesnější empirická rovnice může být dána:

$$w = a - 1.08 * \frac{d^2}{s} + 0.1 * \frac{d^2}{a} \quad (1.5)$$

Zobecněná matice vlastních čísel byla odvozena k nahrazení konvenční přenosové rovnice. To znamená, že výpočetní účinnost může být zlepšena mnohem více. Kromě toho se účinná Z-transformace absorbující okrajové podmínky (Z-ABC) používá pro další zlepšení výpočtu konstanty šíření. Prostřednictvím těchto navrhovaných technik byla získána řada užitečných empirických rovnic k návrhu SIW komponent.

3.4.2 SIW Tolerance

SIW obvody mohou být navrženy s dobrými vlastnostmi a jejich realizace a funkčnost je následně testována pomocí komerčních simulátorů pole jako např. CST Microwave Studio. Elektrické vlastnosti realizovaného obvodu jsou ovlivněny výrobními tolerancemi a technologickým provedením, což může způsobit odchylku mezi simulací a výsledným měřením s-parametrů obvodu. Tuto vlastnost a závislost na výrobní přesnosti lze omezit použitím citlivostní analýzy. Díky této simulaci lze zohlednit ty části obvodu, které mají největší vliv na výsledné parametry realizace. Citlivostní analýza dává představu o požadované výrobní přesnosti navrženého obvodu.[5]

3.4.2.1 Citlivost přiblížení

Jak již bylo uvedeno dříve, definiční znaky SIW, jako například přenosová impedance vedení Z_0 a konstantní fáze β jsou funkce šířky a SIW struktury, vzdálenosti mezi sousedními prokvy s , průměrem prokovů d a parametru substrátu ϵ_r a tloušťky h jak je znázorněno na obrázku 6. Existují některé výrobní tolerance pro vlastnosti substrátu. Existují také ovlivňující faktory pocházející z výrobního procesu, jako například přesnosti polohy a velikosti pokoveného sloupku. Všechny nebo některé z těchto parametrů

přispívají ke kolísání Z_0 nebo β . Některé studie tolerancí z mikropáskového vedení a slotline obvodů byly zaznamenány prostřednictvím přiblížení citlivosti. Tento jednoduchý a efektivní způsob může být rovněž použit k vyhodnocení účinku tolerancí na výkon SIW. Nejhorší případ je možné vypočítat pomocí prvořadových účinků rozdílných parametrů. Odlišné od jiných analytických metod je analýza Monte Carlo, kde jsou pouze maxima absolutních hodnot tolerancí potřebné pro přiblížení citlivosti namísto podrobných rozdělení.[5]

Citlivost parametru A, s ohledem na parametr B, S_B^A , je definován jako

$$S_B^A = \frac{B}{A} \frac{\partial A}{\partial B} \quad (1.6)$$

Citlivost definována v rovnici (1.6) může být použita k určení odchylky v charakteristikách obvodu pro danou toleranci v parametru. Citlivostní analýzy pro Z_0 a β z SIW struktury jsou uvedeny v následující části. Účinky tolerancí SIW struktur jako je poměr stojatých vln (VSWR- voltage standing wave ratio) a fázový posun jsou hodnoceny stejně.

3.4.2.2 Tolerance impedance SIW

Impedance SIW struktury Z_0 lze vypočítat:

$$Z_0 = \frac{h}{w} \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (1.7)$$

V rovnici (1.7),

$$\eta = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.8)$$

Změna v Z_0 souvisí s tolerancí v různých parametrech, a jeho nejhorší chování lze vypočítat následujícím způsobem:

$$\frac{|\Delta Z_0|_{max}}{Z_0} = \left| \frac{\Delta a}{a} S_a^{Z_0} \right| + \left| \frac{\Delta h}{h} S_h^{Z_0} \right| + \left| \frac{\Delta \epsilon_r}{\epsilon_r} S_{\epsilon_r}^{Z_0} \right| + \left| \frac{\Delta s}{s} S_s^{Z_0} \right| + \left| \frac{\Delta d}{d} S_d^{Z_0} \right| \quad (1.9)$$

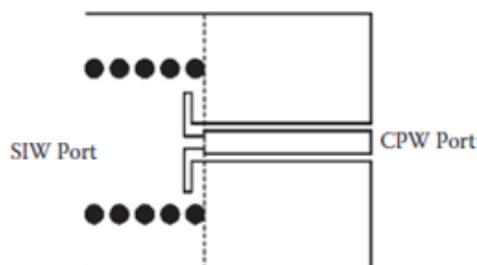
V rovnici (1.9) Δa , Δh , $\Delta \epsilon_r$, Δs , a Δd jsou maximální chyby pro příslušné parametry: a, h, ϵ_r , s a d. Dvě SIWs, které mají střední pracovní frekvence 10 a 30 GHz. Každý z nich pouze umožňuje šíření dominantního režimu TE₁₀. [5]

3.5 Mikropáskové vedení / koplanární vedení

Pro buzení vlnodů SIW struktury se obvykle používají tři způsoby přechodu vedení. Buzení přechod koaxiálního vedení na SIW, přechod mikropáskového vedení na SIW a přechod koplanárního vlnovodu na SIW. Zde je znázorněn přechod koplanárního vlnovodu na SIW.

3.5.1 Přechod koplanárního vlnovodu na SIW

Koplanární vlnovod (CPW) je velmi perspektivní přenosové vedení mikrovlných a milimetrových vln, neboť jeho elektrické vlastnosti jsou téměř nezávislé na dielektrické tloušťce, takže je kompatibilní s tlustými substráty. Obrázek 7 znázorňuje strukturu přechodu z SIW struktury na koplanární vlnovod (CPW) integrovaný ve stejné vrstvě substrátu. Skládá se z CPW s ohybem 90° u každého slotu. Útržek je přidán na CPW vedení, aby odpovídal přechodu. Může se jednat o paralelní mod desky šířící se mezi CPW a zadním čepem před SIW. Prokovy jsou přidány pro potlačení tohoto režimu. Délka každého ohybu slotu na CPW je přibližně $\lambda / 4$ a končí zkratem. Elektrické pole na těchto slotech velmi dobře odpovídá rozložení TE₁₀ pole v rámci SIW. CPW je uniplanární přenosové vedení, ale SIW struktura je s horní a spodní maskou. Je obtížné dosáhnout dobrého přizpůsobení existuje-li tato diskontinuita. Proto musí být přidán čep k získání dobrých vstupních ztrát. Šířka a délka čepu a slotu musí být optimalizovány tak, aby se minimalizovaly vstupní ztráty a odpovídaly přechodu v širokém pásmu.

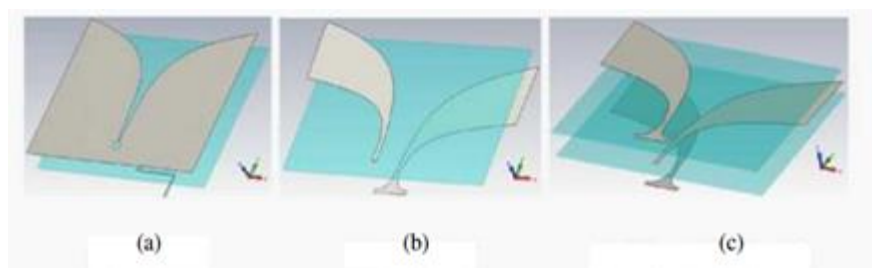


Obrázek 7 - SIW Struktura (převzato z [5])

3.6 Vivaldiho anténa (planární slot antény)

Vivaldiho anténa je koplanární širokopásmová anténa, která je vyrobena z dielektrické desky pokovené na obou stranách. Jedná se o anténu s podélným vyzařováním. Její tvar je definován funkcí, například exponenciálou. Vivaldiho anténa je v podstatě nezávislá na frekvenci, protože při dané vlnové délce pouze část exponenciály vyzařuje efektivně. Jak se vlnová délka mění, dochází k vyzařování z jiného úseku, který je měřítkem velikosti úměrné vlnové délce a má relativně stejný tvar. To se promítne jako anténa s velkou šířkou pásma.

Tyto antény mají tři hlavní kategorie: a) Koplanární Vivaldiho anténu, b) Antipodální Vivaldiho anténu c) Balance Antipodální Vivaldiho anténu, tyto antény jsou vyobrazeny na obrázku 8.



Obrázek 8 - Tři struktury Vivaldiho antén (a) Koplanární (b) Antipodální (c) Balance antipodální

3.7 Dielektrické tyče

Dielektrické tyče jsou vyrobeny z široké škály materiálů. S použitím vysokých dielektrických konstant (permitivita) materiálů jako je například safír nebo křemík by to mohlo vést k menší ploše průřezu, zejména na milimetrových vlnových frekvencích, ale tyto materiály jsou poměrně drahé a obtížně vyrobitelné. DRA využívá samostatnou homogenní vrstvu nebo pro větší provozní šířku pásma může být použita vícevrstvá soustředná dielektrická tyč. Vícevrstvé struktury soustředí více energie ve vnitřních jádrech, musíme se vyhnout vybuzení v režimech vyššího řádu a v důsledku toho rozšířit provozní šířku pásma antény. Dielektrické konstanty a průměry vrstev jednotlivých tyčí, jsou klíčové konstrukční parametry a musí být zvoleny tak, aby režim HE₁₁ byl dominantní režim uvnitř tyče v požadovaném kmitočtovém pásmu.

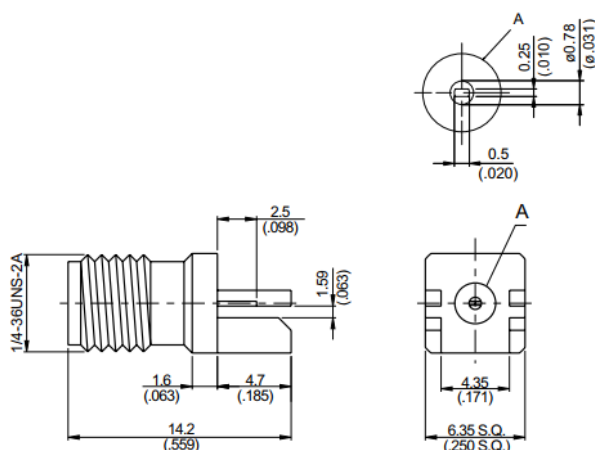


Obrázek 9 - Příklad dielektrických tyčí

4 Návrh antény

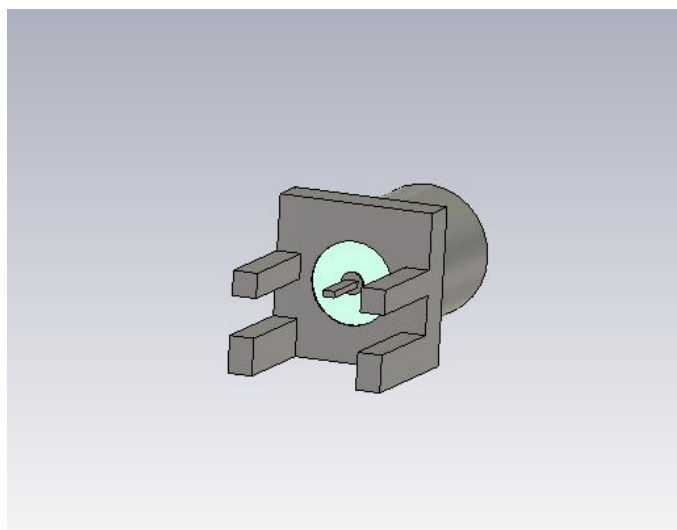
4.1 Volba SMA konektoru

Jako nejvhodnější pro danou tloušťku antény s dielektrickou tyčí jsem zvolil 50 Ω SMA konektor (SMA8400M1) s maximální tloušťkou uchycení PCB 1,59mm od firmy JYEBAO, který obsahuje kontaktní pin z beryliové mědi, izolátor z teflonu a tělo je tvořeno z mosazi.



Obrázek 10 - Rozměry SMA konektoru

Přizpůsobení dielektrické antény na daný konektor jsem otestoval pomocí CST Studia, kde jsem pomocí přiložených parametrů z datasheetu daný konektor zrekonstruoval a aplikoval na navrženou dielektrickou anténu.



Obrázek 11 - 50 Ω SMA konektor v CST studiu

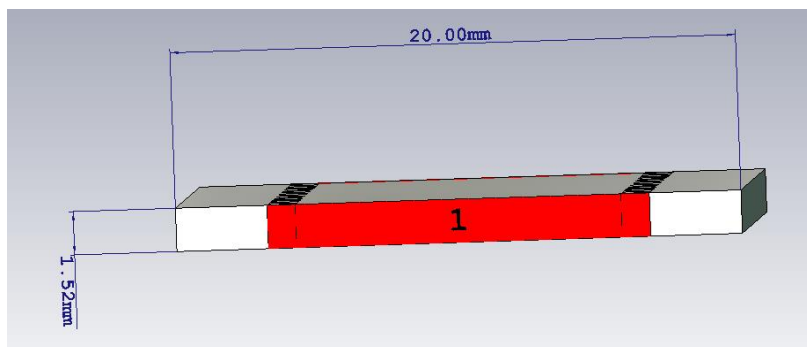
4.2 Volba materiálu

Pro návrh a kalibraci byl využit vysokofrekvenční materiál na bázi hydrokarbon/keramického laminátu s bodem $T_g > 280^\circ\text{C}$ od firmy PragoBoard. Jako základní materiál byl použit Rogers RO4350B o tloušťce 1.524mm s oboustrannou měděnou folii o tloušťce 35 μm . Permittivita materiálu je 3.48 ± 0.05 .

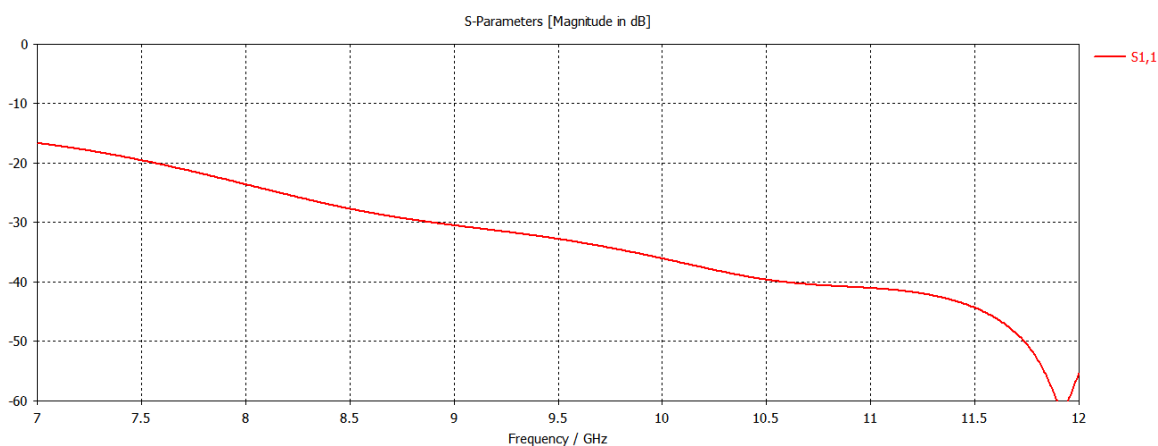
Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003C	RO4350B				
Dielectric Constant, ϵ_r , Process	3.38 \pm 0.05	3.48 \pm 0.05	Z	--	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
⁽⁴⁾ Dielectric Constant, ϵ_r , Design	3.55	3.66	Z	--	8 to 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor tan, δ	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	--	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	+40	+50	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 ¹⁰	1.2 X 10 ¹⁰		M Ω •cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 ⁹	5.7 X 10 ⁹		M Ω	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	19,650 (2,850) 19,450 (2,821)	16,767 (2,432) 14,153, (2,053)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	139 (20.2) 100 (14.5)	203 (29.5) 130 (18.9)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)		MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°C	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	10 12 32	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.4.41
Tg	>280	>280		°C TMA	A	IPC-TM-650 2.4.24
Td	425	390		°C TGA		ASTM D3850
Thermal Conductivity	0.71	0.69		W/m/°K	80°C	ASTM C518
Moisture Absorption	0.06	0.06		%	48 hrs immersion 0.060" sample Temperature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86		gm/cm ³	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (6.0)	0.88 (5.0)		N/mm (pli)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	⁽²⁾ V-0				UL 94
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

Obrázek 12 - Ukázka vlastností použitého materiálu (firma PragoBoard)

Testování přizpůsobení dielektrického materiálu s prokvy na vstupu.



Obrázek 13 - Rozměry obdélníkového vlnovodu



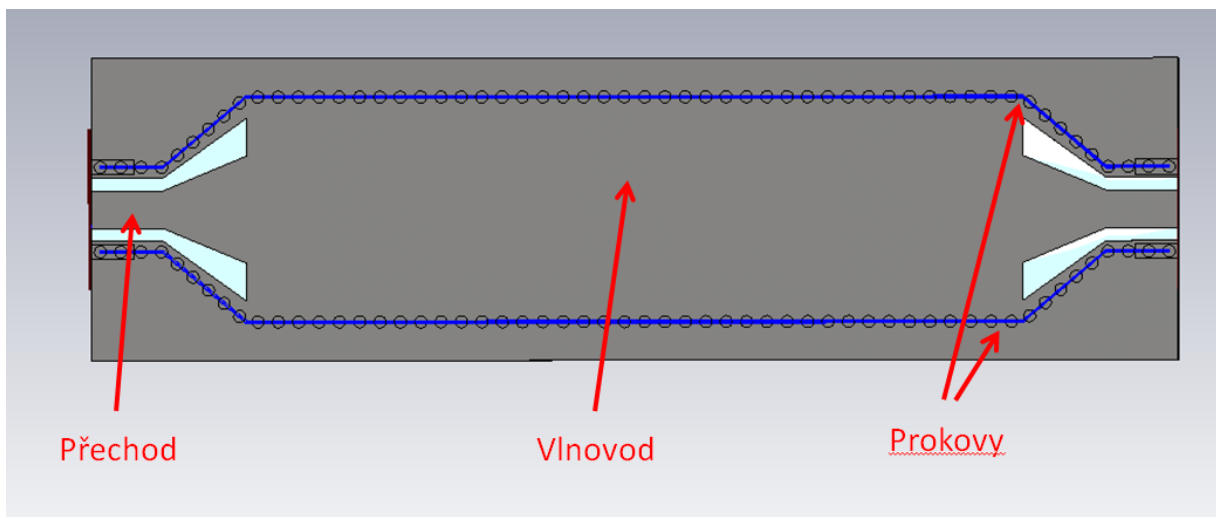
Obrázek 14 – Závislost frekvence na ztrátách vlivem odrazu SIW (v dB)

4.3 Přechod SIW – CPWG

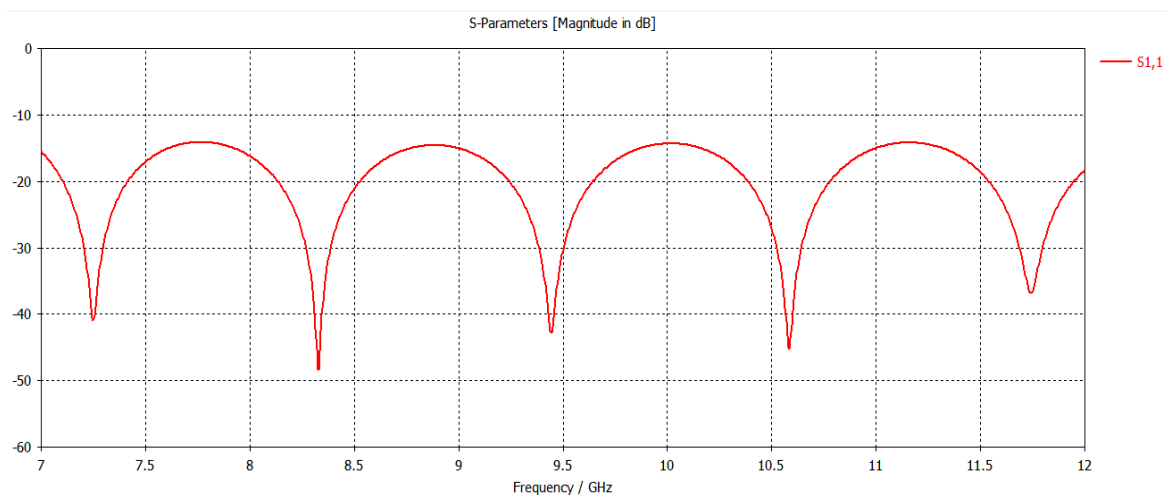
Zde vidíme přechod z koplanárního vlnovodu se zemní rovinou (CPWG) na strukturu integrovanou ve stejné vrstvě substrátu. Tlustý substrát SIW s mikropáskovým přechodem je vystaven vybuzené povrchové vlně, což vede k silné vazbě na sousední integrované obvody a způsobuje další ztráty. Tento problém se řeší použitím GCPW, který je v souladu s tlustými substráty. GCPW vykazuje mimořádně nízké ztráty a širokopásmový vstup do vrstvy SIW s hladkým přechodem. Nízkonákladový GCPW na SIW přechod byl navržen tak, aby odpovídal přizpůsobené impedanci SIW na 50 Ω. CPWG na SIW přechod se skládá ze dvou částí: spojovací slot s ohybem 45° a impedanční transformátor pro převod impedance úseku SIW na 50 Ω. Délka spojovacího slotu s ohybem na CPWG je menší než $\lambda / 4$ a končí zkratem. Elektrické pole na těchto slotech velmi dobře odpovídá rozložení pole TE₁₀ v rámci SIW. CPWG je uniplanární přenosové vedení, ale SIW je struktura s horním a spodním kovovým pláštěm. Je obtížné dosáhnout dobrého přizpůsobení, pokud existuje tato diskontinuita. Proto část drážky musí být přidána k získání dobrých vstupních ztrát. Délka a šířka drážky s délkou a šířkou slotu musí být optimalizovány tak, aby se minimalizovaly vstupní ztráty a odpovídaly širokopásmovému přechodu. Pro zlepšení výkonu přechodu se boční stěny v horní vrstvě

zužují podél trojúhelníkového spojovacího slotu takovým způsobem, že směr elektrického pole na spojovacím slotu je vždy kolmý na boční stěnu SIW. Prokovy jsou umístěny podél GCPW pro zrušení paralelního režimu vedení GCPW a zastaví režim vlnovodu na bocích integrovaného vlnovodu v substrátu od vstupu GCPW. Výsledné rozměry CPWG a impedančního transformátoru/spojovacího slotu jsou optimalizovány tak, aby se dosáhlo širokopásmového přizpůsobení.

Pro testování návrhu a kalibrace, byl navržen přechod “back to back”:



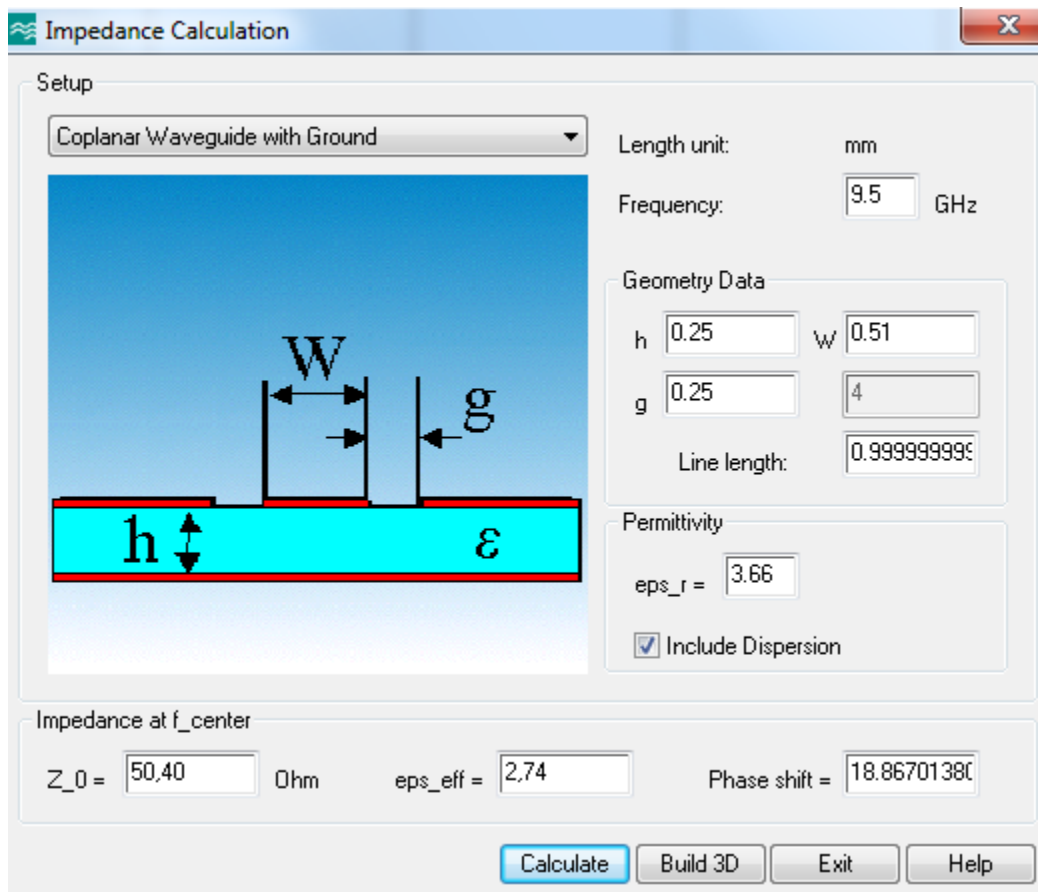
Obrázek 15 - Testovací „back to back“ struktura



Obrázek 16 - S1 parametr „back to back“ struktury

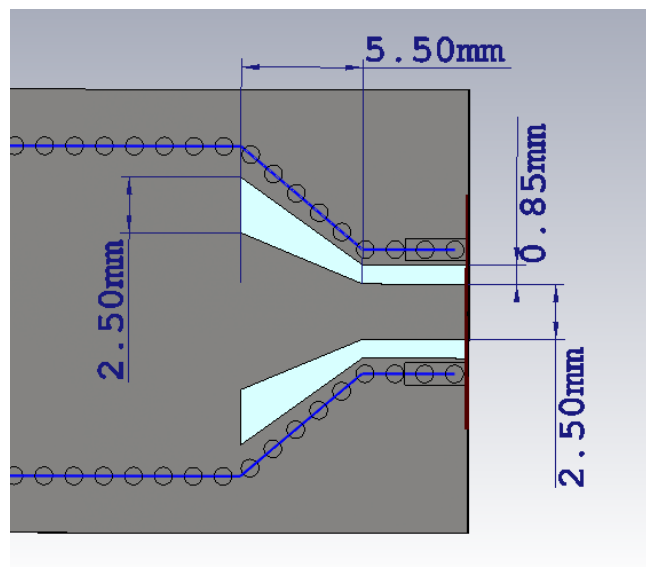
Výsledná charakteristika “back to back” struktury vychází pod -15dB což je pro SIW strukturu dobrý výsledek pro možnost využití získaných parametrů pro následující testování.

Výsledné rozměry:



Obrázek 17 - Výpočet impedance v CST MW studiu

Analytické vztahy pro výpočet rozměrů CPWG jsou velmi komplikované. Pro analýzu tohoto vedení jsem použil program CST MW Studio, který obsahuje výpočetní nástroje, které mohou pomoci s návrhem obvodových prvků, například s výpočtem impedancí různých typů vedení viz obrázek 17. Impedance závisí na šířce pásku w i na šířce mezery g . Přechod mezi koplanárním vedením a mikropáskovým vedením lze zajistit propojením středních vodičů obou vedení vodivým páskem a propojením jejich hlavních zemních ploch.



Obrázek 18 - Ukázka přechodu CPWG – SIW

4.4 Vivaldiho anténa

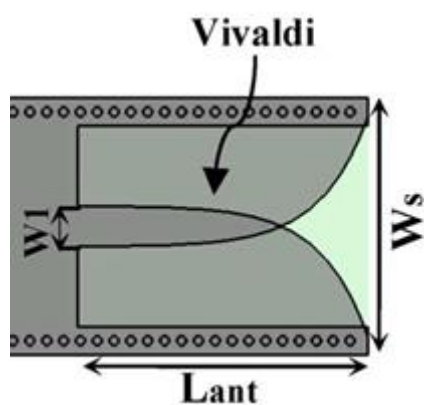
Tyčová anténa je napájena z antipodální Vivaldiho antény, která je navržena tak, aby pracovala na frekvenčním rozsahu 7-12 GHz. Vivaldiho anténa se skládá ze dvou exponenciálních profilů. Profily leží samostatně na horní a dolní vrstvě obdélníkového vlnovodu, který je definován jako:

$$y = Ae^{rx} + B \quad (2.0)$$

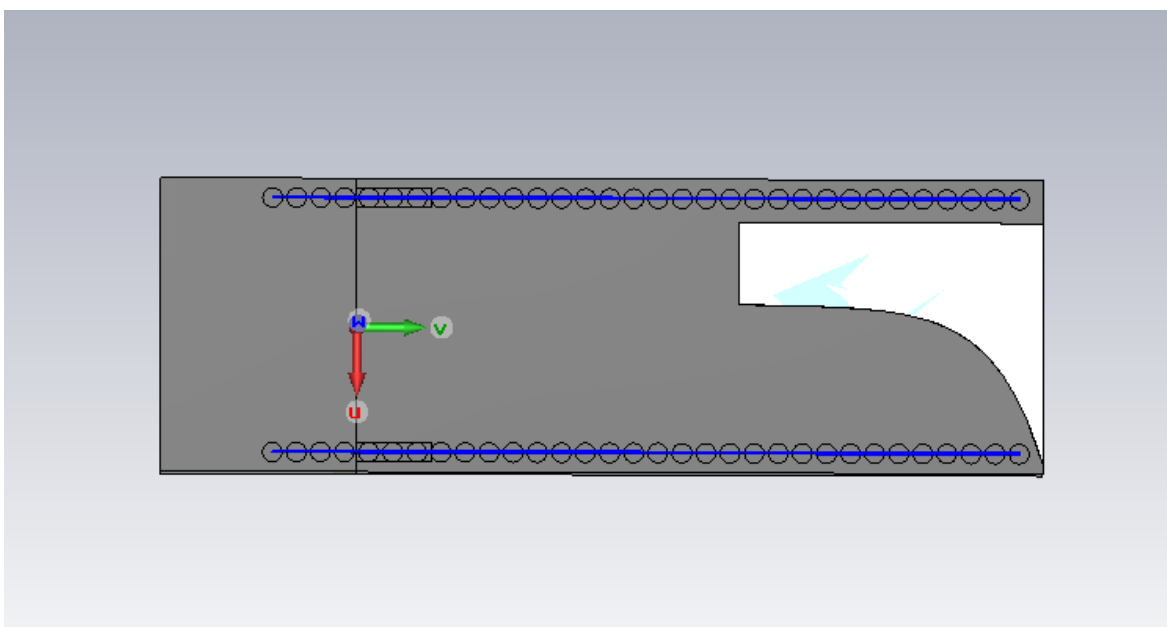
$$A = \frac{W_s + W_1}{2} * (e^{r*L_{ant}} - 1)^{-1} \quad (2.1)$$

$$B = -\frac{W_s + W_1 e^{r*L_{ant}}}{2} * (e^{r*L_{ant}} - 1)^{-1} \quad (2.2)$$

Vivaldiho anténa je napájena pomocí vlnovodu integrovaného do substrátu. Simulace Vivaldiho antény je prováděna v CST studiu, kde dochází k testování pomocí změn parametrů: r – které udává zakřivení exponenciály, W_1 , W_s a L_{ant} které jsou uvedeny na obrázku 19. Z dané analýzy vyplynulo, že největší vliv na zisk antény má velikost ramen antény a zakřivení dané exponenciály.

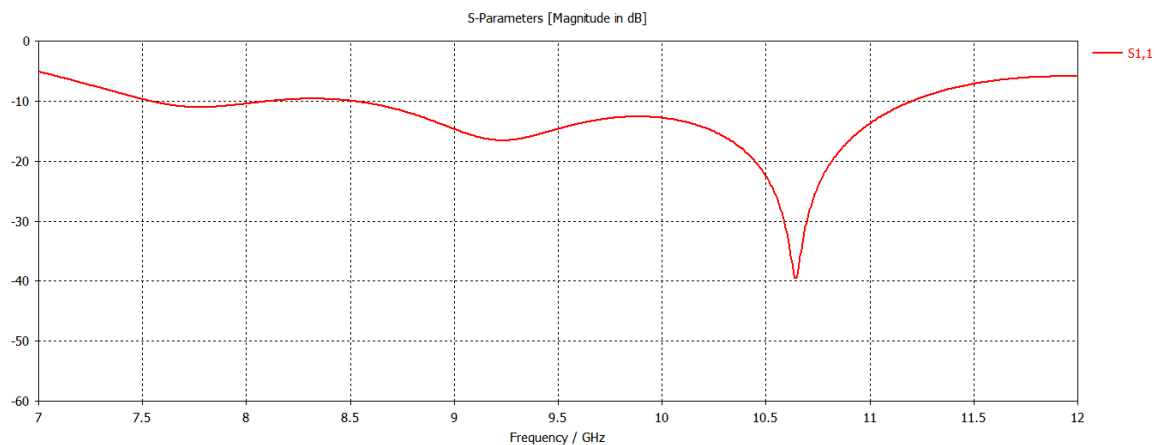


Obrázek 19 - Parametry Vivaldiho antény



Obrázek 20 - Testovací model Vivaldiho antény v CST studiu

Při testování vyšly nejvhodnější rozměry Vivaldiho antény $r = 0,4\text{mm}$; $W1 = 2,185\text{mm}$; $L_{\text{ant}} = 15,5\text{mm}$ kde parametr nepřesahuje -10dB v rozsahu od $7,5$ do 11GHz . Z těchto hodnot se dále vychází pro následující testování.

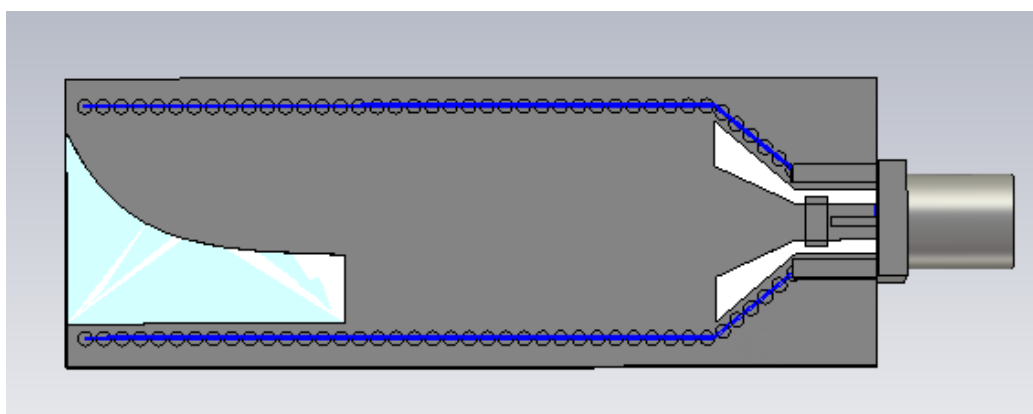


Obrázek 21 - Závislost S_{11} parametru Vivaldiho antény

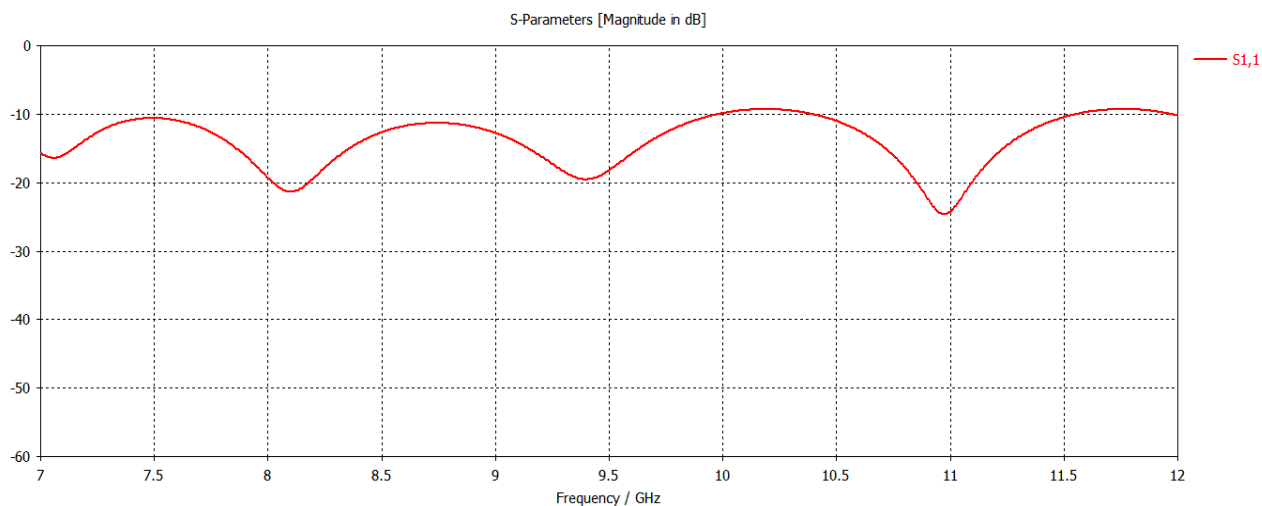
4.5 Testování Vivaldiho antény napájené pomocí SIW

Finální testování Vivaldiho antény je sestaveno pomocí přechodu koplanárního vlnovodu se zemní rovinou na integrované struktúře ve stejné vrstvě substrátu, kde je tlustý substrát SIW s mikropáskovým přechodem vystaven vybuzečné povrchové vlně vedené z 50Ω SMA konektoru. Vlnovod integrovaný do substrátu dále vybudí antipodální Vivaldiho anténu. Tato struktura je zobrazena na obrázku 22.

Optimální pozice napájení a rozměry antény byly pro získání co nejlepšího impedančního přizpůsobení na vstupu stanoveny pomocí optimalizace v programu CST Microwave Studio.

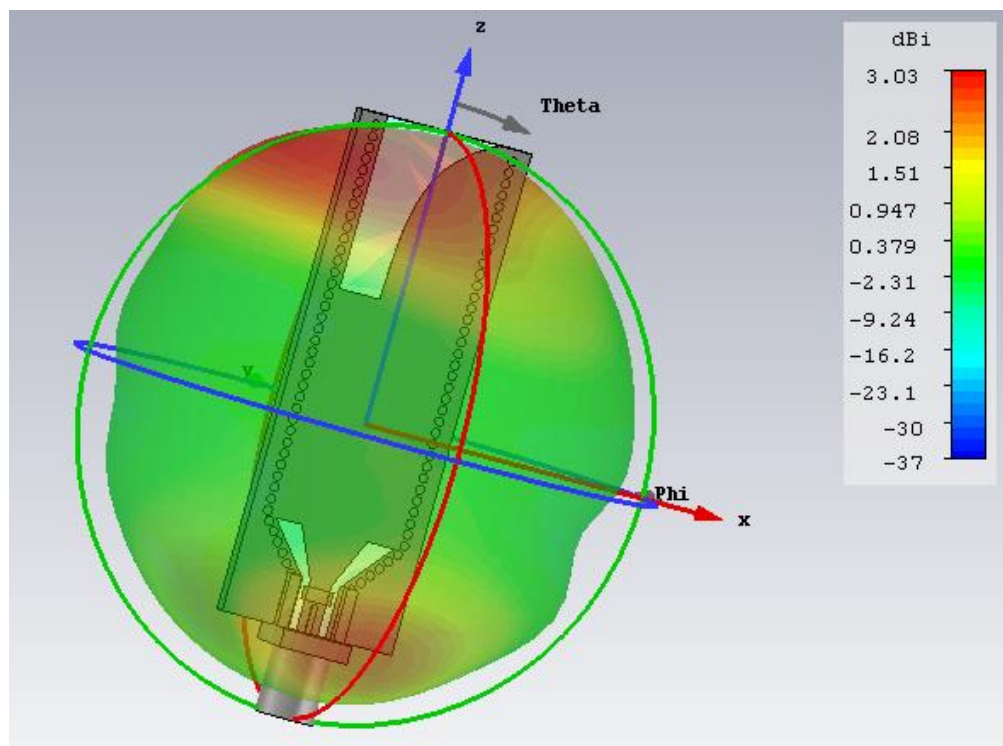


Obrázek 22 - Vivaldiho anténa



Obrázek 23 - Závislost frekvence na ztrátách vlivem odrazu Vivaldiho antény

Zde je zobrazena kmitočtová závislost činitele odrazu Vivaldiho antény. Hodnota činitele odrazu na kmitočtovém rozsahu od 7 do 12 GHz se pohybuje pod -10dB. Simulovaná anténa nám poskytuje šířku pásma 5 GHz. Tento výsledek se může považovat za dobré přizpůsobení antény, kde maximální zisk antény pro tuto navrženou strukturu činí 3,03 dB.



Obrázek 24 - Zobrazení vyzářovací charakteristiky s výsledným ziskem

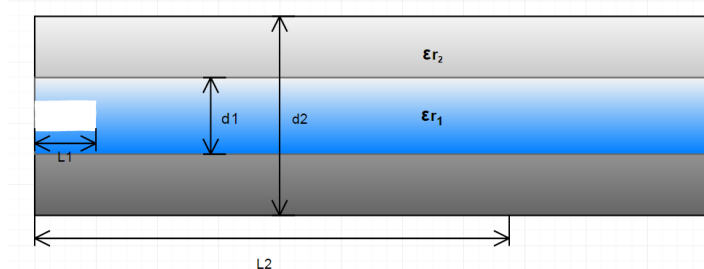
4.6 Dielektrická tyč

Obrázek 25 znázorňuje průřez dvouvrstvé tyče, kde ϵ_{r1} , ϵ_{r2} odpovídají dielektrickým konstantám vnitřního jádra a povrchu, d_1 a d_2 označují vnitřní průměr a celkový průměr tyče. Přitom L_1 a L_2 je odrážka tyče do substrátu a celková délka tyče.

V ideálním případě vybírám ϵ_{r1} blízko k ϵ_{r2} substrátu pro udržení dobrého přizpůsobení s podkladovým materiálem Vivaldiho antény a zabráníme tím potenciálním odrazům od náhlé změny dielektrické konstanty mezi tyčí a substrátem. Ale jsme omezeni dostupností materiálu pro výrobu. Permittivita vnější vrstvy je zvolena tak, aby zajistila hladký přechod okolním vzduchem.

$$\frac{d}{\lambda_0} < \frac{0.626}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

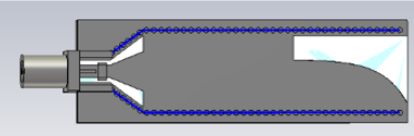
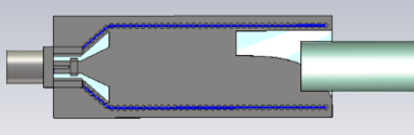

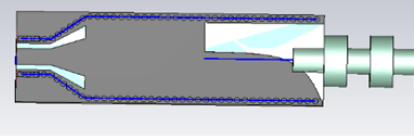
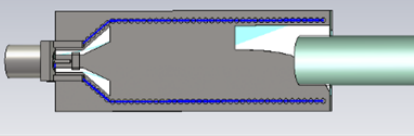
Kde d je průměr tyče, λ je vlnová délka ve volném prostoru a ϵ_r je permitivita tyče. Tím se nastaví maximální průměr hlavní části tyče.



Obrázek 25 - Rozměry dvouvrstvé dielektrické tyče

4.6.1 Testování různých druhů dielektrických tyčí

Tabulka 1 - Tvary dielektrických tyčí

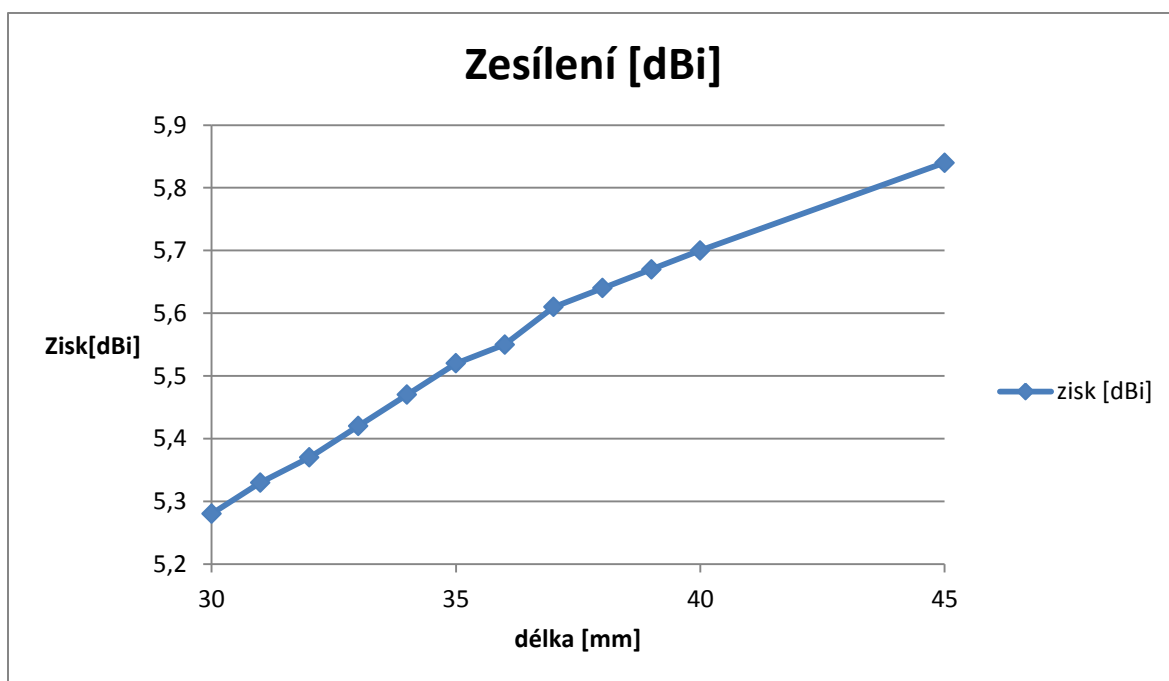
Typ antény	anténa	rozměr	zesílení	Materiál
Vivaldiho anténa			3,03 dBi	
Jednovrstvá dielektrická tyč		d1=8mm	4,4dBi	Teflon
Jednovrstva dielektrická tyč s 2mm vzduchovými mezery		d1=4mm, d2=8mm	5,05 dBi	Teflon
Jednovrstva dielektrická tyč s 3mm vzduchovými mezery		d1=4mm, d2=8mm	5,12 dBi	Teflon
Dvouvrstvá dielektrická tyč		d1=4mm, d2=8mm	5,55 dBi	Polymethylmethakrylat, Teflon

Tabulka 1 zobrazuje výsledky naměřených tvarů dielektrických tyčí na frekvenci 9,5GHz. Byly testovány různé tvary a jsou zde zobrazeny nejvhodnější výsledky, z kterých je zřejmé, že nejvyšší zisk je dosažen pomocí dvouvrstvé dielektrické tyče, která má zisk 5,55dBi a má nejúžší vyzářovací úhel a nejmenší vychýlení vyzářovací charakteristiky.

4.6.2 Testování délky dielektrických tyčí

Tabulka 2 - Závislost délky tyče na zisku

délka [mm]	zisk [dBi]
30	5,28
31	5,33
32	5,37
33	5,42
34	5,47
35	5,52
36	5,55
37	5,61
38	5,64
39	5,67
40	5,7
45	5,84

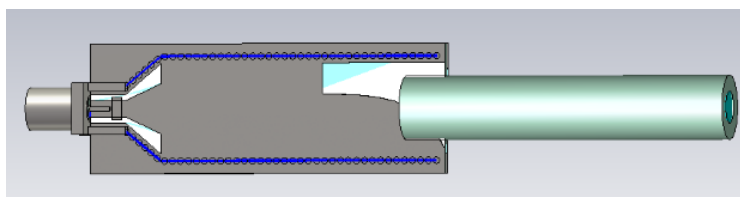


Obrázek 26 - Závislost zisku na délce dielektrické tyče

Šířka pásma a zisk anténní tyče může být zlepšen úpravou délky tyče nebo řízen tvarem antény. Například celkový zisk může být výrazně zvýšen při použití delších tyčí. Obrázek 26 ukazuje, že zisk monotónně roste s frekvencí pro větší délky antény. Existuje optimální praktická délka ($\sim 25 \lambda$) nad tento rámeček byl vyzorován mírný pokles. V tomto případě použijí délku antény 37mm, kde 5mm slouží pro uchycení dielektrické tyče k Vivaldiho anténě. Dvouvrstvá dielektrická tyč o šířce 8mm obsahuje vnitřní jádro z polymethylmethakrylátu s permitivitou 3,6 a vnější povrch je z Teflonu o permitivitě 2,1.

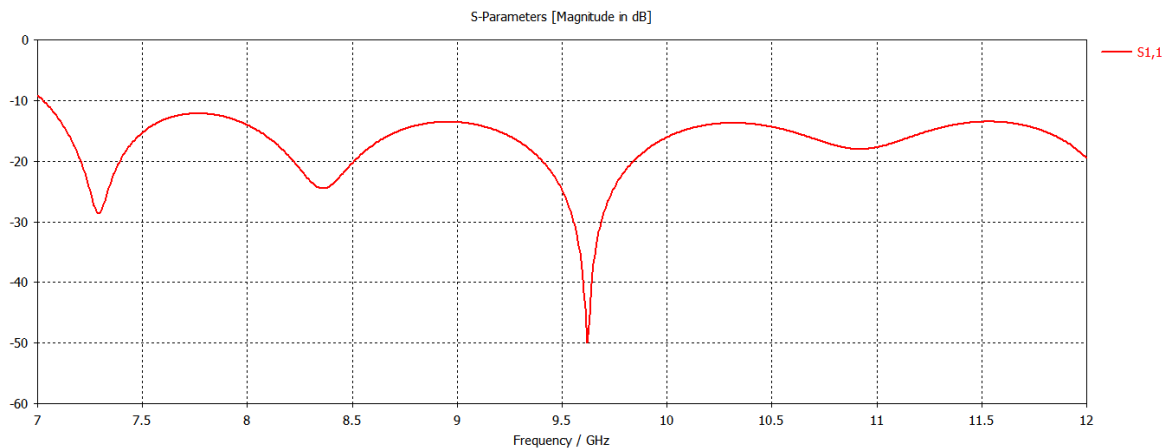
4.6.3 Výsledná verze Dielektrické tyčové antény v CST Studiu

Jak již bylo zmíněno v předchozí kapitole, na Vivaldiho anténu byla přidána dvouvrstvá dielektrická tyč o vnitřním průměru 4mm z polymethylmethakrylátu a vnější průměr 8mm obsahující teflon, tato tyč zlepšuje šířku pásma a zisk antény. Na základě přidané dielektrické tyče bylo potřeba doladit rozměry jednotlivých částí Vivaldiho antény pro co nejlepší impedanční přizpůsobení, tyto jednotlivé části byly prezentovány v předchozích kapitolách. Výsledná anténa je zobrazena na obrázku 27.

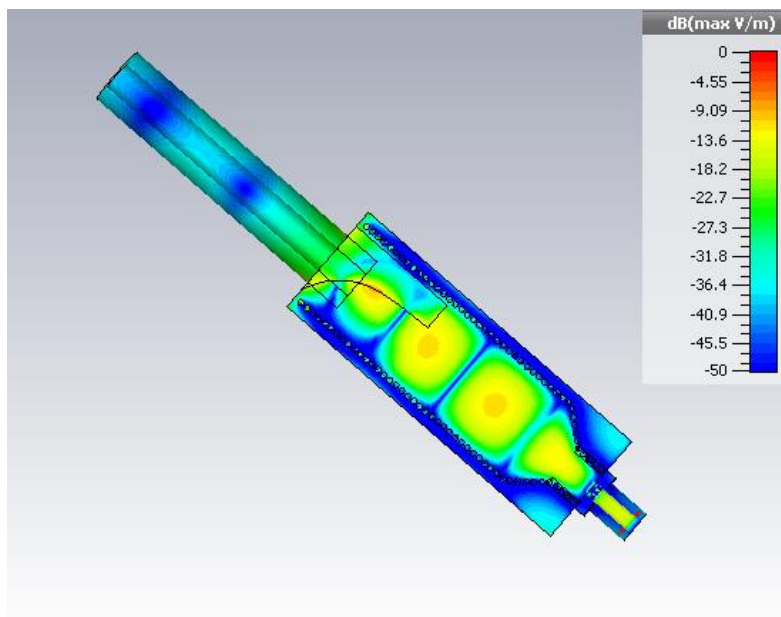


Obrázek 27 - Anténa s dielektrickou tyčí

Kmitočtová závislost dielektrické antény je zobrazena na obr. 28. Zde vidíme, že hodnota činitele odrazu na kmitočtovém rozsahu od 7 do 12 GHz se pohybuje pod -12dB což je výrazné zlepšení oproti Vivaldiho anténě bez dielektrické tyče. Z charakteristiky lze také vypočítat, že anténa je nejlépe přizpůsobena na frekvenci 9,65GHz. Na základě tohoto výsledku lze anténu považovat za širokopásmovou anténu se šířkou pásma 5GHz.

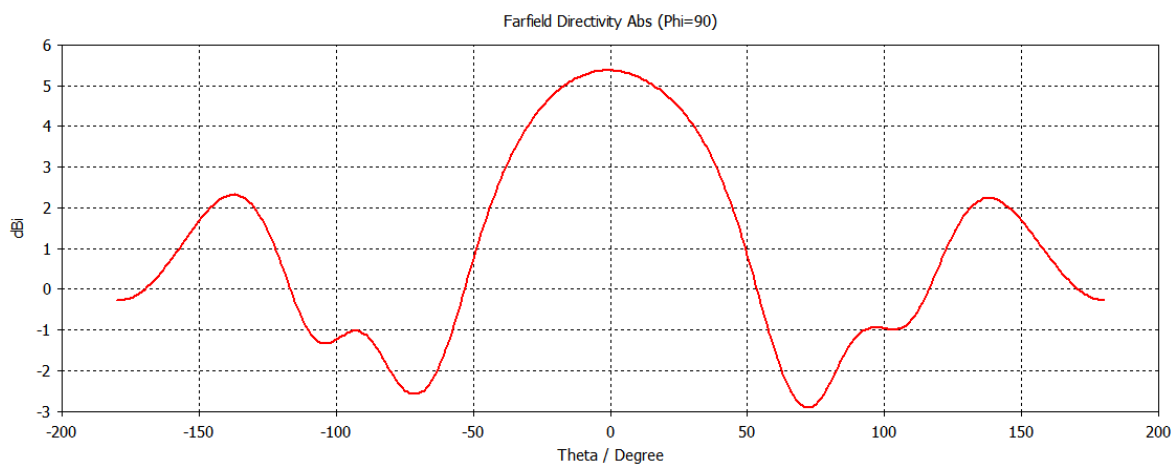


Obrázek 28 - S₁₁ parametr dielektrické tyčové antény

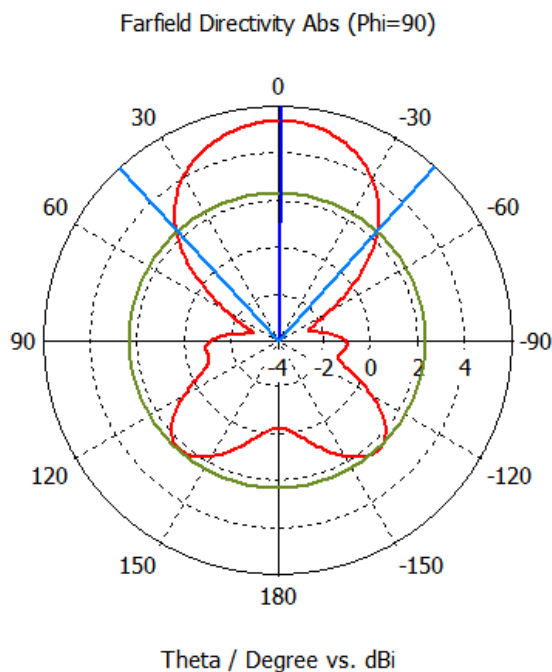


Obrázek 29 - Zobrazení hustoty proudění dielektrickou anténou

Na obrázku 30 je směrová charakteristika v Phi řezu na frekvenci 9,5 GHz, kde je vidět že šířka hlavního laloku nepřekračuje 85° v obou směrech a maximální směrovost dosahuje 5,37dBi. Odstup postranních laloků je 3,1 dB. Charakteristika se jeví jako symetrická.

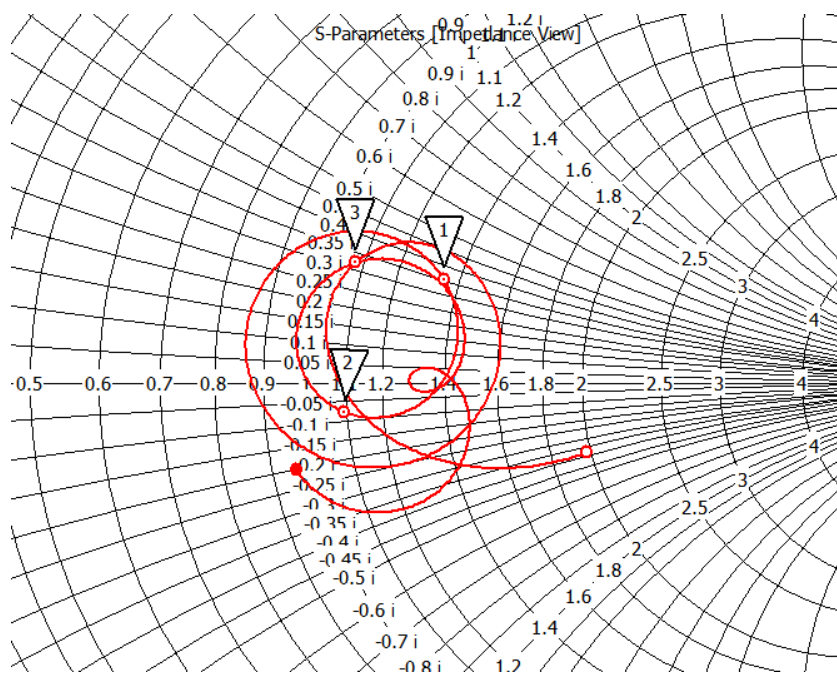


Obrázek 30 - Směrová charakteristika v Kartézských souřadnicích

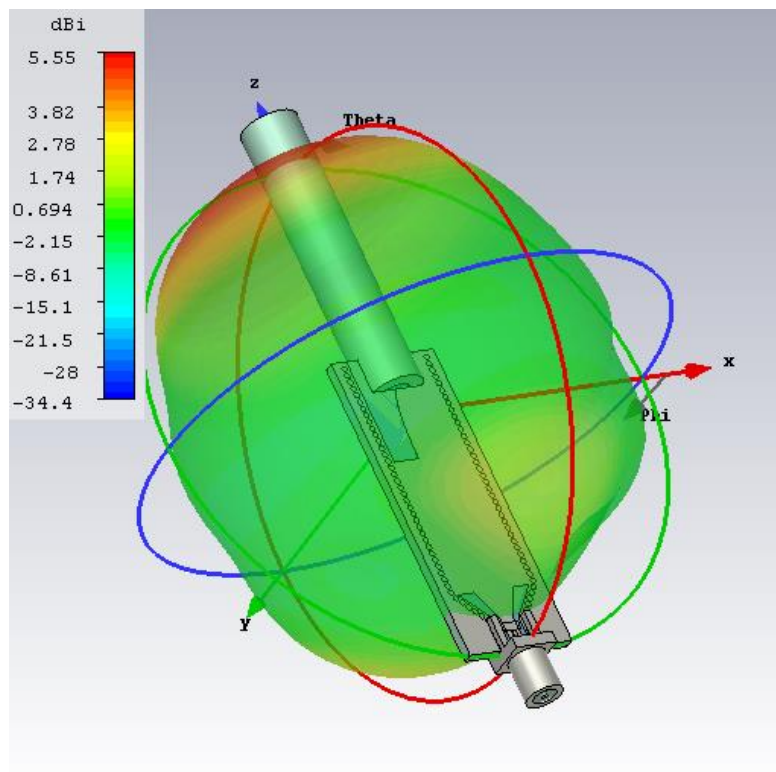


Obrázek 31 - Směrová charakteristika v polárních souřadnicích

Dielektrická anténa vykazovala kapacitní charakter, na základě toho bylo vloženo přerušení do mikropáskového vedení na vstupu, které by tento charakter mělo přizpůsobit. Snaha byla impedančně přizpůsobit anténu na 9,5GHz s co nejnižším činitelem jakosti (Q faktor). Vyznačené body 1-3 na obrázku 32 zobrazují frekvenční hladiny (9GHz; 9,5GHz; 10GHz).



Obrázek 32 - Zobrazení Schmittova diagramu

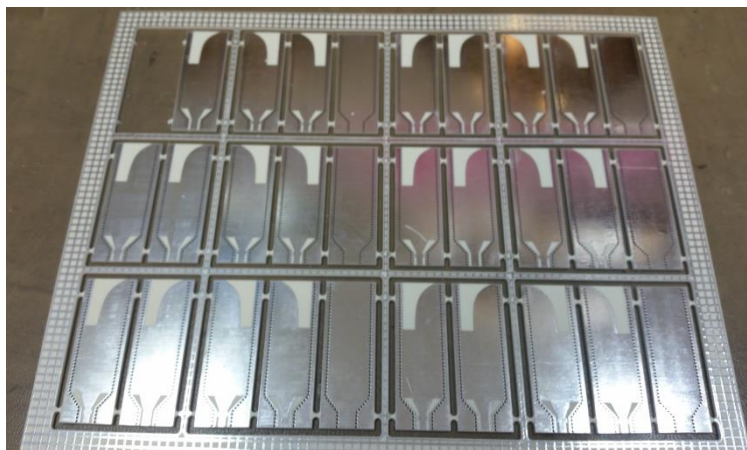


Obrázek 33 - Zobrazení 3D vyzařovací charakteristiky

5 Porovnání simulovaných a naměřených výsledků

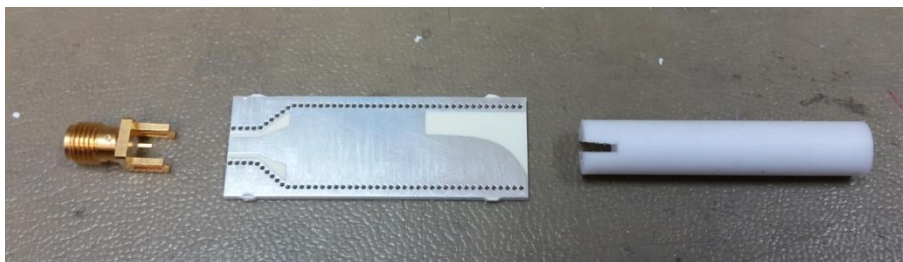
Tato kapitola srovnává simulované výsledky se skutečnou realizovanou anténou.

Minimální velikost technologického přířezu pro materiál Rogers byla 150x200mm. Tloušťka měděných vrstev je 18um, bez nepájivé masky, povrchová úprava je pomocí chemického cínu. Navrhnutá Vivaldiho anténa má rozměr 16x45mm, z toho důvodu jsem navrhnul ještě 3 podobné verze antén s podobnými parametry jako výše navrhnutá anténa, abych využil celou plochu přířezu za stejnou cenu.



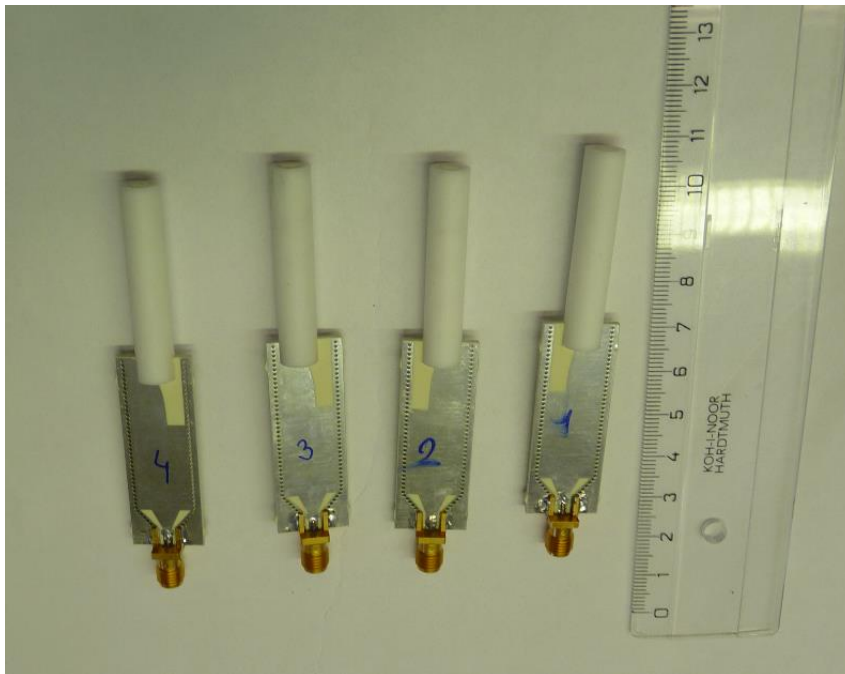
Obrázek 34 - Navržené verze Vivaldiho antén z firmy Pragoboard

Po výsledné výrobě Vivaldiho antény z firmy Pragoboard bylo potřeba osadit na navrženou strukturu vybraný SMA konektor a vyrobenou dvouvrstvou dielektrickou tyč z Polymethylmethakrylatu a Teflonu, která se nechala na zakázku zhotovit ve firmě Eldis. Po osazení Vivaldiho antény bylo potřeba zkalibrovat měřicí přístroj – Rohde&Schwarz Vector Network Analyzer 9KHz...13,6GHz pomocí kalibračního kitu R&S ZV-Z135.

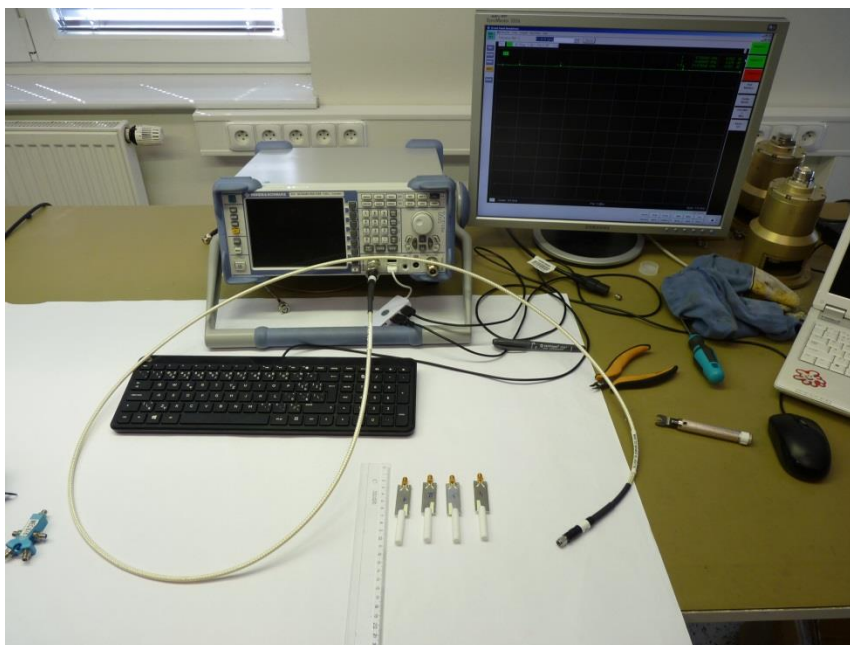


Obrázek 35 - Struktura dielektrické tyčové antény

V praktické části nejdříve bylo nutné provést měření S_{11} parametrů navržených verzí dielektrických tyčových antén, zda navrhnuté antény splňují předpoklady širokopásmových antén.



Obrázek 36 - Realizované verze antén



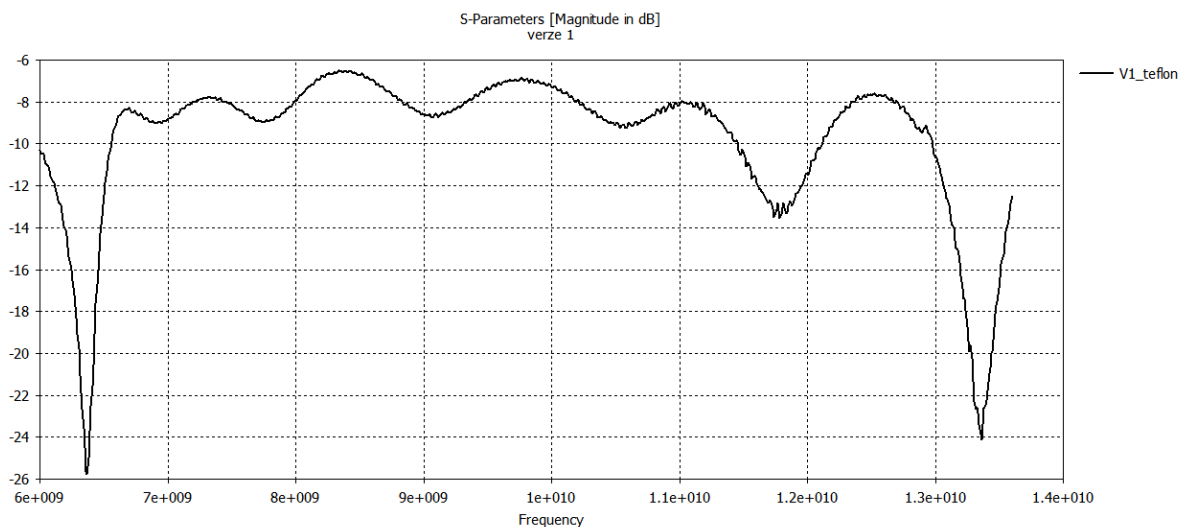
Obrázek 37 - Měřící pracoviště S_{11} parametrů

Měření jednotlivých antén bylo realizováno nejdříve bez dielektrických tyčí a poté se testoval vliv dielektrické tyče na danou anténu v rozmezí od 6 GHz do 14 GHz

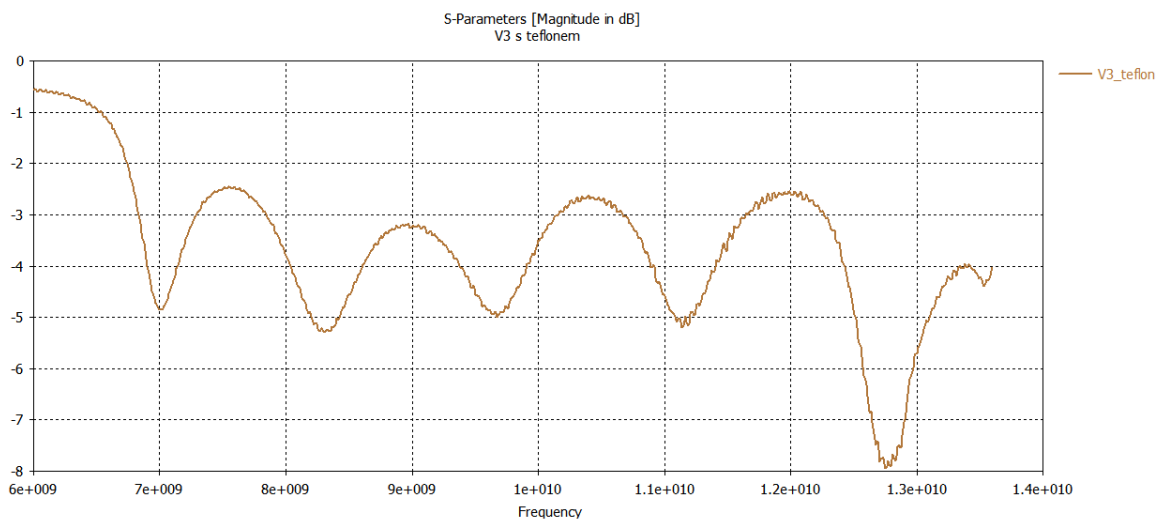
Aby bylo možné brát dielektrickou anténu jako vyhovující širokopásmovou anténu na SIW, je potřeba, aby činitel odrazu na SIW vycházel pod -10dB v širším frekvenčním pásmu.

5.1 Nevyhovující verze antén:

Koeficienty odrazu S_{11} byly změřeny na Rohde&Schwarz Network Analyzátoru v rozsahu od 6 do 14 GHz. Zde je vidět, že u testovaných verzí antén 1 a 3 se koeficient odrazu nedostal pod požadovanou hladinu -10dB v testovaném frekvenčním pásmu. Je to dost nevyhovující impedanční přizpůsobení pro SIW strukturu. Tyto antény jsou vyloučeny pro následující testování směrových charakteristik.



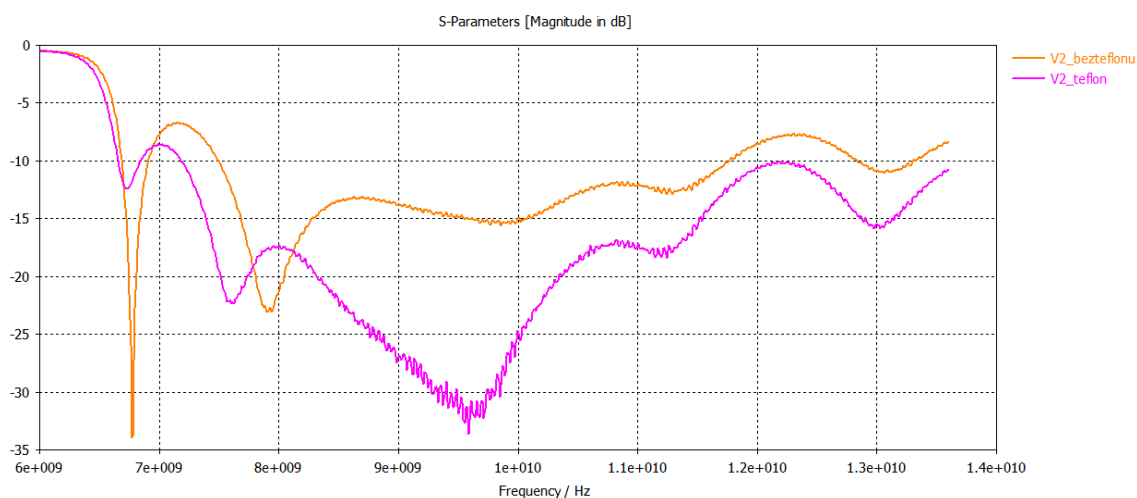
Obrázek 38 - S_{11} parametr antény verze 1



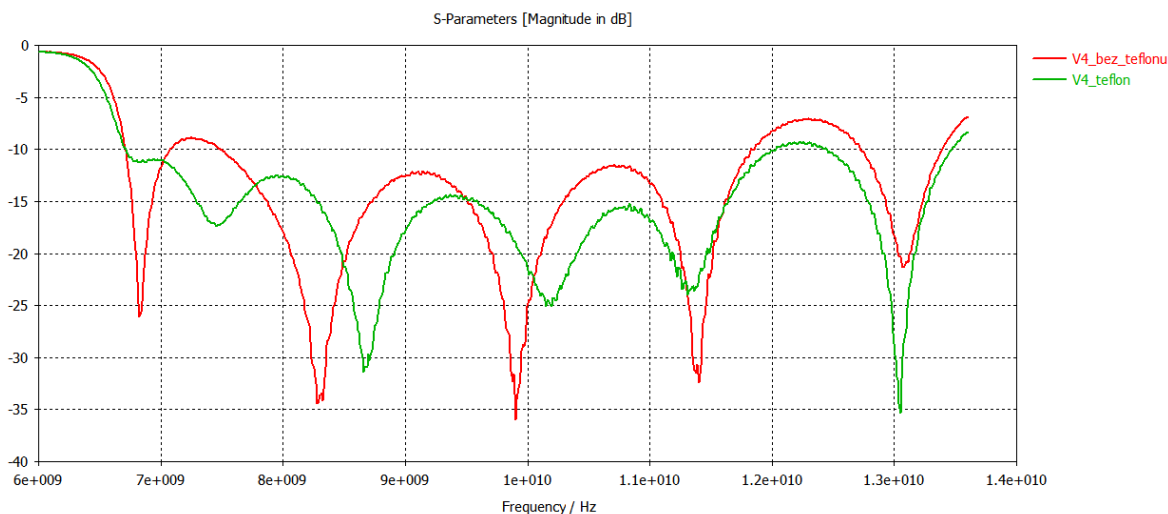
Obrázek 39 - S_{11} parametr antény verze 3

5.2 Výsledné antény splňující předpoklady:

Stejný způsob testování byl použit i pro verze antén 2 a 4. Kde verze 4 je nejlépe navrhnutá dielektrická anténa pomocí CST studia. Podle průběhu impedančního přizpůsobení lze vidět, že nejlépe vychází nasimulovaná anténa pomocí CST studia (verze 4). Přidáním dielektrické tyče na Vivaldiho anténu způsobilo zlepšení impedančního přizpůsobení, jak v předchozích kapitolách bylo zmíněno. Lze usoudit, že anténa verze 4 je funkční širokopásmová anténa o rozsahu 5 GHz (7-12 GHz). Oproti navržené anténě v CST studiu viz obrázek 28 lze vidět zhoršení vlastností způsobené převážně mechanickým zpracováním dané struktury.



Obrázek 40 - S_{11} parametr antény verze 2



Obrázek 41 - S_{11} parametr antény verze 4



Obrázek 42 - Zobrazení měření S parametrů antén



Obrázek 43 - Zobrazení měřené antény s dielektrickou tyčí

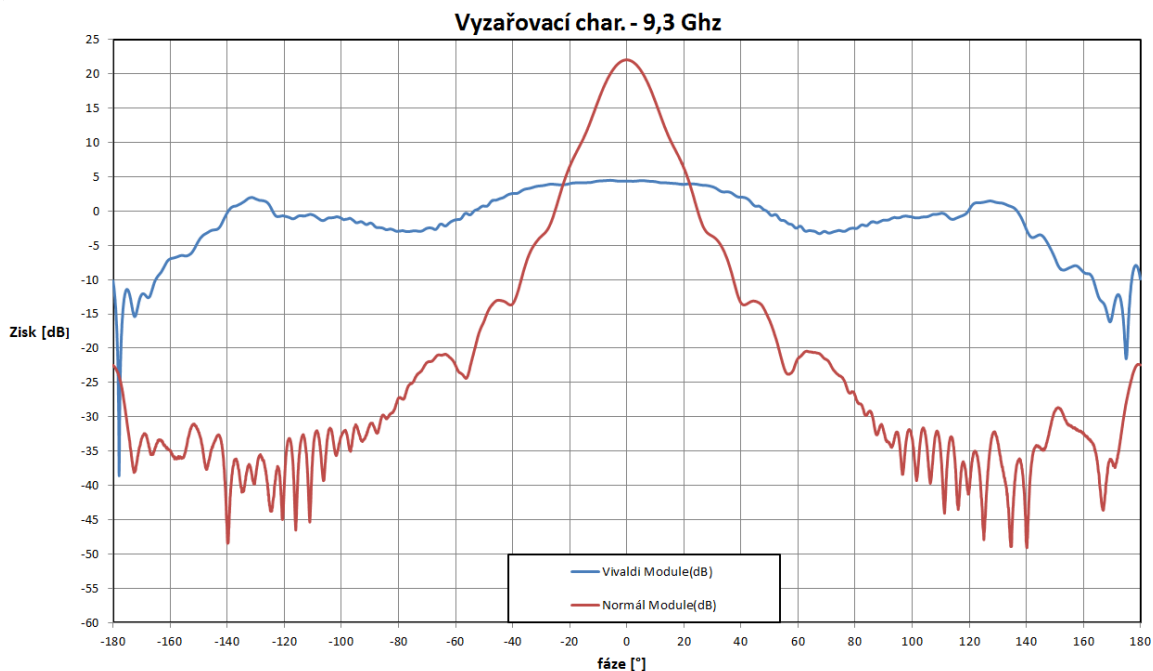
5.3 Měření vyzařovacích charakteristik

Měření vyzařovacích charakteristik pro vyhovující antény proběhlo ve firmě ERA v bezodrazové komoře. Na frekvenčních hladinách od 6,7 GHz do 11,9 GHz viz tabulka 3 znázorňující zisky normálů.

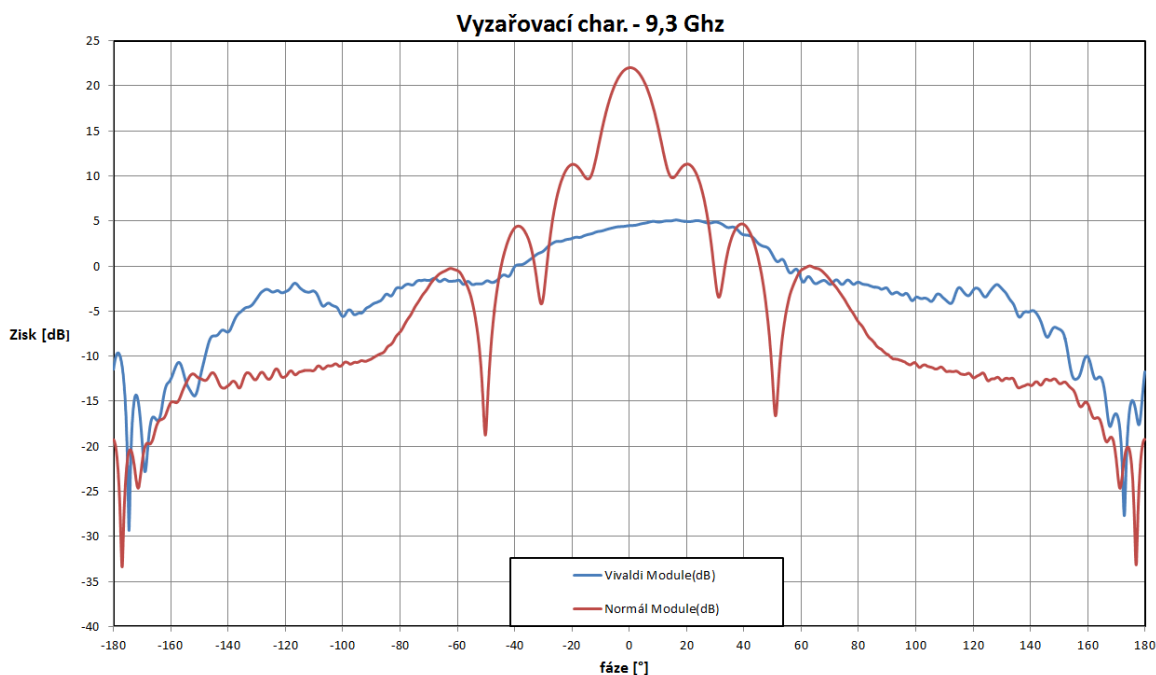
Normál	f [GHz]	G [dB]
SGH-058	6,7	19,77
SGH-058	7,22	20,23
SGH-058	7,74	20,59
SGH-082	8,26	21,56
SGH-082	8,78	21,78
SGH-082	9,3	22,02
SGH-082	9,82	22,38
SGH-082	10,34	22,73
SGH-082	10,86	23,01
SGH-082	11,38	23,29
SGH-082	11,9	23,6

Tabulka 3 - Zisky normálů ve vertikální rovině

Aby bylo možné zobrazit anténní diagramy do grafů, bylo potřeba pro danou frekvenční hladinu vyčíst z tabulky 3 zisk normálu ve vertikální rovině (např. pro 9,3 GHz – 22,02 dB), dále z naměřených hodnot pro tuto frekvenční hladinu bylo potřeba odečíst hodnotu maxima zisku měřeného normálu v uhlu 0 stupňů = –22,63 dB a hodnotu maxima pro Vivaldiho anténu ($G = -39,44$ dB). Aby normál odpovídal zisku 22,02 dB, musím přičíst normovací konstantu: $22,02 - (-22,63)$ dB = 44,65 dB, pak bude normál v maximu se ziskem $G = 22,02$ dB, stejné pravidlo jsem aplikoval pro Vivaldiho anténu $39,44 - (-44,65)$ dB = 5,21 dB, naměřené hodnoty z firmy ERA jsem o tuto konstantu upravil a vykreslil grafy, kde na ose Y je zisk antén G(dB) a na ose X je fáze(stupně).

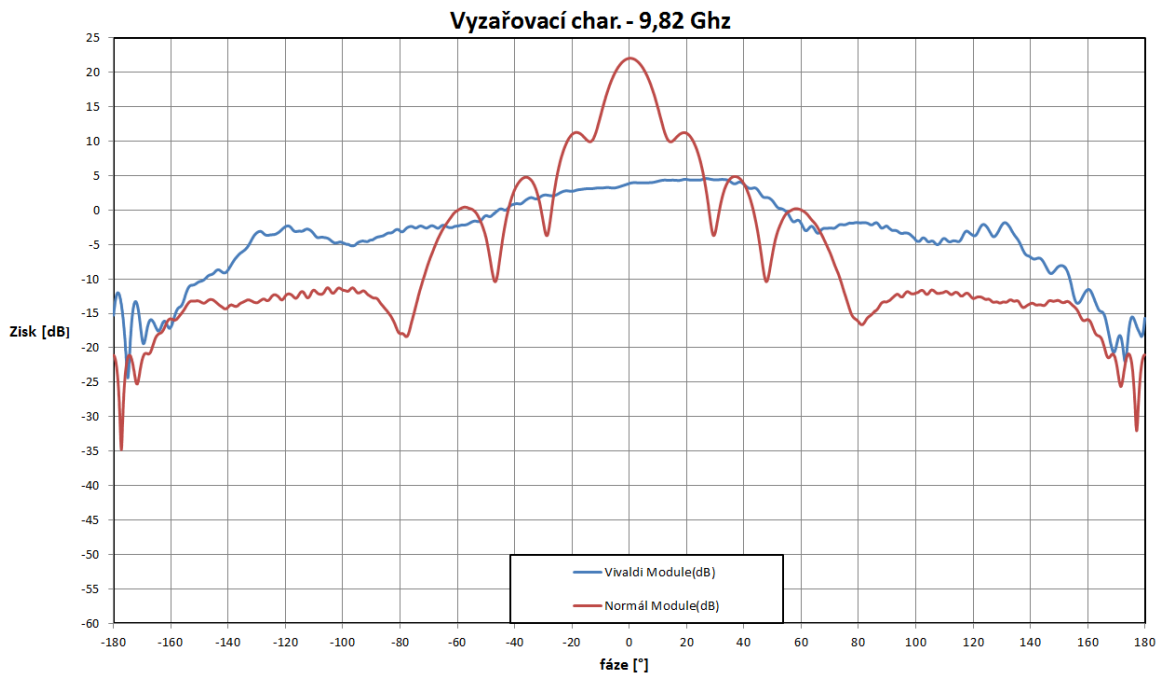


Obrázek 44 - Anténní diagram 9,3 Ghz ve vertikální polarizaci – souhlasná polarizace

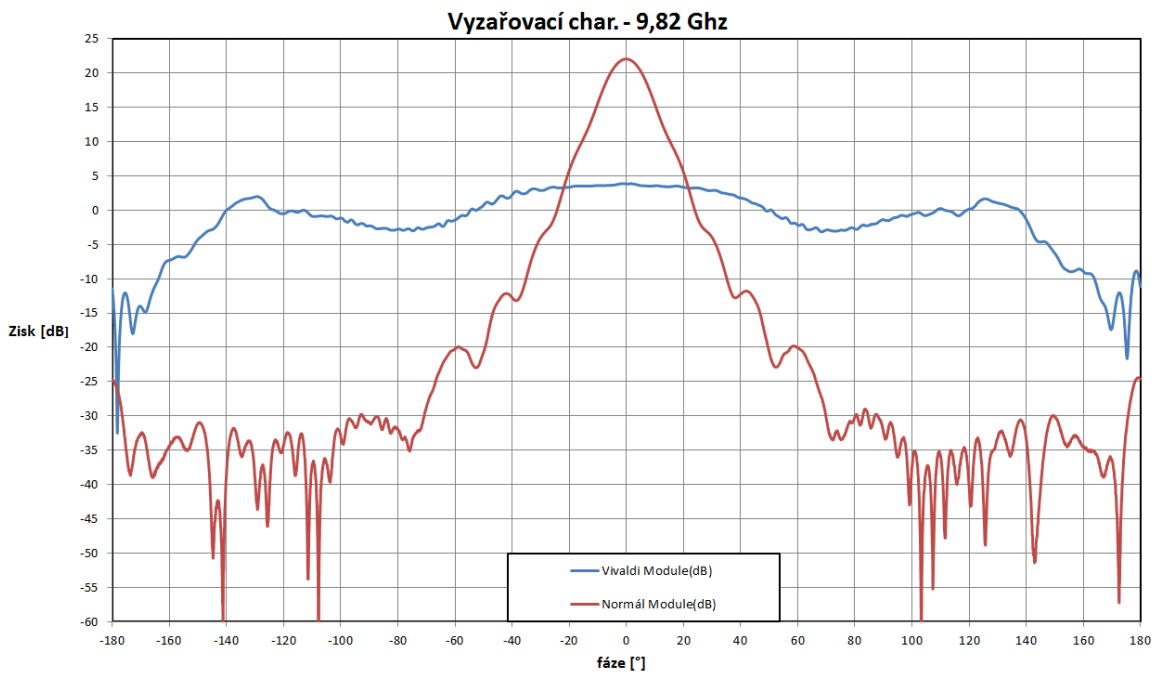


Obrázek 45 - Anténní diagram 9,3 GHz v horizontální rovině – souhlasná polarizace

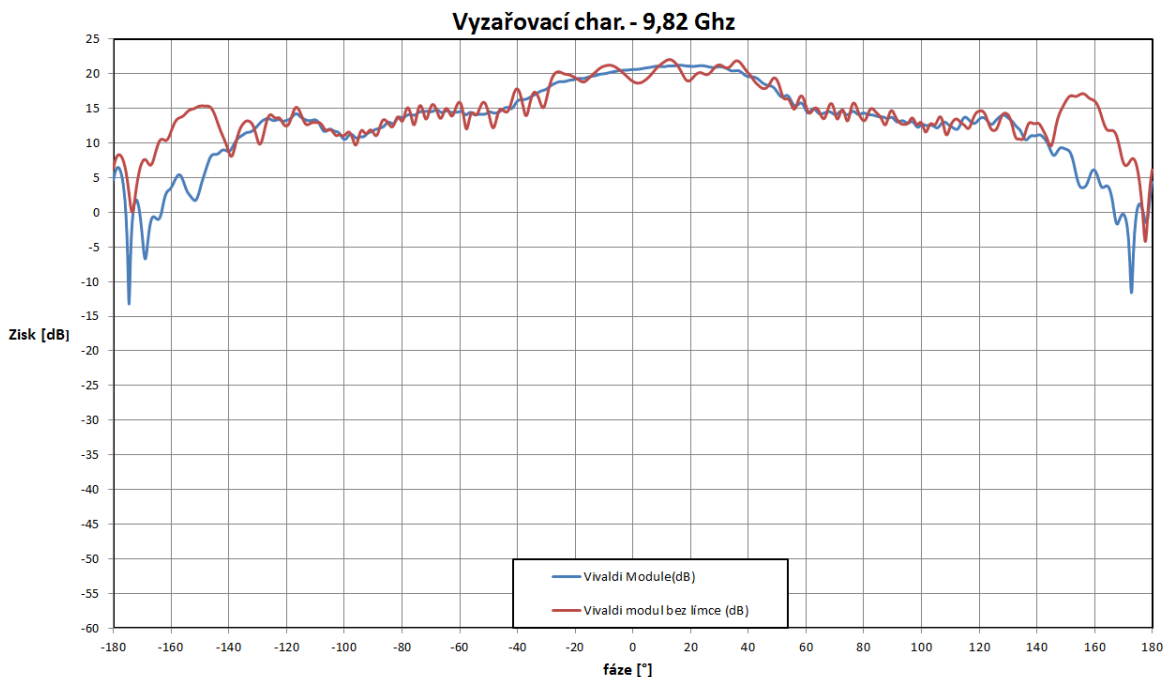
Vyzařovací charakteristiky se jeví jako symetrické s šířkou hlavního laloku nepřekračující 60° v obou směrech ve vertikální polarizaci i horizontální polarizaci. Vidíme zde výskyt vysokých postranních laloků s odstupem 7dB, tento výskyt postranních laloků byl předpokládán. Zisk antény vychází 5,21 dB v horizontální rovině, je to rozdíl 0,34dB oproti nasimulované charakteristice v CST Microwave Studiu kde výsledek činil 5,55dB.



Obrázek 46 - Anténní diagram v horizontální polarizaci 9,82 GHz – souhlasná polarizace



Obrázek 47 - Anténní diagram 9,82 GHz ve vertikální rovině – souhlasná polarizace

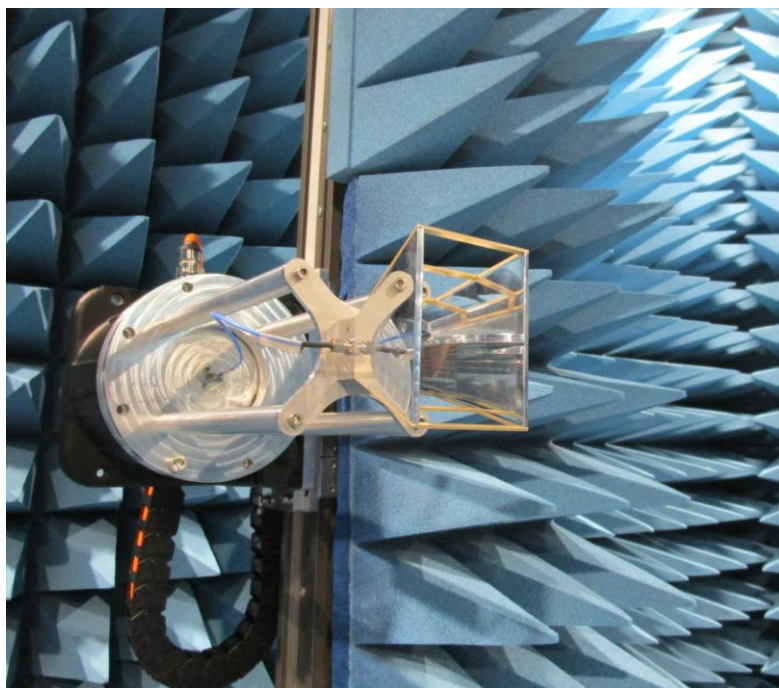


Obrázek 48 - Antenní diagram Vivaldiho antény s límcem a bez límce

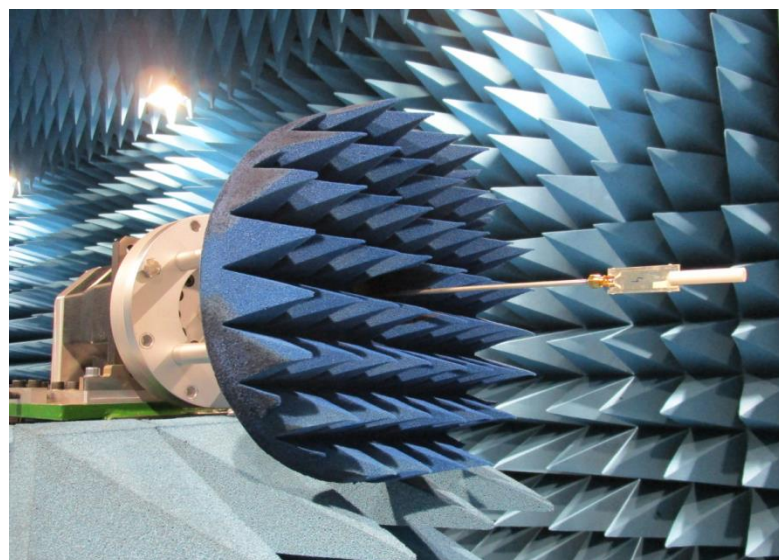
V bezodrazové komoře proběhlo měření Vivaldiho antény i v případě bez límce, na vyzařovacím diagramu je vidět, že límeček potlačí odrazy od zadní mechaniky úchytu a tím potlačí naplnění diagramu. Z tohoto důvodu zde publikuji pouze naměřené diagramy Vivaldiho antény s límcem.

Další naměřené hodnoty jsou k dispozici v příloze A.

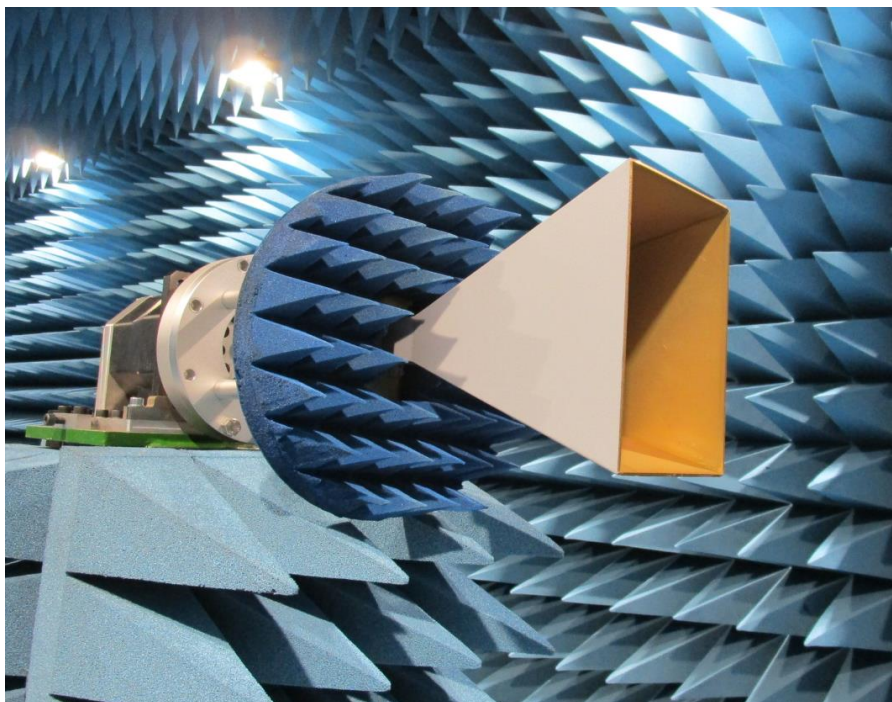
Zde je zobrazené měřicí pracoviště bezodrazové komory ve firmě ERA s měřeními prvky.



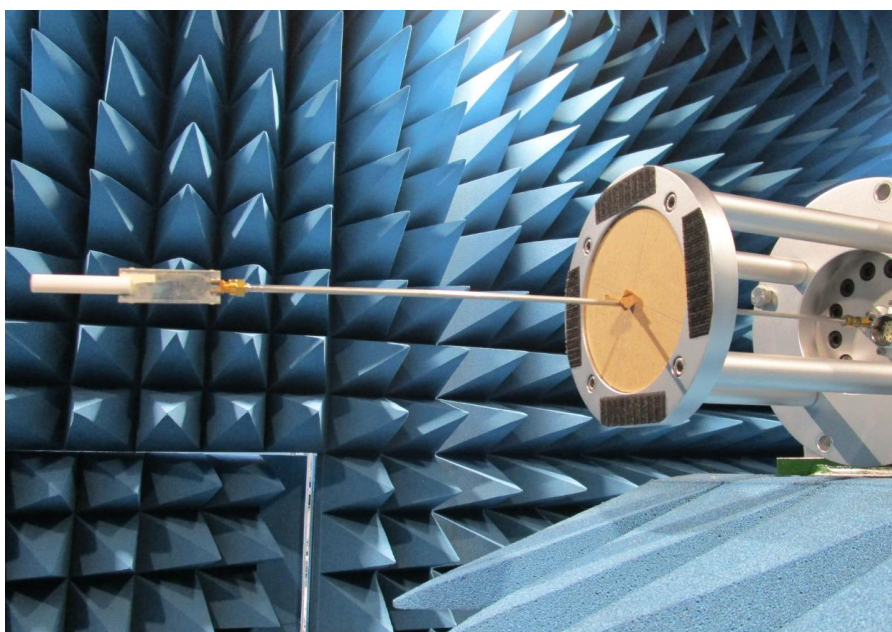
Obrázek 49 - Zobrazení ozařovače v odstíněné komoře



Obrázek 50 - Zobrazení měření dielektrické tyčové antény s límcem



Obrázek 51 - Zobrazení Normály



Obrázek 52 - Zobrazení měření dielektrické tyčové antény

Závěr

V teoretické části bylo potřeba analyzovat princip a vlastnosti jednotlivých částí antény s dielektrickou tyčí. Na základě dostupnosti a vhodnosti byly zvoleny výrobní materiály a přizpůsobeny k dané navrhované struktuře.

Podle teoretických předpokladů a za pomoci vývojového softwaru CST Microwave studia byla navržena a zkonstruována anténa s dielektrickou tyčí. Ke konstrukci byl použit dielektrický substrát Rogers RO4350B, pomocí kterého byla aplikována struktura SIW, která je syntetizována pomocí dvou řad prokůvů vložených do daného substrátu, kde jsem pro vybudění vlnovodu na SIW použil koplanární vlnovod se zemní rovinou. Pomocí vlnovodu integrovaného do substrátu je napájena antipodální širokopásmová anténa, která je vyrobena z desky pokovené na obou stranách. Na danou anténní strukturu je poté přidána dvouvrstvá dielektrická tyč, která výrazně zlepšuje šířku pásma a zisk a snižuje šilhání vyzařovací charakteristiky. Přidání dielektrické tyče nemělo vliv na útlum antény. Celý tento model je napájen pomocí 50Ω SMA konektoru 8400M1, který řeší vhodné uchycení k dané struktuře, aby nedošlo k narušení vznikajícího pole ve vlnovodu.

Při návrhu antény jsem testoval různé tvary a závislost délky dielektrických tyčí na zisku a jako nejvhodnější typ jsem zvolil dvouvrstvou dielektrickou tyč složenou z polymethylmethakrylatu a teflonu o tloušťce 8mm se ziskem 5,55dB, kde zmíněný materiál vykazuje nízké ztráty.

Po návrhu vhodných parametrů dielektrické tyčové antény pomocí CST Microwave Studia byla anténa zrekonstruována a ve firmě Eldis jsem provedl měření impedančního přizpůsobení, kde daná frekvenční charakteristika vykazovala průběh pod -10dB v pásmu 5GHz. Na základě tohoto měření byla ověřena správná funkce anténního prvku. Rozdílné impedanční přizpůsobení navrženého modelu pomocí CST Microwave Studia a fyzické antény bylo způsobeno mechanickým zpracováním dané struktury. Měření vyzařovacích diagramů bylo provedeno v bezodrazové komoře ve firmě ERA. Anténní charakteristiky byly změřeny na vybraných frekvencích v rovině horizontální i vertikální se shodnou polarizací. Výsledný zisk zkonstruované antény se téměř shodoval s nasimulovaným modelem v CST Microwave Studiu s rozdílem 0,34dB. Vyzařovací charakteristika vykazovala vysoké postranní laloky, které se daly u této struktury předpokládat.

Všechny body zadání byly splněny a výsledky měření potvrdily předpokládanou funkci antény. Anténu lze využít zejména v oblasti FMCW radarů a fázovaných anténních řad.

Literatura

- [1] **R. KAZEMI, R. A. SADEGHZADEH, and A. E. FATHY**, "Design of a wide band eight-way compact SIW power combiner fed by a low loss GCPW-to SIW transition," *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 26, pp. 97-110. 2012
- [2] **MAZÁNEK M., PECHAČ P.**, Šíření elektromagnetických vln a antény, ČVUT 2004, ISBN 80-01-03032-6
- [3] **MAURIZIO BOZZI, FENG XU, DOMINICc DESLANDES, KE WU**, "Modeling and Design Considerations for Substrate Integrated Waveguide Circuits and Components", *Telecommunications in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services 2007. TELSISKS 2007. 8th International Conference on*, pp. P-VII-P-XVI, 2007.
- [4] **BALANIS, Constantine A. Antenna theory: analysis and design. 3rd ed.** Hoboken, NJ: John Wiley, c2005. ISBN 0-471-66782-x.
- [5] **CHENG, Yu Jian. Substrate integrated antennas and arrays.** ISBN 9781498714532.
- [6] **BALANIS, Constantine A. Modern antenna handbook.** Hoboken, NJ: Wiley, c2008. ISBN 0470036346.
- [7] **GUPTA, K. C., Ramesh GARG a I. J. BAHL.** Microstrip lines and slotlines. Dedham, Mass.: Artech House, c1979. ISBN 0890060746.
- [8] **GARG, Ramesh.** Microstrip antenna design handbook. Boston, MA: Artech House, 2001. ISBN 0890065136

Příloha A – Obsah přiloženého CD

- Naměřené hodnoty
 - Název souboru: Vivaldi.rar

- Tato práce v elektronické podobě
 - Název souboru: Diplomová práce

 - Formát PDF

- Navrhnutá anténa v CST Microwave Studio
 - Název souboru: Dielektrická tyč

 - Formát CST