

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Milan Horník

ID: 203563

Ročník: 3

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

3D tištěná anténa s dielektrickou čočkou pro charakterizaci materiálů metodou ve volném prostoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s metodou charakterizace materiálu ve volném prostoru. Navrhněte vhodnou dielektrickou čočku s širokopásmovou trychtýřovou anténou pracující ve frekvenčním rozsahu 2-18 GHz pro měřicí pracoviště včetně držáku vzorku. Pro návrh elektromagnetických komponent použijte program CST Microwave Studio.

Navržené komponenty měřicího pracoviště realizujte technologií 3D tisku a vlastnosti elektromagnetických komponent ověřte měřením. Demonstrujte použití navržených komponent měřicího pracoviště na referenčním vzorku dielektrického materiálu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KRUPKA, J. Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies. In: Measurement Science and Technology, vol. 17, no. 6, 2006.

[2] HAJISAEID, E., DERICIOGLU, A. F., AKYURTLU, A. All 3-D Printed Free-Space Setup for Microwave Dielectric Characterization of Materials. In: IEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 67, no. 8, 2018.

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 27.5.2021

Vedoucí práce: Ing. Petr Kaděra

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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.



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**3D TIŠTĚNÁ ANTÉNA S DIELEKTRICKOU ČOČKOU
PRO CHARAKTERIZACI MATERIÁLŮ METODOU VE
VOLNÉM PROSTORU**

3D PRINTED ANTENNA WITH DIELECTRIC LENS FOR FREE-SPACE MATERIAL
CHARACTERIZATION METHOD

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Milan Horník

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Kaděra

BRNO 2021

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá možností realizace měřicího pracoviště pro charakterizaci permitivity materiálů ve volném prostoru. Součástí pracoviště jsou dvě trychtýřové antény a dvě dielektrické čočky vsazené do přípravku. Práce pojednává o charakteristických vlastnostech materiálů jako jsou permitivita a permeabilita. Dále jsou rozebrány využívané metody k určení permitivity. V další části práce je uveden teoretický rozbor k návrhu širokopásmové trychtýřové antény s dielektrickou čočkou. Kapitola 3D tisku a povrchové úpravy se zabývá problematikou 3D tisku a možnosti nanesení vodivé vrstvy na plastové komponenty. V následující části jsou prezentovány výpočty modelu a výsledky ze simulací v programu CST Microwave Studio. Dále je téma zaměřeno na konstrukci a výrobu měřicího pracoviště. V závěru jsou zhodnoceny dosažené výsledky.

Klíčová slova

Charakterizace materiálu, hřebenová trychtýřová anténa, dielektrická čočka, 3D tisk, pokovování, měření, permitivita.

Abstract

This bachelor's thesis deals with the free space setup for material permittivity characterization. The workplace includes two horn antennas, two dielectric lenses and sample holder. The work deals with the characteristic properties of materials such as permittivity and permeability. Further, the methods used to determine permittivity are discussed. The next part of the work is focused on a theoretical analysis of the design of a broadband horn antenna with a dielectric lens. The chapter 3D printing and surface treatment deals with the issue of 3D printing and the possibility of applying a conductive layer on the plastic components. The following section presents the calculated and simulated results performed in CST Microwave Studio. In the next chapter, mechanical construction and measurement setup fabrication are discussed. In the end, the achieved results are evaluated.

Keywords

Material characterization, ridged horn antenna, dielectric lens, 3D printing, metal plating, measurement, permittivity

Bibliografická citace

Citace tištěné práce:

HORNÍK, Milan. *3D tištěná anténa s dielektrickou čočkou pro charakterizaci materiálů metodou ve volném prostoru*. Brno, 2021. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/133584>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Ing. Petr Kaděra.

Citace elektronického zdroje:

HORNÍK, Milan. *3D tištěná anténa s dielektrickou čočkou pro charakterizaci materiálů metodou ve volném prostoru* [online]. Brno, 2021 [cit. 2021-05-27]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/133584>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Ing. Petr Kaděra.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	Milan Horník
VUT ID studenta:	203563
Typ práce:	Bakalářská práce
Akademický rok:	2020/21
Téma závěrečné práce:	3D tištěná anténa s dielektrickou čočkou pro charakterizaci materiálů metodou ve volném prostoru

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 27. Května 2021

podpis autora

Obsah

1. METODY MĚŘENÍ	12
1.1 PERMITIVITA A PERMEABILITA	12
1.1.1 Měření permitivity ve vlnovodu.....	13
1.1.2 Zkrácení vlnové délky.....	13
1.1.3 Metoda otevřené sondy	14
1.1.4 Měření ve volném prostoru	14
1.1.5 Rezonanční metody	16
2. TEORETICKÝ NÁVRH	18
2.1.1 Typy trychtýřů	18
2.1.2 Návrh obdélníkového vlnovodu:	19
2.1.3 Úprava na vlnovod H:.....	20
2.1.4 Rezonanční dutina.....	20
2.1.5 Buzení vlnovodu.....	20
2.1.6 Trychtýř.....	21
2.1.7 Hřeben	22
2.1.8 Dielektrická čočka	23
3. 3D TISK A POVRCHOVÁ ÚPRAVA.....	26
3.1 TECHNOLOGIE 3D TISKU	26
3.1.1 FFF (Fused filament fabrication).....	26
3.1.2 DLP (Digital Light Processing).....	27
3.2 MATERIÁLY PRO 3D TISK:.....	28
3.2.1 PLA	28
3.2.2 ABS.....	28
3.2.3 Nylon.....	29
3.2.4 Filament s vodivými příměsemi	29
3.1 POKOVOVÁNÍ PLASTŮ	29
4. NÁVRH A SIMULACE ŠIROKOPÁSMOVÉ TRYCHTÝŘOVÉ ANTÉNY	31
4.1 NÁVRH VLNOVODU	31
4.2 NÁVRH REZONANČNÍ DUTINY	32
4.3 NÁVRH TRYCHTÝŘE	34
4.4 NÁVRH HŘEBENE.....	35
4.5 NÁVRH ČOČEK	39
4.6 PARAMETRY OVLIVŇUJÍCÍ FUNKCI ANTÉNY	42
4.6.1 Vliv posunutí koaxiálního přípoje k rezonanční dutině.....	42
4.6.2 Vliv šířky hřebene	42
4.6.3 Vliv změny mezery mezi hřebeny.....	43
4.6.4 Vliv změny úhlu zkosení hřebene.....	43
4.6.5 Vliv změny hloubky dutiny.....	44
4.6.6 Vliv změny výšky a šířky dutiny.....	44
4.6.7 Vliv přidání výstupku	45
4.6.8 Změna výšky vlnovodu	46
4.7 OPTIMALIZOVANÁ ANTÉNA	47

5.	KONSTRUKCE A VÝROBA	53
5.1	KONSTRUKCE ANTÉNY	53
5.2	VLIV NEPŘESNOSTI VÝROBY	54
5.3	KONSTRUKCE PŘÍPRAVKU	56
6.	DOSAŽENÉ VÝSLEDKY	59
6.1	ČINITEL ODRAZU	59
6.2	SMĚROVÉ CHARAKTERISTIKY A ZISK	61
6.3	MĚŘENÍ PERMITIVITY	64
7.	ZÁVĚR.....	67

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1: Posun minim stojatého vlnění ve vlnovodu[0].	13
Obrázek 2 : Metoda otevřené sondy pomocí a) koaxiálního kabelu b) vlnovodu[2]	14
Obrázek 3 : Rozložení aparatur při měření ve volném prostoru [2].	15
Obrázek 4 : Fabry-Perotův rezonátor [2].	17
Obrázek 5 : Válcová dutina v módu TE_{01n} s dielektrickým diskem [2].	17
Obrázek 6 : Části trychtýřové antény se hřebeny [4].	18
Obrázek 7 : Vlnovod obdélníkového půdorysu [5].	19
Obrázek 8 : Vlnovod s přidáním hřebenem[5].	20
Obrázek 9 : Trychtýřová anténa s označenými rozměry [5].	20
Obrázek 10 : Trychtýřová anténa s vyznačenými rozměry.	21
Obrázek 11 : Výřezy hřebenů.	23
Obrázek 12 : Postavení čočky ku anténě s vyznačenými proměnnými [3].	24
Obrázek 13 : Hyperbolická čočka [9].	25
Obrázek 14 : 3D tiskárna s označením os [1].	27
Obrázek 15 : DLP tiskárna [11].	28
Obrázek 16 : Ukázka použití jednoduchého obvodu za použití 3D tisku [14].	29
Obrázek 17 : Ukázka nerovnoměrnosti vrstev při galvanickém pokovení [15].	30
Obrázek 18 : Rozložení elektrického pole ve vlnovodu H A) TE_{10} B) TE_{01} C) TE_{30} .	32
Obrázek 19 : Druhy uvažovaných dutin 1, 2, 3, 4.	33
Obrázek 20 : Porovnání dutiny 1 a 2.	33
Obrázek 21 : Výřezy hřebenů.	35
Obrázek 22 : Parametr S_{11} dle profilů.	36
Obrázek 23 : Porovnání zisku dle profilu hřebene.	36
Obrázek 24 : Porovnání směrové charakteristiky hřebenů v rovině E pro 10 GHz.	37
Obrázek 25 : Porovnání směrové charakteristiky hřebenů v rovině H pro 10 GHz.	37
Obrázek 26 : Porovnání profilů čoček.	41
Obrázek 27 : Šíření svazku za kvazi-optickou čočkou.	41
Obrázek 28 : Šíření svazku za hyperbolickou čočkou.	41
Obrázek 29 : Vliv posunutí koaxiálního budiče ve vlnovodu.	42
Obrázek 30 : Vliv šířky hřebene.	43
Obrázek 31 : Vliv změny mezery mezi hřebeny.	43
Obrázek 32 : Vliv zkosení hran hřebene, úhel je uveden v závorce.	44
Obrázek 33 : Vliv změny hloubky dutiny.	44
Obrázek 34 : Vliv změny šířky dutiny.	45
Obrázek 35 : Vliv změny výšky dutiny.	45
Obrázek 36 : Ukázka umístění výstupku.	46
Obrázek 37 : Vliv vsazení výstupku.	46
Obrázek 38 : Vliv změny výšky vlnovodu.	47
Obrázek 39 : Rozložení elektrického pole ve volném prostoru pro 10 GHz.	47
Obrázek 40 : Činitel odrazu pro anténu bez dielektrické čočky pro 2, 10 a 18 GHz.	49
Obrázek 41 : Směrová charakteristika v rovině E pro 2, 10 a 18 GHz.	49
Obrázek 42 : Směrová charakteristika v rovině H pro 2, 10 a 18 GHz.	49
Obrázek 43 : Činitel odrazu pro anténu s dielektrickou čočkou.	50
Obrázek 44 : Směrová charakteristika v rovině E pro 2, 10 a 18 GHz.	50
Obrázek 45 : Směrová charakteristika v rovině H pro 2, 10 a 18 GHz.	50
Obrázek 46 : Průřez anténou.	51

Obrázek 47 : Rozměry dutiny.....	52
Obrázek 48 : Rozměry antény čelní pohled.....	52
Obrázek 49 : Rozpůlená anténa se spojovacími výstupky.....	53
Obrázek 50 : Konektor typu RF2-156-T-00-50-G [19].	54
Obrázek 51 : Ukázka nevhodně nalepené měděné folie.	55
Obrázek 52 : Rozmítání výšky mezery mezi hřebeny.....	56
Obrázek 53 : Rozmítání parametru pozice koaxiálního budiče.....	56
Obrázek 54 : Model přípravku se vzorkem.....	57
Obrázek 55 : Ukázka tištěného šroubu a ložiska.	58
Obrázek 56 : Měřicí pracoviště.....	58
Obrázek 57 : Anténa v bez-odrazové komoře při měření směrových charakteristik.....	59
Obrázek 58 : První měření činitele odrazu.....	60
Obrázek 59 : Druhé měření činitele odrazu.....	61
Obrázek 60 : Druhé měření činitele odrazu s čočkou.....	61
Obrázek 61 : Směrová charakteristika v rovině E pro 10 GHz.....	62
Obrázek 62 : Směrová charakteristika v rovině H pro 10 GHz.....	62
Obrázek 63 : Směrová charakteristika v rovině E pro 2 GHz.....	63
Obrázek 64 : Směrová charakteristika v rovině H pro 2 GHz.....	63
Obrázek 65 : Změřený zisk pro anténu z čočkou a bez ní.....	64
Obrázek 66 : Měřicí pracoviště.....	65
Obrázek 67 : Vypočtená permitivita vzorku Rogers.....	66
Obrázek 68 : Vypočtená permitivita vzorku PLA.....	66

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1: Elektrické vlastnosti ABS [13].	28
Tabulka 2: Rozdíl v rozměrech vypočtené a modelované antény.....	35
Tabulka 3 : Popis proměnných pro výpočet hřebene.....	37
Tabulka 4 : Rozměry trychtýřové antény.....	51

ÚVOD

Bakalářská práce se zabývá návrhem pracoviště pro měření permitivity dielektrických materiálů technikou ve volném prostoru. Se vzrůstajícím používaným kmitočtem, rostou i nároky na znalost vlastností dielektrických materiálů v pásmu mikrovln. Z důvodu širokého kmitočtového pásma při měření byla vybrána trychtýřová anténa s přidáním hřebeny pro rozšíření pásma na 2–18 GHz. V práci je popsána problematika návrhu trychtýřové antény společně s použitými výpočetními vztahy. Pro nutnost směrování elektromagnetického svazku antén směrem do měřeného vzorku je část práce věnována návrhu dielektrické čočky. Jsou popsány dva druhy čoček, které je možné použít, jedná se o hyperbolickou a kvazi-optickou čočku. Neméně důležitá je povrchová úprava plastů, převážně pak nanosení vodivé vrstvy. Je vysvětlena problematika galvanického pokovení a výhody tohoto procesu. Další kapitola byla věnována modelu a simulacím. Na základě vybraných vztahů byl vymodelován model antény s čočkou a každá byla část náležitě otestována v simulacích. Podrobněji byl popsán návrh vlnovodu s rezonanční dutinou a trychtýřem. Byl vybrán nejvhodnější uvažovaný profil hřebene a čočky. Byl otestován vliv parametrů trychtýřové antény na činitel odrazu, načež byla anténa optimalizována. Následující kapitola byla věnována výrobě a konstrukci. Bylo nalezeno vhodné řešení vyrobitelnosti přípravku s anténou a diskutovány možné nepřesnosti jež se mohou při výrobě vzniknout. Poslední kapitola se zabývá vyhodnocením výsledků z měření antény a permitivity. Závěr je věnován dosaženým výsledkům bakalářské práce.

1. METODY MĚŘENÍ

1.1 Permittivita a permeabilita

Permittivita vyjadřuje vlastnost materiálu polarizovat se v elektrickém poli. Je vyjádřena jednotkou F/m. Základní vztah pro permittivitu je [1]:

$$\varepsilon = \frac{D}{E}, \quad (1.1)$$

Kde D je vektor elektrické indukce a

E je vektor elektrického pole

Permittivita je komplexní veličina jejíž imaginární část je dána dielektrickými ztrátami v materiálu. Komplexní permittivita je popsána [1]:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r' (1 - j \tan \delta_E), \quad (1.2)$$

kde $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m je permittivita vakua

ε_r' je permittivita dielektrického materiálu.

Tangent ztrátového úhlu je [1]:

$$\tan \delta_E = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'}, \quad (1.3)$$

Kde ε_r' je reálná část permittivity

ε_r'' je imaginární část permittivity

Permeabilita je obdobou permittivity, udává vlastnost materiálu polarizovat se v magnetickém poli. Je vyjádřena jednotkou H/m. Základní vztah pro permittivitu je [1]:

$$\mu = \frac{B}{H}, \quad (1.4)$$

Permeabilita je komplexní veličina dána [1]:

$$\mu = \mu_0 \mu_r' (1 - j \tan \delta_H), \quad (1.5)$$

Kde $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m je permeabilita vakua

μ_r' je permeabilita dielektrického materiálu

tangent ztrátového úhlu je [1]:

$$\tan \delta_H = \frac{\mu_r''}{\mu_r'}, \quad (1.6)$$

Kde μ_r' je reálná část permeability

μ_r'' je imaginární část permeability

1.1.1 Měření permitivity ve vlnovodu

Metoda využívá vlnovod, ve kterém je vložen měřený vzorek materiálu. Je vhodné, aby jeho rozměry odpovídaly příčným rozměrům vlnovodu. Zabrání se tak chybě, jenž může vzniknout parazitní vzduchovou mezerou mezi vzorkem a stěnou vlnovodu. Materiály využívající tuto metodu mohou být homogenní, heterogenní i anizotropní.

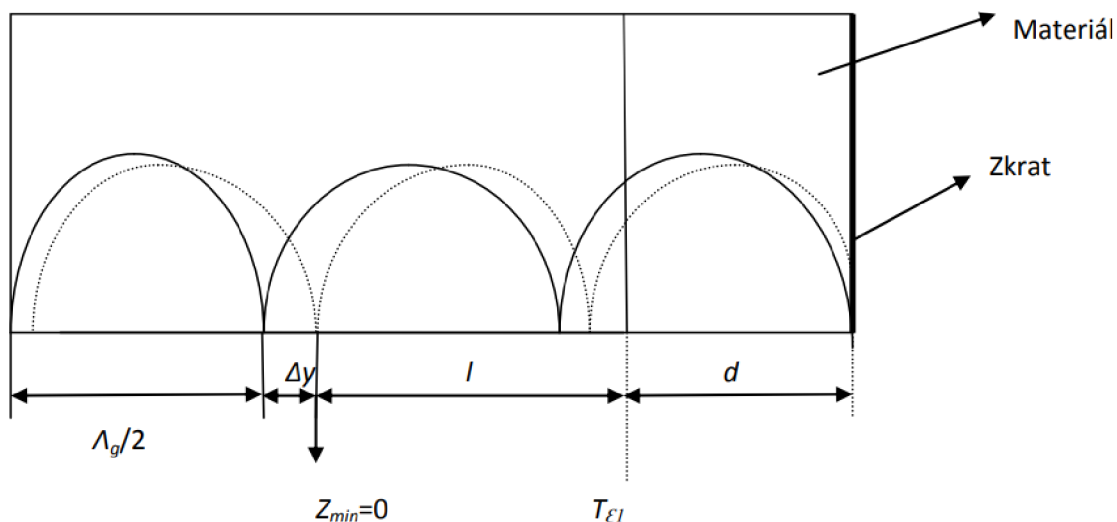
Omezení vlnovodů je dáno jejich frekvenčním rozsahem jednovidovosti, daným jejich specifickými rozměry. Při použití na nižších kmitočtech by byly rozměrné. Vlnovodové sondy jsou vhodnější pro měření vzorků s nízkou permitivitou. Dále se mohou použít i při měření anizotropních materiálů.

Jedná se o rychlou techniku dosahující přesnosti $\pm 3\%$.

1.1.2 Zkrácení vlnové délky

Metoda využívá změny fázové rychlosti vlny ve vlnovodu způsobené měřeným materiálem.

Ve zkratovaném vlnovodu buzeném generátorem vznikne stojaté vlnění, u kterého jsou změřeny polohy minim. Po přidání materiálu, o známé délce na uzavřený konec vlnovodu se minima posunou směrem k uzavřenému konci, což je způsobeno změnou fázové rychlosti vlny v měřeném materiálu, tj. Dojde ke zkrácení délky vlny. [2]

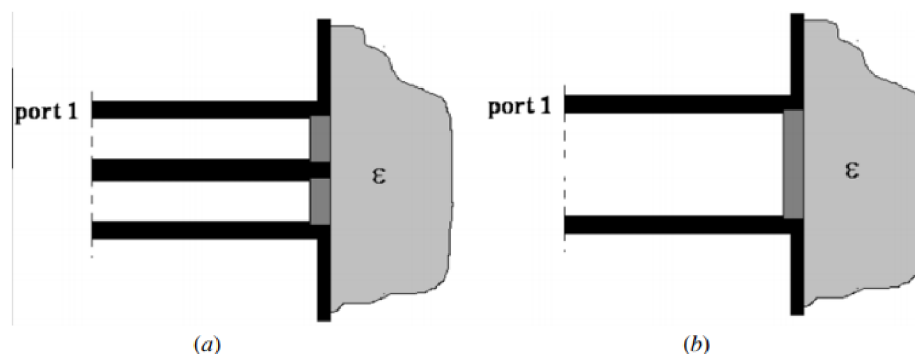


Obrázek 1: Posun minim stojatého vlnění ve vlnovodu [2].

1.1.3 Metoda otevřené sondy

Jedná se o rychlou a levnou metodu v porovnání s jinými metodami měření. Nejistota měření se pohybuje kolem $\pm 3\%$. Metoda se řadí mezi nedestruktivní. Sondy na způsob koaxiálního vedení mají velkou šířku pásma v rozsahu 30:1.

Při měření pevných látek vzniká problém s přiléhavostí sondy k měřenému materiálu tak, aby mezi sondou a materiálem nevznikaly vzduchové mezery, které by neblaze ovlivňovaly měření. Pro eliminaci chyb zapříčiněnými vzduchovými mezerami je dobré sondu přitlačit k měřenému materiálu. Lepší přiléhavosti lze dosáhnout u měkkých materiálů, ovšem přitlačení sondy je možné způsobit povrchovou deformací [2].



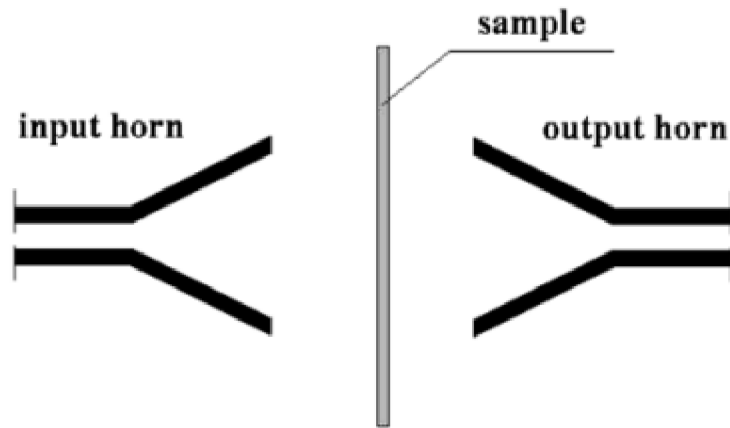
Obrázek 2 : Metoda otevřené sondy pomocí a) koaxiálního kabelu b) vlnovodu[2]

1.1.4 Měření ve volném prostoru

Metoda je použitelná v oblasti centimetrových a milimetrových vln od 1.5GHz. Jedná se o alternativu k metodě charakterizace materiálů zkrácením vlny ve vlnovodu nebo otevřenou sondou. Metoda je založena na měření S parametrů průchodem a odrazem elektromagnetické vlny od materiálu. Měření průchodem je uskutečněno pomocí dvou trychtýřových antén, prvků upravující směr elektromagnetického svazku a měřeného vzorku. Antény jsou připojeny přes koaxiální kabely k vektorovému analyzátoru. Elektromagnetická vlna kulovitého charakteru je vybudena anténou a směřuje k čočce, kde je transformována na rovinnou vlnu. Měřený materiál je pak umístěn za čočkou, ideálně v nejužším místě Gaussova svazku. Pro zpřesnění metody je vhodné, aby byl měřený materiál k elektromagnetické vlně orientován kolmo a jeho rozměry délky byly větší než délka vyzařované vlny. Jiná průchozí metoda je odlišná ve smyslu použitých směrovacích elementů, kde jsou namísto čoček pro zaostření svazku na materiál použity konkávní zrcadla.

Metoda měření ve volném prostoru je oproti těm ve vlnovodu méně přesná, avšak umožňuje měřit větší vzorky a není závislá na těsné přilnavosti materiálu ke stěnám jako ve vlnovodu. Odchylka od skutečné hodnoty permitivity se pohybuje od 1 až 10% a pro

dielektrické ztráty je odchylka $\pm 5-20\%$. Metoda je využitelná při měření izotropních i anizotropních materiálů. [2]



Obrázek 3 : Rozložení aparatur při měření ve volném prostoru [2].

Metoda využívá S-parametrů pro výpočet permitivity a permeability měřeného vzorku. Zkoumanými S-parametry jsou S_{11} jenž vyjadřuje vlnu která se vrací od zkoumaného vzorku zpět k vysílací anténě a S_{21} jenž vyjadřuje vlnu která prochází skrz vzorek a je přijata protilehlou anténou. S-parametry jsou vyjádřeny následovně: [3]

$$S_{11} = \frac{R(1 - G^2)}{1 - R^2G^2}, \quad (1.7)$$

$$S_{21} = \frac{G(1 - R^2)}{1 - R^2G^2}, \quad (1.8)$$

Koeficient přenosu R je vyjádřen:

$$R = \frac{Z - 1}{Z + 1}, \quad (1.9)$$

Koeficient odrazu G je vyjádřen:

$$G = \frac{S_{21}}{1 - S_{11} \frac{Z - 1}{Z + 1}}, \quad (1.10)$$

Koeficient odrazu může být také vyjádřen pomocí vlnového čísla k_0 , tloušťky vzorku d a indexem lomu n poté je vyjádřen:

$$G = e^{jk_0nd}, \quad (1.11)$$

Charakteristická impedance Z vyjádřena:

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}}, \quad (1.12)$$

Index lomu n je vyjádřen:

$$n = -\frac{1}{k_0d} \ln \frac{1}{G}, \quad (1.13)$$

Rovnice má imaginární výsledky. Pro vyjadřující index lomu musí být určen správný kořen

Relativní permitivita ϵ_r je vyjádřena:

$$\epsilon_r = \frac{n}{Z}, \quad (1.14)$$

Relativní permeabilita μ_r je vyjádřena:

$$\mu_r = n \cdot Z, \quad (1.15)$$

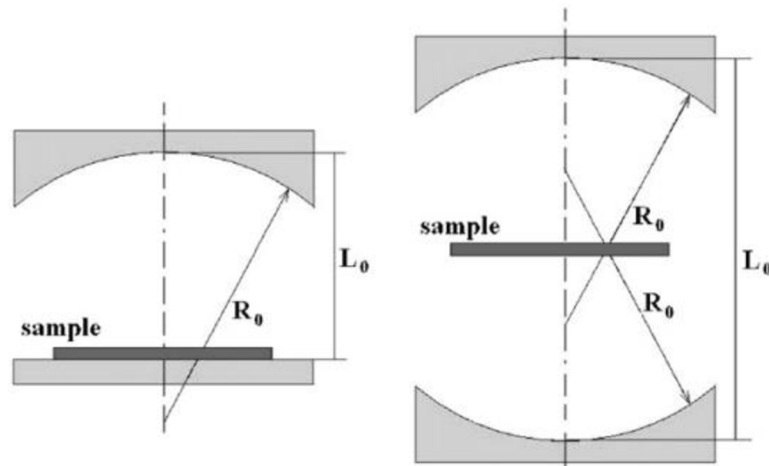
1.1.5 Rezonanční metody

Rezonanční metody dosahují nejvyšší přesnosti měření z dostupných možností. Veličiny, dle kterých se permitivita počítá jsou rezonanční frekvence f_r a činitel jakosti Q . Rezonanční metody se dají rozdělit do dvou kategorií. První kategorie využívá rezonančních dutin z výseků používaných vlnovodů. Druhá kategorie využívá dielektrikum, což je zkoumaný vzorek jako rezonátor. Rezonanční dutiny se dělí dle vidu do kterého je vzorek v rezonátoru umístěn:

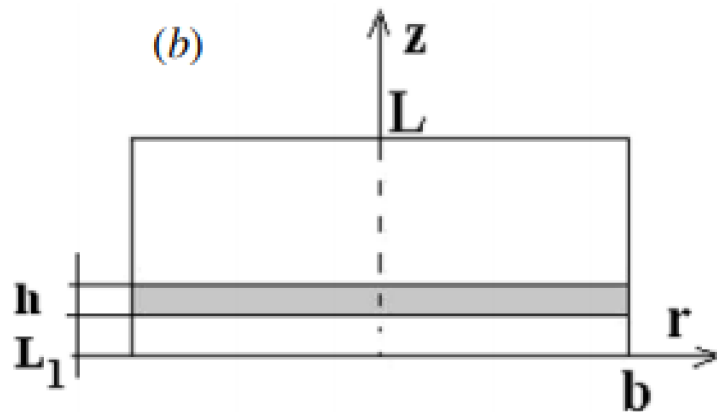
Válcová dutina v modu TE_{01n} - běžný pracovní rozsah pro dutiny v tomto režimu je od 8 do 40 GHz. Pro frekvence nižší než 8 GHz by byla dutina příliš rozměrná. Konstrukce je jednoduchá a umožňuje snadnou výměnu vzorků. Vzorek je umístěn na dně rezonanční dutiny. Změna permitivity vzorku ku prázdné dutině se projeví posunem

rezonanční frekvence a hodnota ztrátového činitele vzorku se určí z poklesu činitele jakosti vůči prázdné dutině. Nejistota měření při této metodě je $\pm 0,5\%$

Fabry-Perot rezonátor – rezonátor se skládá ze zrcadel, mezi kterými je umístěn měřený vzorek. Pro přesné měření je vhodné, aby měl měřený vzorek tloušťku přibližnou ku polovině vlnové délky. Vzorek musí být dostatečně velký tak, aby pojmul energii Gaussova svazku jinak by na okrajích mohla vznikat difrakce. Přesnost této metody je $\pm 0,5\%$ u vzorků s nízkou hodnotou permitivity a při nedodržení doporučených rozměrů může být odchylka větší [2].



Obrázek 4 : Fabry-Perotův rezonátor [2].

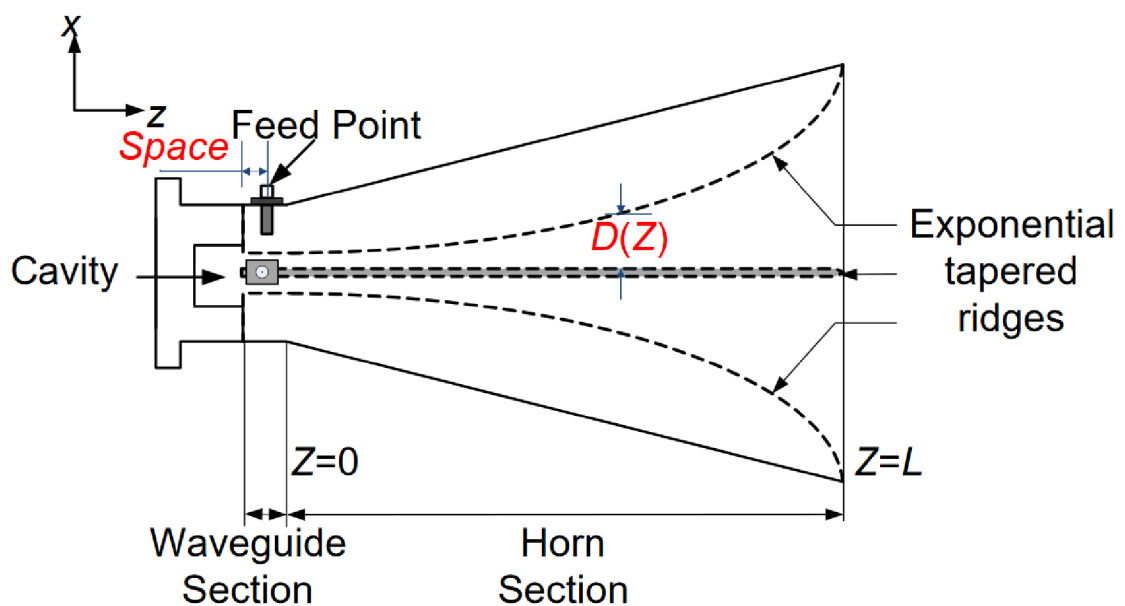


Obrázek 5 : Válcová dutina v módu TE_{01n} s dielektrickým diskem [2].

2. TEORETICKÝ NÁVRH

Tato kapitola pojednává o návrhu širokopásmové hřebenové trychtýřové antény společně s dielektrickou čočkou pracujícím ve frekvenčním rozsahu 2-18 GHz. Základem trychtýřové antény je trychtýř o vhodných rozměrech, do kterého se umístí rozšiřující se hřeben z vlnovodu typu H. Plynule se rozšiřující ústí vlnovodu umožňuje volný přechod elektromagnetické vlny do volného prostoru, impedančním přizpůsobením impedance vlnovodu k impedanci volného prostoru. K vybuzení vlny ve vlnovodu slouží budící sonda, která je vhodně zasunuta do vlnovodu tak, aby bylo docíleno impedanční přizpůsobení. Jedna ze stran vlnovodu je uzavřena rezonátorem, který slouží k odrazu vlny jdoucí z budící sondy a druhá, otevřená část vlnovodu, se rozšiřuje v podobě trychtýře.

Tento typ antén se využívá v pásmech UHF (0,3-3 GHz), SHF (3-30 GHz) a EHF (30-300 GHz). Využívají se často jako ozařovače parabolických antén. Rozměry antény jsou závislé na frekvenci, pro které je zkonstruována.



Obrázek 6 : Části trychtýřové antény se hřebeny [4].

2.1.1 Typy trychtýřů

Rozšíření trychtýře je možné uskutečnit v rovině E a H, čili v rovině elektrické a magnetické intenzity. Jestliže dojde k rozšíření v horizontálním směru, tak se jedná o rovinu H, pokud by se trychtýř rozšířil ve vertikálním směru tak se jedná o rovinu E. Dalším typem může být pyramidové rozšíření které je různou kombinací zmíněných rovin. Kombinací rozměrů šířky trychtýře docílíme změn parametrů jako je směrovost nebo úroveň bočních laloků.

2.1.2 Návrh obdélníkového vlnovodu:

Prvním krokem je návrh vlnovodu typu H. Ten vychází z rozměrů klasického obdélníkového vlnovodu o rozměrech a a b . Je vyžadováno, aby se vlnovodem šířil dominantní vid TE_{10} v daném frekvenčním rozsahu, jenž bude omezen až šířením vyššího vidu TE_{30} . Tomu to faktu jsou přizpůsobeny výpočty.

Pro určení mezní frekvence vlnovodu f_m platí rovnice [5]:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (2.1)$$

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}}, \quad (2.2)$$

kde m a n vyjadřují vidová čísla pro TE_{mn} mód, ε je permitivita vakua, μ je permeabilita vakua. Za předpokladu že vidové číslo $n = 0$ a zjednodušíme-li si část, kde se popisuje rychlost šíření elektromagnetických vln ve vakuu (2.3), dostaneme zjednodušenou rovnici [5]:

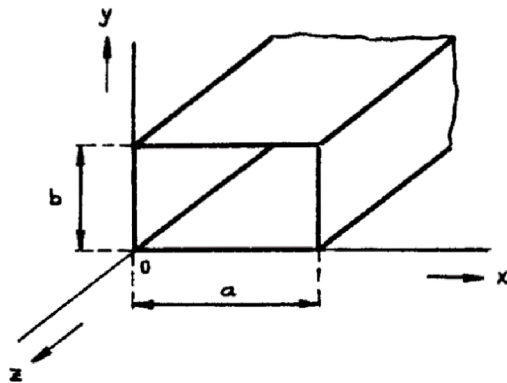
$$f_m = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2}, \quad (2.3)$$

Pro výpočet strany a upravíme rovnici (2.3) na tvar:

$$a = \frac{m \cdot c}{2 \cdot f_m}, \quad (2.4)$$

Pro stranu b platí:

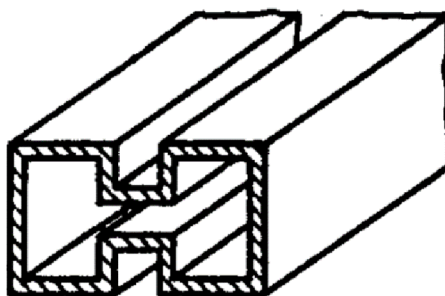
$$b < \frac{a}{2}, \quad (2.5)$$



Obrázek 7 : Vlnovod obdélníkového půdorysu [5].

2.1.3 Úprava na vlnovod H:

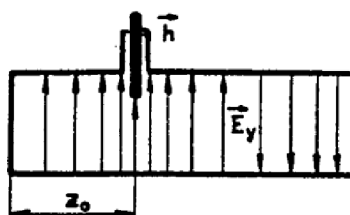
Přidáním hřebene do obdélníkového vlnovodu se získá rozšíření pásma jednovidovosti, jenž je dáno mezní frekvencí dominantního vidu TE_{10} a vyššího vidu TE_{30} , ovšem na úkor přenášeného výkonu. Vid TE_{20} je tak tvarem hřebene vlnovodu potlačen. Při návrhu hřebene se využilo numerické simulace programu CST Microwave Studio, kde se vhodně ladil parametr a' vyjadřující šířku hřebene a b' vyjadřující mezeru mezi jednotlivými hřebeny vlnovodu tak, aby bylo dosaženo požadovaných parametrů.



Obrázek 8 : Vlnovod s přidaným hřebenem[5]

2.1.4 Rezonanční dutina

Vlna odražená od uzavřené stěny se fázově posune o 180 stupňů a vrací se zpět k zářiči. Cílem je přizpůsobit tvar i délku rezonanční dutiny k potřebám využívané šířce pásma. Pro tento účel se rezonanční dutina vhodně tvaruje, aby se zvýšila efektivita sečtení vlny, pro což se využívají různé zkosené tvary či samotná změna velikosti rezonanční dutiny.



Obrázek 9 : Trychtýřová anténa s označenými rozměry [5].

2.1.5 Buzení vlnovodu

Tento typ buzení je nejběžnější způsobem. Je realizován úsekem vedení o vhodné délce, mnohem menší než vlnová délka. Buzení je realizováno pomocí koaxiálního vodiče, ve kterém se šíří vlna typu TEM, která je transformována na vlnu TE a TM ve vlnovodu. Je nutné se řídit pravidly pro optimální vybuzení vidu jako je zasunutí sondy rovnoměrně se siločarami el. pole a

zasunutí sondy v místě maximální intenzity buzeného vidu. Vybuzený vid musí splňovat podmínku pro mezní frekvenci vlnovodu jinak nebude vybuzen. Dalšími možnostmi buzení je magnetická smyčka a vazební otvor [5]

2.1.6 Trychtýř

Vstupní parametry pro výpočet trychtýře jsou zisk G a vlnová délka λ .

Z těchto informací může být vypočítána šířka a výška trychtýře jeho ústí.

Počátek trychtýře odpovídá rozměrům vlnovodu.

Šířka trychtýře se vypočítá dle [8]:

$$\check{s}_t = 0,489 \cdot \sqrt{G} \cdot \lambda, \quad (2.6)$$

Výška trychtýře se vypočítá dle [8]:

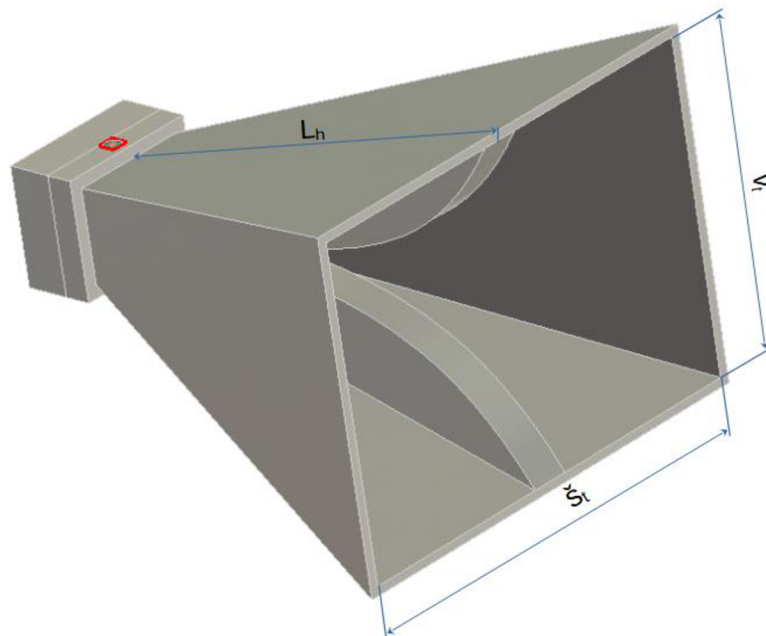
$$v_t = 0,332 \cdot \sqrt{G} \cdot \lambda, \quad (2.7)$$

Parametr R_h se vypočítá dle [8]:

$$R_h = 0,0746 \cdot G \cdot \lambda, \quad (2.8)$$

Délka trychtýře po stěně je dána následovně [8]:

$$L_h = \frac{\check{s}_t - \check{s}_d}{\check{s}_t} \cdot \sqrt{R_h^2 - \frac{\check{s}_t^2}{4}}, \quad (2.9)$$



Obrázek 10 : Trychtýřová anténa s vyznačenými rozměry.

2.1.7 Hřeben

Po návržení trychtýře je možné navrhnout i hřeben, který rozměrově vychází z tvaru hřebene vlnovodu. Tvar hřebene v trychtýři popisuje exponenciální rovnice ve tvaru (2.10). Uvažované typy hřebenů jsou vyobrazeny obrázkem (11).

$$f(z) = \frac{v_h}{2} e^{kz}, \quad (2.10)$$

kde se konstanta exponenciály vypočítá jako [7]:

$$k = \frac{1}{d_t} \ln \left(\frac{Z_L}{Z_0} \right), \quad (2.11)$$

Kde L je délka hřebene

$z(L)$ je výška v ose y u konce hřebene

$$Z_L = \frac{v_t}{2}, \quad (2.12)$$

$z(0)$ je výška v ose y na počátku hřebene

$$Z_0 = \frac{v_h}{2}, \quad (2.13)$$

Dále jsou uvedeny jiné typy průběhů hřebene inspirované články [6] a [7].

Funkce pro kvadratický průběh je vyjádřena následovně:

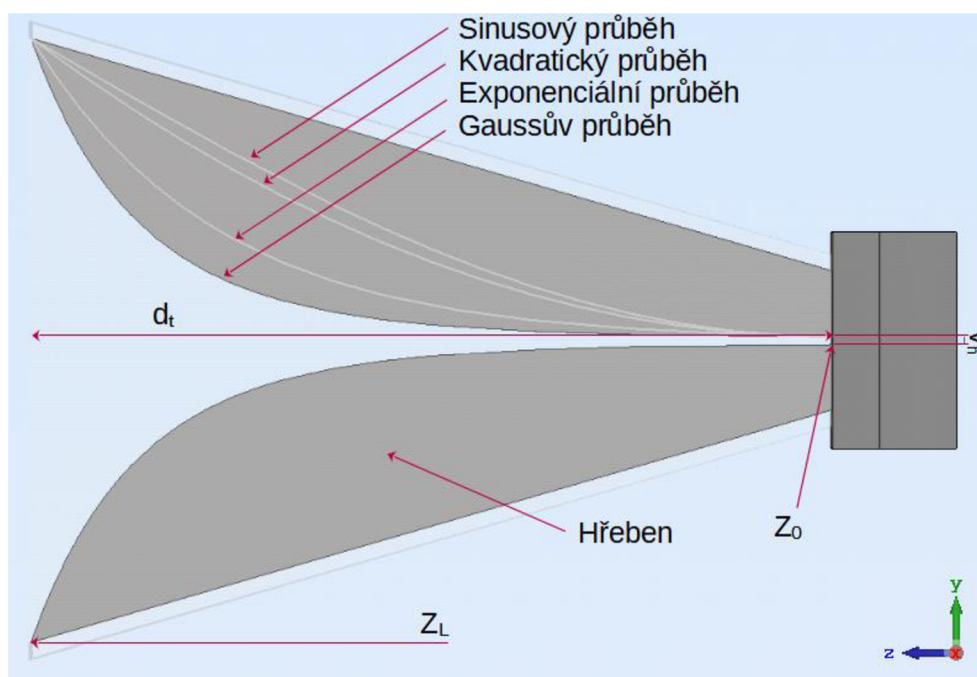
$$f(z) = \left(\frac{v_t - v_h}{2d_t^2} \right) z^2 + \frac{v_h}{2}, \quad (2.14)$$

Funkce pro sinusový průběh je vyjádřena jako:

$$f(z) = \frac{v_t}{2} + \left(\frac{v_h - v_t}{4} \right) \cos \left(\frac{\pi z}{2d_t} \right), \quad (2.15)$$

Funkce pro Gaussův průběh je vyjádřena jako:

$$f(z) = e \left(-4\pi \left(\left(\frac{v_t - v_h}{2} \right) \left(\frac{z}{d_t - 0,01} \right)^2 \right) \right) + \frac{v_h}{2}, \quad (2.16)$$



Obrázek 11 : Výřezy hřebenů.

2.1.8 Dielektrická čočka

Dielektrická čočka slouží k ohybu světla nebo elektromagnetických vln do daného směru podle jejího tvaru. Tvary čoček, rozlišujeme na spojné, rozptylové a jiných tvarů.

Pro účel této práce jsou vhodné čočky spojné, které rovnoměrný svazek mění na sbíhavý. Spojné čočky existují v několika variantách. Mezi ty základní patří dvojvypuklá, ploskovypuklá a dutovypuklá.

Pro výpočet kvazi-optické čočky, která má za úkol konvertovat rozbíhavý svazek elektromagnetické vlny jdoucí z antény na rovnoměrný svazek s Gaussovským rozložením, jenž je vhodný pro účely charakterizace materiálu ke koncentraci energie do měřeného vzorku, se použijí následující vztahy:

Vstupní poloměr svazku ω_{in} vystupující z hřebenové trychtýřové antény se spočítá jako [3]:

$$\omega_{in} = 0.32s_t = 0.44v_t, \quad (2.17)$$

Ohnisková vzdálenost počátku čočky od vstupního poloměru antény se spočítá jako [3]:

$$f = \frac{\pi\omega_{in}\omega_{out}}{\lambda_0}, \quad (2.18)$$

Dále je doporučená hodnota poklesu výkonu ozáření mezi středem a hranou čočky T_e stanovena na $20dB$, z čehož se vypočítá průměr čočky jako [3]:

$$D = 0.3393\sqrt{T_e}[2\omega(z = f)], \quad (2.19)$$

Na základě návrhu uvedeného v [3] byla zvolena hodnota $w_{out} = 22.5mm$
Kde pro $\omega(z = f)$ platí[2]

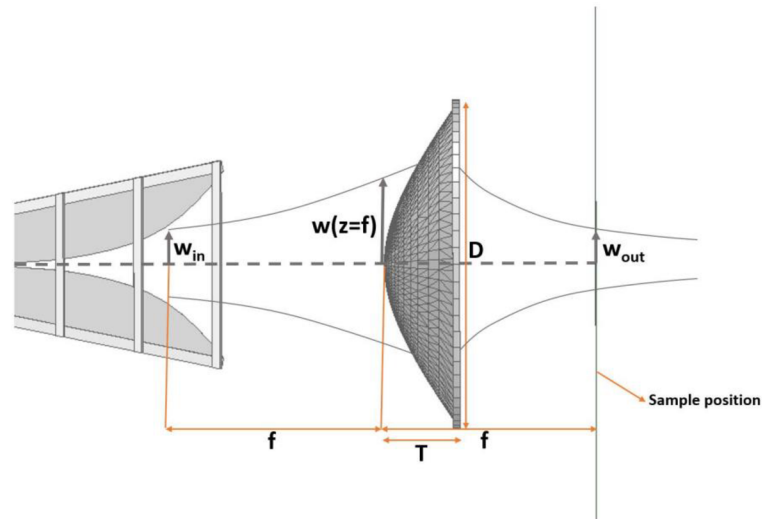
$$\omega(z = f) = \omega_{in}\sqrt{1 + \left(\frac{\lambda f}{\pi\omega_{in}^2}\right)^2}, \quad (2.19)$$

Tloušťka čočky se pak vypočítá jako[3]

$$T = \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}\right) \left(\sqrt{f^2 + \frac{D^2\sqrt{\varepsilon_r+1}}{4\sqrt{\varepsilon_r-1}}} - f\right), \quad (2.21)$$

Kvazi-optická čočka je pak vyjádřena v XZY kartézské soustavy jako [3]:

$$x^2 + y^2 = (\varepsilon_r - 1)z^2 + 2f(\sqrt{\varepsilon_r} - 1)z, \quad (2.20)$$

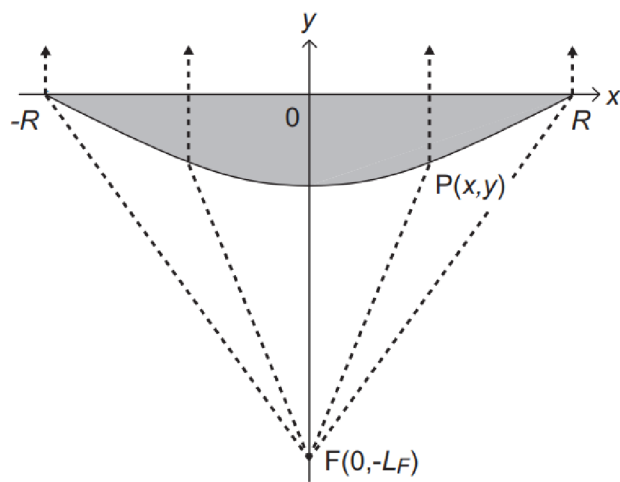


Obrázek 12 : Postavení čočky ku anténě s vyznačenými proměnnými [3].

Další uvažovanou čočkou řešenou v této práci byla hyperbolická dle teorie [9] podle rovnice:

$$y = -\frac{\left(\sqrt{\varepsilon_r(R^2+L_F^2)}-L_F\right) + \sqrt{\left(\sqrt{\varepsilon_r(R^2+L_F^2)}-L_F\right)^2 - (\varepsilon_r-1)(R^2-x^2)}}{(\varepsilon_r-1)}, \quad (2.21)$$

kde R^2 je poloměr čočky
 L_F je ohnisková vzdálenost
 ε_r je relativní permitivita materiálu



Obrázek 13 : Hyperbolická čočka [9].

3. 3D TISK A POVRCHOVÁ ÚPRAVA

Jedná se o technologii, která je s námi již řadu let, ale až poslední dekádu se o ní intenzivně mluví napříč veřejností. 3D tisk je aditivní technologie kdy se objekt vytváří nanášením materiálu a ne jejím odstraňováním, jak u obrábění. Tištěný objekt se nejprve upraví k tisku pomocí programů pro převod 3D modelů na G-kód, což je typ souboru obsahující informace pro 3D tiskárnu o souřadnicích, v jakých se mají její osy pohybovat, rychlostech, teplotě, přesnosti a dalších náležitostech potřebných tisku.

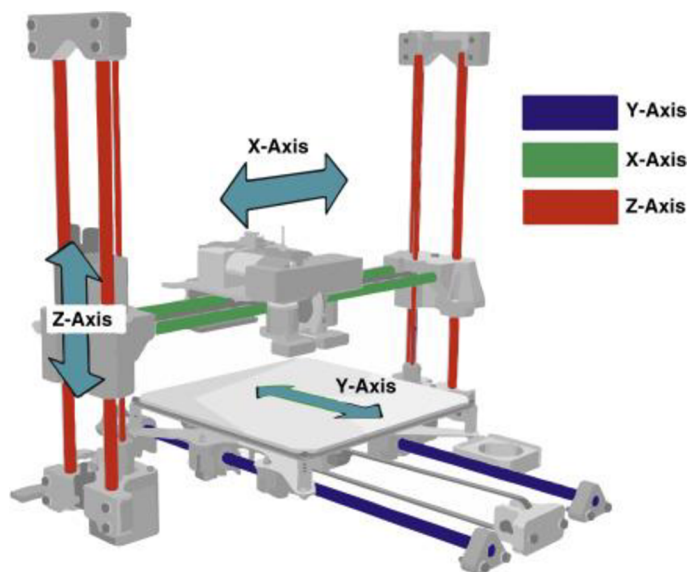
3.1 Technologie 3D tisku

Vyvinulo se mnoho způsobů, jakými lze 3D objekty tisknout. Jako materiál pro tisk se dají použít různé plasty nebo i kovy. Mezi neznámější technologie patří:

3.1.1 FFF (Fused filament fabrication)

Jako tiskový materiál je použita struna, která je obvykle vyrobena z plastů a jejíž průměr je *1,75* nebo *2,85 mm*, pro snazší manipulaci je struna navinuta na cívce. Struna je pomocí podavače vsouvána do trysky, jež je přehřívána na teplotu od *180 °C* do *270 °C*, v závislosti na používaném materiálu. V trysce je za pomoci vysoké teploty přeměněn plast na viskózní kapalinu, která vytéká přes vyústek trysky na tiskové místo, kde se z ní opět stává pevná látka, jež se spojí s předešlou vrstvou. U běžných tiskáren se tryska pohybuje v osách *X* a *Z*, podložka se poté pohybuje po ose *Y*. Kvalita tisku závisí na výšce vrstvy, která je určena množstvím vtlačovaného materiálu a také i průměrem trysky. Obvyklý průměr trysky je *0,4 mm*, ovšem existují i průměry *0,25 mm*, *0,6 mm* a *1 mm*.

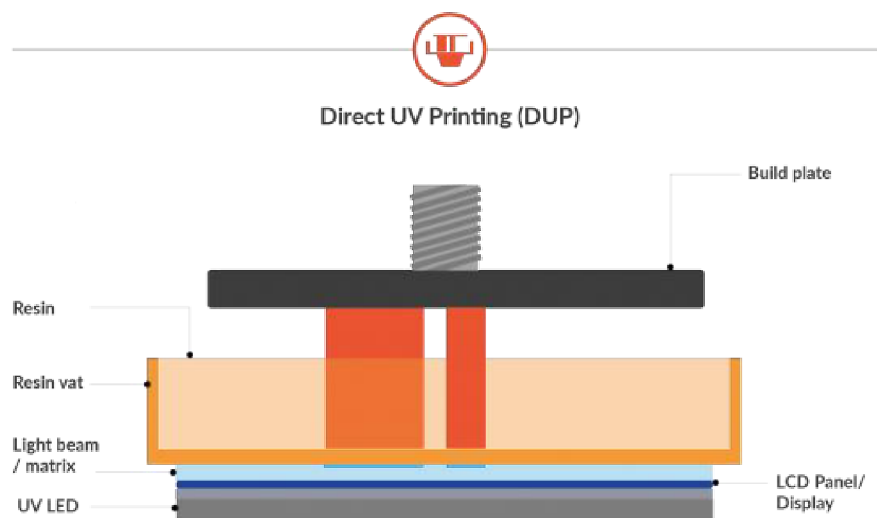
Nevýhoda tisku spočívá v samotném postupném nanášení vrstev, kde na sebe jednotlivé vrstvy tak pevně nepřiléhají a mohou mezi nimi vznikat vzduchové bublinky, což způsobuje nehomogenitu. U některých materiálu jako je třeba ABS může být problém s tepelnou roztažností, což komplikuje přesnost vyrobených dílů. Tepelnou roztažnost jde do jisté míry eliminovat uzavřením tiskárny do uzavřené komory kde se teplota udržuje kolem *40 °C*.



Obrázek 14 : 3D tiskárna s označením os [1].

3.1.2 DLP (Digital Light Processing)

Tato technologie využívá při tisku tekutou pryskyřici, která je pomocí UV-LCD panelu po tenkých vrstvách tvrzena. Základní platforma, pohybující se v ose Z, je ponořena v nádobě s tekutou pryskyřicí a těsně přiléhá k UV-LCD displeji. Platforma se v ose Z pohybuje směrem od displeje nahoru v krocích daných pro výšku vrstvy od $0,01$ do $0,1$ mm. Platforma následně setrvává na každé vrstvě po dobu potřebnou k vytvrzení pryskyřice, což trvá obvykle kolem 6 s. UV-LCD displej se nepohybuje. Rozlišení tisku je závislé na rozlišení LCD panelu v osách X a Y. Při velikosti displeje $5,5''$ s rozlišením 2560×1440 p připadá na jeden pixel $0,047$ mm, pro každou z os X a Y. Díky tomu, že je vytvářený objekt po celou dobu tvrzení potopený v pryskyřici, tak nedochází k tvorbě vzduchových mezer.



Obrázek 15 : DLP tiskárna [11].

3.2 Materiály pro 3D tisk:

Existuje velké množství materiálů, ze kterých lze tisknout. Většinou se jedná o druhy plastů či plastů s příměsí kovu. Běžný materiál pro tisk je PLA nebo ABS.[11]

3.2.1 PLA

Jedná se o plně odbouratelný materiál což je pro použití v mírně náročných podmínkách komplikující. Nevýhodou je že pohlcuje vzdušnou vlhkost a již při 40 °C měkne. Ve formě struny je požitá pro FDM tiskárny.

V článku [12] byla průměrná hodnota permitivity pro PLA změřena jako 2,71 a ztrátový činitel 0,017, v měřeném rozsahu 1–10 GHz.

3.2.2 ABS

Jedná se o amorfní termoplast vyroben z ropy. Odolá vysokým i nízkým teplotám, minimálně pohlcuje vlhkost, je zdravotně nezávadný a odolný vůči kyselinám. Není vhodný pro použití v povětrnostním prostředí. Ve formě struny je požitá pro FDM tiskárny.

Tabulka 1: Elektrické vlastnosti ABS [13].

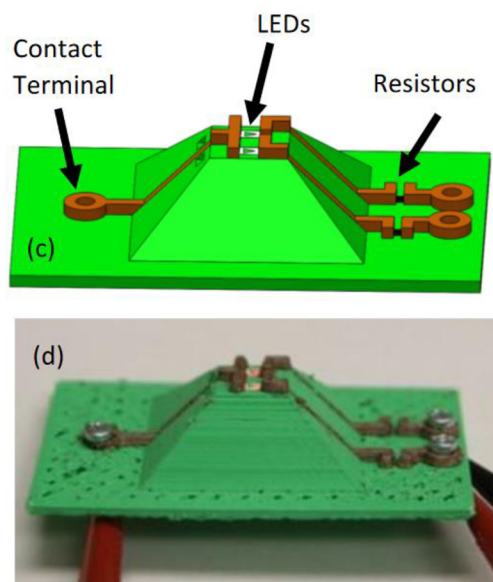
Frekvence	1MHz	1GHz	10GHz
Permitivita	2.79	2.8	2.54
Dielektrické ztráty	0.0067	0.0031	0.0151

3.2.3 Nylon

Jedná se o odolný a houževnatý materiál s vysokou teplotou tání, je určen pro náročné technické díly. Vyznačuje se velmi dobrou adhezí mezi vrstvami a absorpcí vody.

3.2.4 Filament s vodivými příměsemi

Pro dosažení vodivých vlastností a zachování teploty tisku se do filamentu přidává příměs vodivých látek jako je grafen nebo měděný prach. Běžná tiskárna není schopna vyvinout teplotu pro roztavení kovu, a proto se jedná o příměs v pojivu běžných tiskových materiálů. Množství příměsi se pohybuje od 20 do 80 %. Dle množství příměsi se mění i vlastnosti výtisku. Se zvyšujícím se podílem vodivé příměsi se zvětšuje vodivost, ovšem soudržnost a přilnavost vrstev se zmenšuje. Vodivý materiál lze použít pro dotykové kapacitní senzory.



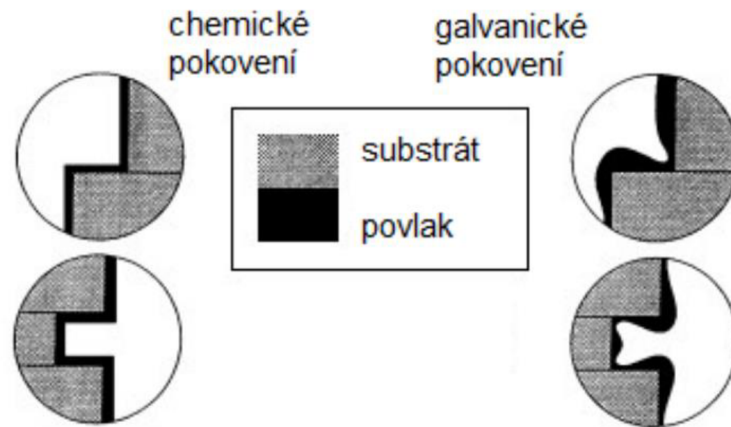
Obrázek 16 : Ukázka použití jednoduchého obvodu za použití 3D tisku [14]

3.1 Pokovování plastů

Technologie pokovení představuje velice užitečný způsob úpravy plastů. Plastové díly jsou díky 3D tisku snáze vyrobitelné, včetně možností tisku složitějších tvarů, než v případě celokovových výrobků. To sebou přináší především levnější náklady na výrobu. Výhoda kovových povlaků spočívá také v ochraně plastů, které nejsou vhodné pro použití v nevyhovujících podmínkách. Vlastnosti, o které jsou takto upravené plasty obohaceny jsou především mechanická a chemická odolnost. Velká pozornost musí být věnována především pevnému spojení dvou naprosto rozdílných látek, což lze dosáhnout vhodnou úpravou povrchu plastů pro danou technologii. Nejrozšířenějším materiálem pro

pokovení je ABS.

S dostupnými materiály se dá využít technika Galvanického pokovení. Jedná se o způsob, kde se využívá elektrod, anody a katody, které jsou napájeny stejnosměrným proudem. Anoda sloužící jako vstupní materiál pro pokovení je připojena ke kladné polaritě. Katoda je spojena s předmětem určeným k pokovení a je připojen k záporné polaritě. Elektrody jsou ponořeny v elektrolytu, umožňující přechod iontů od anody ke katodě. U mědi se jedná o síran měďnatý. Oxidující anoda uvolňuje ionty, které přechází ke katodě a opět se na povrchu redukuje a vytváří kovový povlak. Nevýhodou tohoto procesu je nerovnoměrnost vrstvy, která se projevuje především na hranách či záhybech katody. Tloušťka vrstvy se pohybuje mezi 25-35 μm . Před ponořením do elektrolytu je třeba u nevodivých předmětů upravit povrch pro dosažení dobré adheze, což se provádí naleptáním povrchu a opatřením vodivého povlaku. Základní vodivý povlak lze uskutečnit pomocí vodivého laku nebo nadrceného grafitu v alkoholu.



Obrázek 17 : Ukázka nerovnoměrnosti vrstev při galvanickém pokovení [15].

4. NÁVRH A SIMULACE ŠIROKOPÁSMOVÉ TRYCHTÝŘOVÉ ANTÉNY

Tato kapitola se zabývá návrhem a simulací dílčích částí širokopásmové hřebenové trychtýřové antény. Anténa byla navržena dle výpočtů uvedených v kapitole 2. Dle výpočtů byl vyhotoven model v programu CST Microwave Studio, kde se vypočtené parametry dále optimalizovány pro dosažení nejlepšího výsledku. Bylo hledáno takové řešení, které by vyhovovalo vstupnímu činiteli odrazu $S_{11} < -10 \text{ dB}$ v pracovním pásmu 2–18 GHz.

Zpočátku byl navržen vlnovod o vypočtených rozměrech dle teorie a odzkoušena jeho funkčnost. Do navrženého vlnovodu byl vsazen hřeben a umístěn koaxiální budič. Po ověření schopnosti odstranění vidu TE_{20} byla k zadní části přidána dutina o rozměrech vlnovodu. K otevřené části vlnovodu byl připojen trychtýř inspirován teoretickými výpočty, do kterého byl vsazen exponenciální hřeben. Základní struktura antény byla připravena, ovšem taková anténa nesplňovala podmínky pro přizpůsobení $S_{11} < -10\text{dB}$. Bylo aplikováno několik úprav pro dosažení tížených parametrů. Největší pozornost byla věnována dutině a vlnovodu kde je možné významně ovlivnit parametry pomocí úpravy stávajících struktur či přidání struktur jiných. V části trychtýře byl měněn profil hřebene. K odladěné anténě byla poté přidána čočka v ohniskové vzdálenosti. Dle simulací bylo zvolené vhodné místo ve vzdálenosti od čočky pro umístění měřeného vzorku.

4.1 Návrh vlnovodu

Výpočet vlnovodu obdélníkového půdorysu.

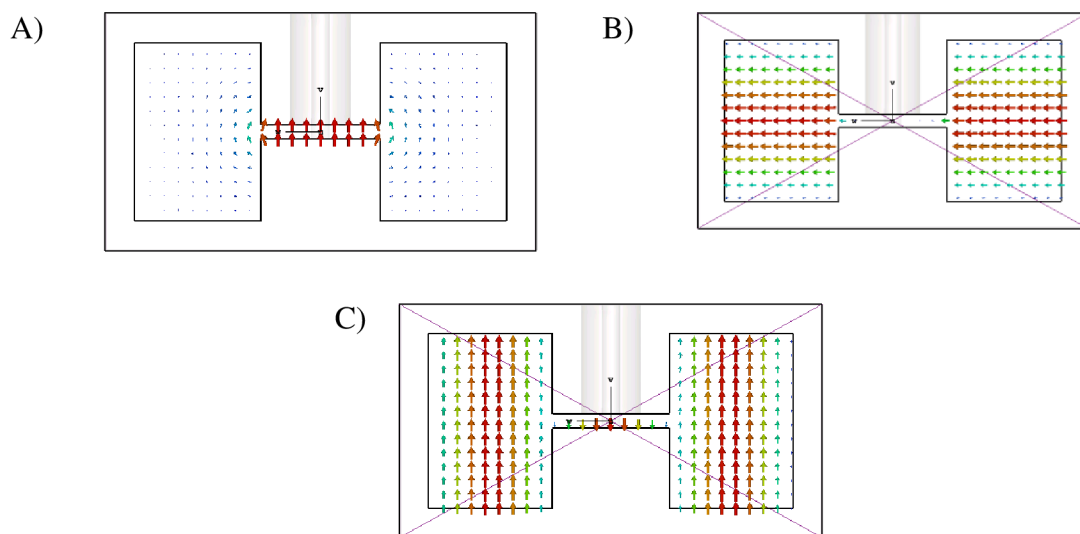
Ze vztahu (2.4) byl vypočten rozměr obdélníkového vlnovodu tak aby byl dosažen mezní kmitočet 18 GHz při buzení elektromagnetickou vlnou s videm TE_{30}

Vidové číslo $m = 3$.

$$a = \frac{m \cdot c}{2 \cdot f_m} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 10^8}{2 \cdot 18^9} = 25 \text{ mm}$$

Výška vlnovodu b a šířka vlnovodu a byla inspirována prací [3] a po následných simulacích určena na vhodnou výšku 18 mm a šířkou 24mm.

Rozměry hřebene ve vlnovodu byly určeny z optimálních hodnot po simulacích. Mezera mezi hřebeny byla stanovena hodnotou 1.05 mm a šířka hřebene hodnotou 9 mm .



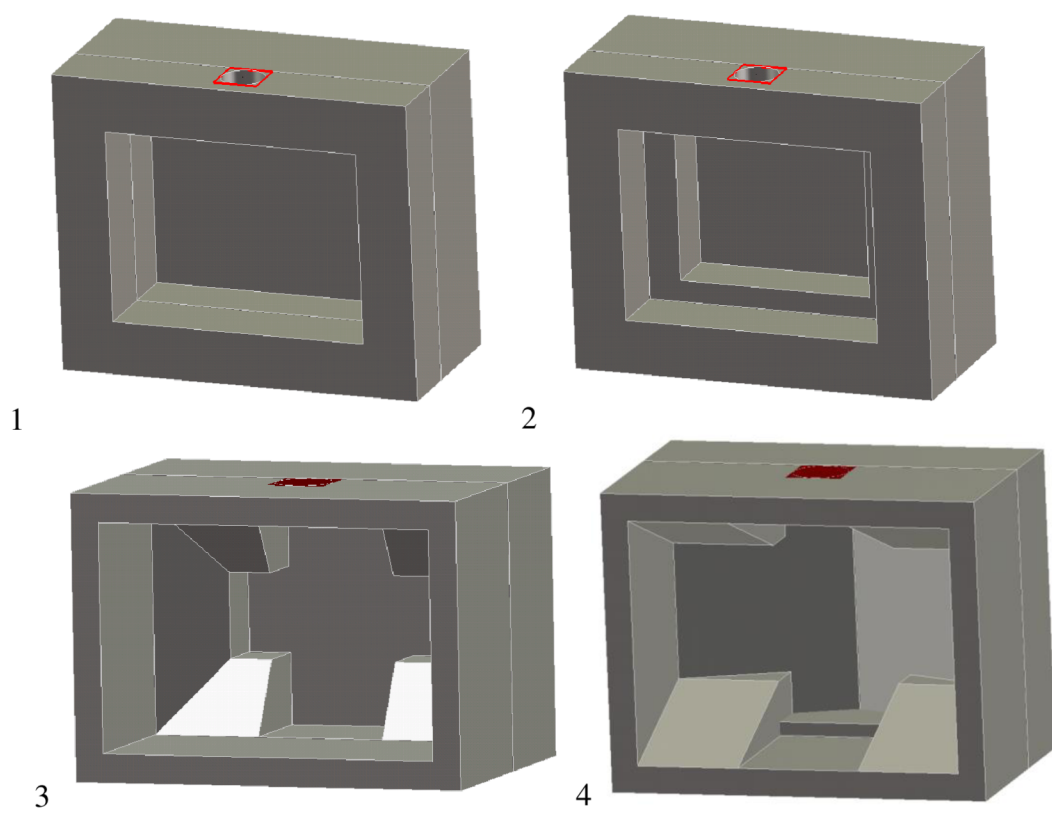
Obrázek 18 : Rozložení elektrického pole ve vlnovodu H A) TE_{10} B) TE_{01} C) TE_{30} .

Napájení antény je uvažováno koaxiálním konektorem typu SMA 50Ω s prodlouženým dielektrikem s prodlouženým dielektrikem o délce 15mm s vnitřním vodičem o průřezu 1.27mm.

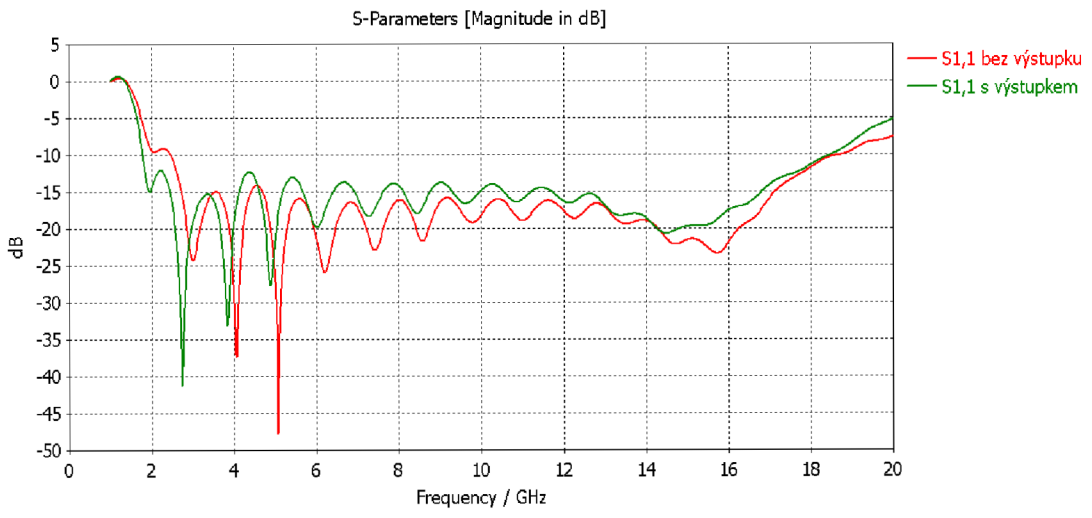
Na protilehlé straně hřebene od konektoru je umístěn měděný váleček jenž je spojen s konektorem a tvoří prodloužení konektoru až po venkovní okraj antény.

4.2 Návrh rezonanční dutiny

V práci bylo vyzkoušeno několik druhu dutin dle článků [16] a [17]. Mezi uvažovanými dutinami se primárně vybíralo dle činitele odrazu a jednoduché proveditelnosti ve výrobě. Dutiny 2, 3 a 4 jsou si svými výsledky podobné, avšak proveditelnost oněch posledních dvou by byla problematická, jelikož by bylo nutné vyhladit schůdky u šikmých ploch způsobené výškou vrstvy tisku a větším množstvím malých ploch. Dutina pod číslem 2 vychází z dutiny pod číslem 1, která je bez úpravy. Vysunutím vnitřních ploch směrem do středu umožnila vyladění činitele odrazu. Úpravou dutiny se dosáhlo lepšího přizpůsobení na vyšších frekvencích.



Obrázek 19 : Druhy uvažovaných dutin 1, 2, 3, 4.



Obrázek 20 : Porovnání dutiny 1 a 2.

4.3 Návrh trychtýře

Rozměry pro trychtýř byly vypočteny na základě předchozích vztahů (2.6) až (2.9), uvedenými v teoretické části.

Uvažovaný zisk $G = 18,4 \text{ dBi}$, střední frekvenci $f = 10 \text{ GHz}$ a šířky vlnovodu $a = 24 \text{ mm}$

Jsou vypočtené výsledky následující:

$$G_{ABS} = 10^{\left(\frac{G}{10}\right)} = 10^{\left(\frac{18,4}{10}\right)} = 69,18$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{10 \cdot 10^9} = 0,03 \text{ m}$$

$$W = 0,489 \cdot \sqrt{G} \cdot \lambda = 0,489 \cdot \sqrt{69,18} \cdot 30 \cdot 10^{-3} = 122 \text{ mm}$$

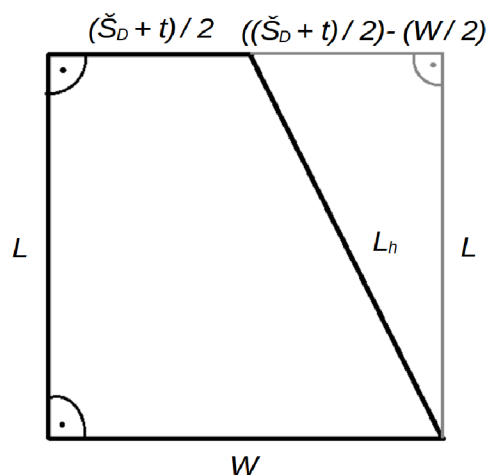
$$H = 0,332 \cdot \sqrt{G} \cdot \lambda = 0,332 \cdot \sqrt{69,18} \cdot 30 \cdot 10^{-3} = 82 \text{ mm}$$

$$R_h = 0,0746 \cdot G \cdot \lambda = 0,0746 \cdot 100 \cdot 30 \cdot 10^{-3} = 154,3 \text{ mm}$$

$$L_h = \frac{W - a}{W} \cdot L_h L_h \sqrt{R_h^2 - \frac{W^2}{4}}$$

$$L_h = \frac{122 \cdot 10^{-3} - 24 \cdot 10^{-3}}{122 \cdot 10^{-3}} \cdot \sqrt{(154 \cdot 10^{-3})^2 - \frac{(122 \cdot 10^{-3})^2}{4}} = 114,8 \text{ mm}$$

Rozměr L_h je uveden pro vzdálenost od vlnovodu po vyústění trychtýře, pro potřeby návrhu bylo nutné hodnotu upravit pomocí Pythagorovy věty



Obrázek 21 : Výřezy hřebenů.

$$L = \sqrt{L_h^2 - \left(\frac{W}{2} - \frac{\check{s}_D + t}{2}\right)^2} = \sqrt{0,114^2 - \left(\frac{0,122}{2} - \frac{24 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3}}{2}\right)^2} = 104 \text{mm}$$

Uvedené výpočty jsou spíše inspirativní, anténa byla následně modifikována dle průmyslově vyráběné antény použité v článku [3]. pro referenční porovnání s průmyslově vyráběnou anténou. Hlavním rozdílem oproti výpočtů je šířka, která je o 18mm kratší. Zkrácení šířky se jen minimálně projevilo v činiteli odrazu, důvodem bylo přiblížení se hodnotám vyráběné antény, ale také i k menší spotřebě materiálu při tisku což vede k menší váze antény. Změna v činiteli odrazu pro rozměry trychtýře je jen minimální.

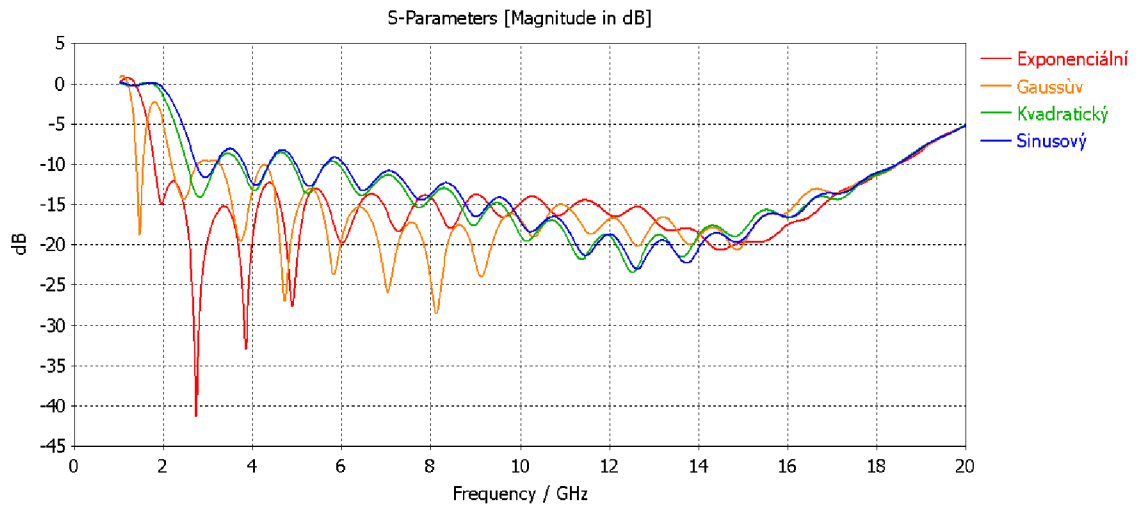
Tabulka 2: Rozdíl v rozměrech vypočtené a modelované antény.

Šířka hřebene [mm]		Výška hřebene[mm]		Délka hřeben[mm]	
Výpočet	model	Výpočet	model	Výpočet	model
W	\check{s}_t	H	v_t	L	d_t
122	104	82	78	104	103,7

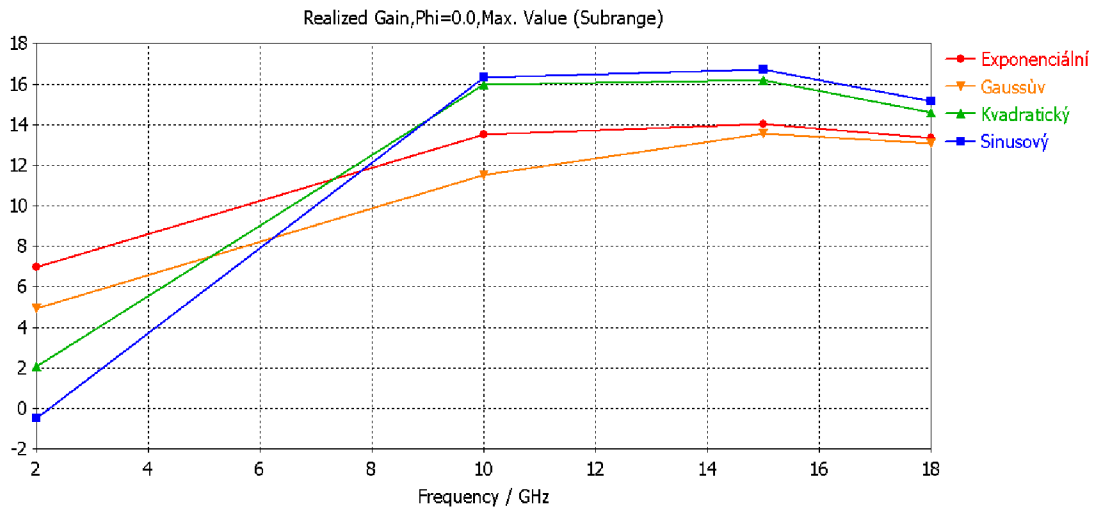
4.4 Návrh hřebene

V simulacích byly vyzkoušeny 4 typy hřebenů, exponenciální, kvadratický, sinusový a Gaussův. Parametry hřebenů byly hodnoceny dle šířky pásma, činitele odrazu a zisku. Bylo zjištěno že profil hřebene má významný vliv na parametrech výsledné antény. Významný vliv hřebene je pozorován na nízkých frekvencích, což se převážně projevilo na zisku a S_{11} . Jediný hřeben, který vyhověl parametru S_{11} pod -10 dB v rozsahu 2 až 18 GHz, byl exponenciální. Sinusový a kvadratický profil potlačuje vedlejší laloky, taktéž byl u nich zaznamenán největší výkon v hlavním směru. Sinusový a kvadratický hřeben jsou si svým profilem podobné, a to i mezi zkoumanými parametry, jejich přizpůsobení na S_{11} je patrné v oblasti od 10 GHz, zisk je na nižších frekvencích malý

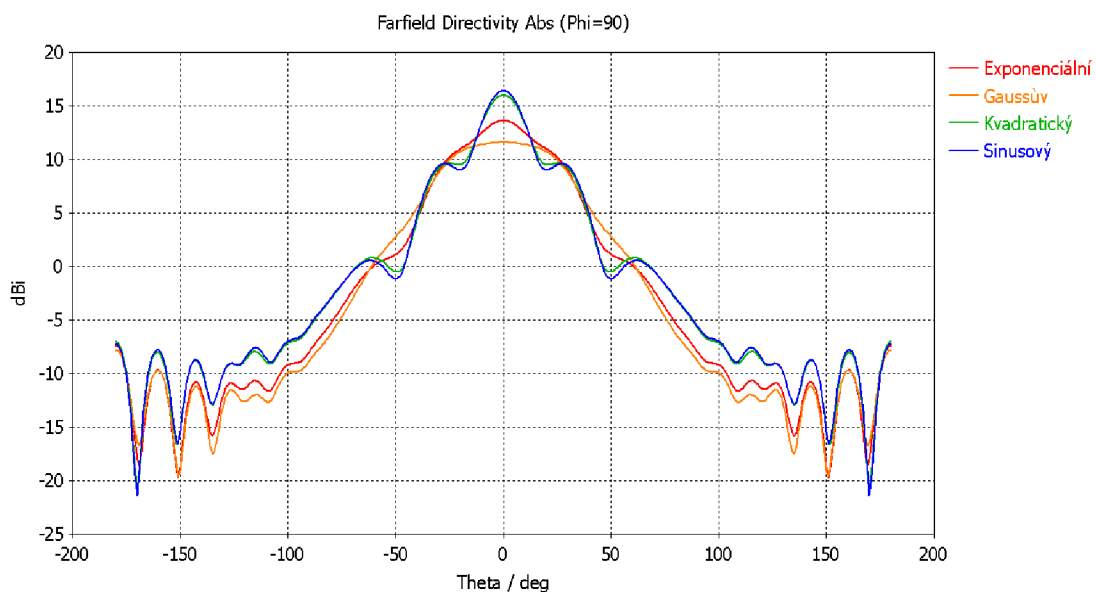
ovšem na vyšších frekvencích je významnější než u exponenciálního a Gaussova.



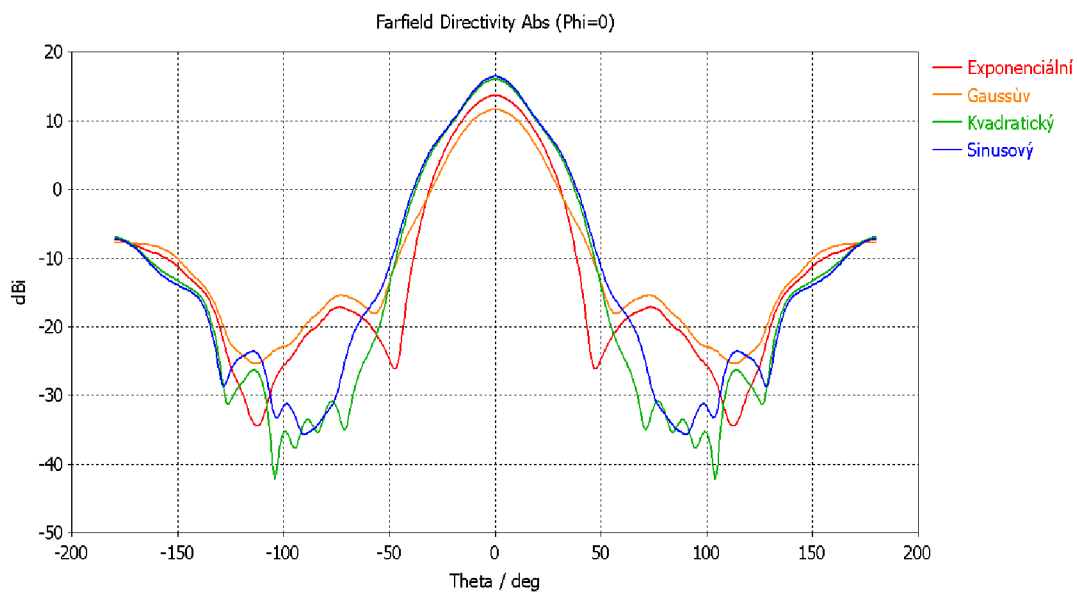
Obrázek 22 : Parametr S_{11} dle profilů.



Obrázek 23 : Porovnání zisku dle profilu hřebene.



Obrázek 24 : Porovnání směrové charakteristiky hřebenů v rovině E pro 10 GHz.



Obrázek 25 : Porovnání směrové charakteristiky hřebenů v rovině H pro 10 GHz.

Pro matematický popis profilů je využito parametrů uvedených v tabulce (2).

Tabulka 3 : Popis proměnných pro výpočet hřebene.

Parametr	Popis	Rozměr [mm]
v_t	Výška trychtýře	78
d_t	Délka trychtýře	103,7
v_h	Výška mezery hřebenů	1,05

Pro výpočet profilů byly použity vzorce (2.10) až (2.16) :

Poloha začátku hřebenu v ose z je vyjádřena:

$$Z_L = \frac{v_t}{2} = \frac{78 \cdot 10^{-3}}{2} = 39 \cdot 10^{-3},$$

Poloha začátku hřebenu v ose z je vyjádřena

$$Z_L = \frac{v_h}{2} = \frac{1,05 \cdot 10^{-3}}{2} = 525 \cdot 10^{-6},$$

Konstanta k je vyjádřena:

$$k = \frac{1}{d_t} \ln \left(\frac{Z_L}{Z_0} \right) = \frac{1}{0,1037} \ln \left(\frac{39 \cdot 10^{-3}}{525 \cdot 10^{-6}} \right) = 38,7 \cdot 10^{-3},$$

Funkce pro exponenciální průběh je vyjádřen:

$$f(z) = \frac{v_h}{2} e^{kz} = \frac{1,05 \cdot 10^{-3}}{2} e^{0,0387z} = 525 \cdot 10^{-6} e^{0,0387z},$$

Funkce pro kvadratický průběh je vyjádřen:

$$f(z) = \left(\frac{v_t - v_h}{2d_t^2} \right) z^2 + \frac{v_h}{2} \\ = \left(\frac{78 \cdot 10^{-3} - 1,05 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot (1,05 \cdot 10^{-3})^2} \right) z^2 + 1,05 \cdot 10^{-3}$$

$$f(z) = 17448,979z^2 + 525 \cdot 10^{-6}$$

Funkce pro sinusový průběh je vyjádřen:

$$f(z) = \frac{v_t}{2} + \left(\frac{v_h - v_t}{4} \right) \cos \left(\frac{\pi z}{2d_t} \right) \\ f(z) = \frac{78 \cdot 10^{-3}}{2} + \left(\frac{1,05 \cdot 10^{-3} - 78 \cdot 10^{-3}}{4} \right) \cos \left(\frac{\pi z}{2 \cdot 0,1037} \right) \quad (4.6)$$

$$f(z) = 0,039 + (-0,0192) \cos(0,0151z),$$

Funkce pro Gaussův průběh je vyjádřen:

$$f(z) = e^{\left(-4\pi \left(\frac{v_t - v_h}{2} \right) \left(\frac{z}{d_t - 0,01} \right)^2 \right) + \frac{v_h}{2}}, \\ f(z) = e^{\left(-4\pi \left(\frac{78 \cdot 10^{-3} - 1,05 \cdot 10^{-3}}{2} \right) \left(\frac{z}{0,1037 - 0,01} \right)^2 \right) + \frac{1,05 \cdot 10^{-3}}{2}} \quad (4.7) \\ f(z) = e^{\left(-4\pi \left(38,4 \cdot 10^{-3} \left(\frac{z}{0,0937} \right)^2 \right) \right) + 525 \cdot 10^{-6}}$$

Výpočet pro Gaussův průběh nevyšel dle vypočtených předpokladů, proto se musela hodnota zjistit experimentálním dosazováním hodnoty za $\left(\frac{v_t - v_h}{2} \right)$ která byla určena hodnotou 0,23893086. Vzorec je patrně uzpůsoben k výpočtu čtvercového půdorysu trychtýře, přičemž v práci je řešen obdélníkový typ. Dle uvedeného vzorce vyšla mírně klesající křivka.

4.5 Návrh čoček

Při simulaci byly uvažovány dva druhy čoček, kvazi-optická a hyperbolická, porovnání profilů obou čoček je vyjádřeno obrázkem (26). Výpočet profilu kvazi-optické je dán vztahem (2.17) pro hyperbolickou (2.18).

Při výběru vhodnosti čočky byla zkoumána vlastnost soustředit svazek do jednoho bodu. Ověřování funkce bylo provedeno pomocí simulace power flow v jednotkách dBMax v rozsahu -20 až -40 dB kde se zkoumal soustředěný výkon za čočkou v oblasti umístění vzorku. Bylo zjištěno že procházející záření přes hyperbolickou čočku se transformuje na rovinné záření, což nevyhovuje požadavkům. Kvazi optická čočka díky svému profilu soustředí výkon do oblasti umístění vzorku.

Pro kvazi optickou čočku z PLA platí $\varepsilon_r = 2.5$, střední frekvence $f_0=10$ GHz, vstupní poloměr svazku $\omega_{in}=33.8mm$, výstupní poloměr svazku $\omega_{out}=22.5mm$ a $T_e=20dB$

$$f = \frac{\pi\omega_{in}\omega_{out}}{\lambda_0} = \frac{3,14 \cdot 33,8^{-3} \cdot 22,5^{-3}}{30^{-3}} = 79,59mm$$

$$\omega(z=f) = \omega_{in} \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda f}{\pi\omega_{in}^2}\right)^2} = 0,0338 \sqrt{1 + \left(\frac{30^{-3} \cdot 79,5^{-3}}{3,14 \cdot (79,5^{-3})^2}\right)^2} = 41mm$$

$$D = 0.3393\sqrt{T_e}[2\omega(z=f)] = 0.3393\sqrt{20} \cdot [2 \cdot 41^{-3}] = 123mm$$

$$T = \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}\right) \left(\sqrt{f^2 + \frac{D^2 \sqrt{\varepsilon_r} + 1}{4 \sqrt{\varepsilon_r} - 1}} - f \right)$$

$$= \left(\frac{1}{\sqrt{2,5}}\right) \left(\sqrt{79^{-3} + \frac{0,123^2 \sqrt{2,5} + 1}{4 \sqrt{2,5} - 1}} - 79^{-3} \right) = 28,16mm$$

Rovnice (2.17) je vyjádřena pro popis čočky v trojrozměrné kartézské soustavě což program CST neumožňuje vyjádřit, proto byla funkce upravena pro dvojrozměrnou soustavu výtknutím rozměru y. Výsledná funkce je ve tvaru.

$$x = \sqrt{(\varepsilon_r - 1)z^2 + 2f(\sqrt{\varepsilon_r} - 1)z}$$

$$x = \sqrt{(2,5 - 1)z^2 + 79^{-3}(\sqrt{2,5} - 1)z}$$

$$x = \sqrt{(1,5)z^2 + 0,1715z}$$

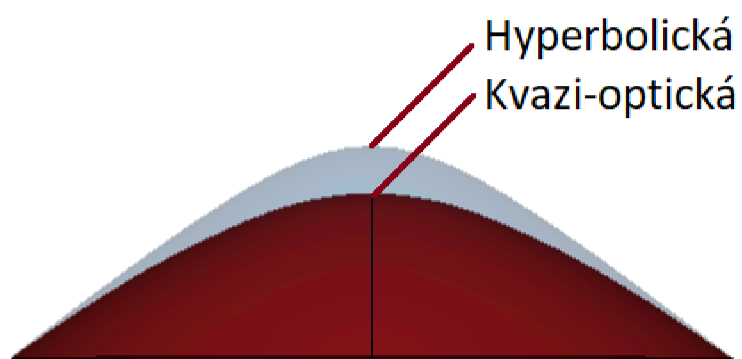
Pro výpočet hyperbolické čočky z PLA platí $\varepsilon_r = 2,5$ Poloměr čočky $R = 61,61\text{mm}$ a ohnisková vzdálenost $L_F = 79,59\text{mm}$

$$y = - \frac{\left(\sqrt{\varepsilon_r(R^2 + L_F^2)} - L_F\right) + \sqrt{\left(\sqrt{\varepsilon_r(R^2 + L_F^2)} - L_F\right)^2 - (\varepsilon_r - 1)(R^2 - x^2)}}{(\varepsilon_r - 1)}$$

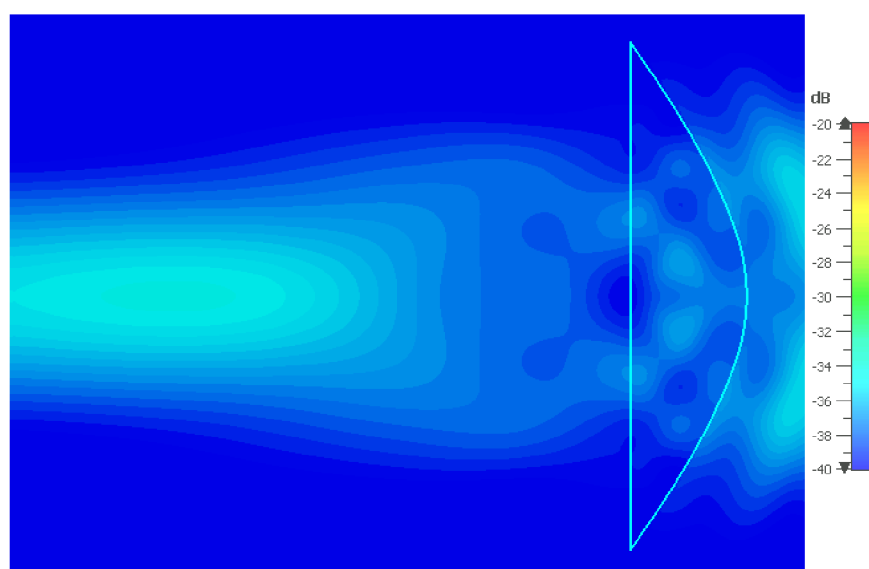
$$y = - \frac{\left(\sqrt{2,5(0,061^2 + 0,079^2)} - 0,79\right) + \sqrt{\left(\sqrt{2,5(0,061^2 + 0,079^2)} - 0,79\right)^2 - (2,5 - 1)(0,061^2 - x^2)}}{(2,5 - 1)}$$

$$y = - \frac{(0,0795) + \sqrt{(0,0795)^2 - (1,5)(0,0616^2 - x^2)}}{(1,5)}$$

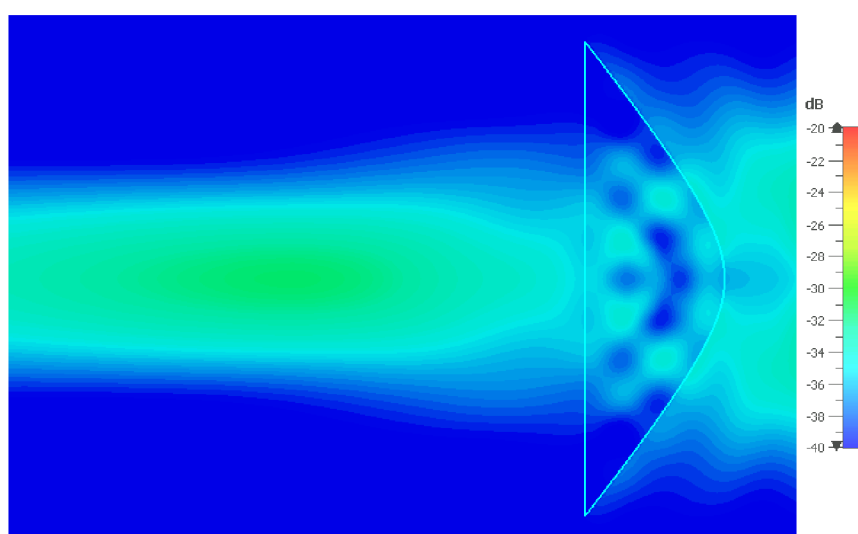
Výsledná funkce byla dosazena do analytic curve a orotována dle kružnice, poté vyplněna.



Obrázek 26 : Porovnání profilů čoček.



Obrázek 27 : Šíření svazku za kvazi-optickou čočkou.



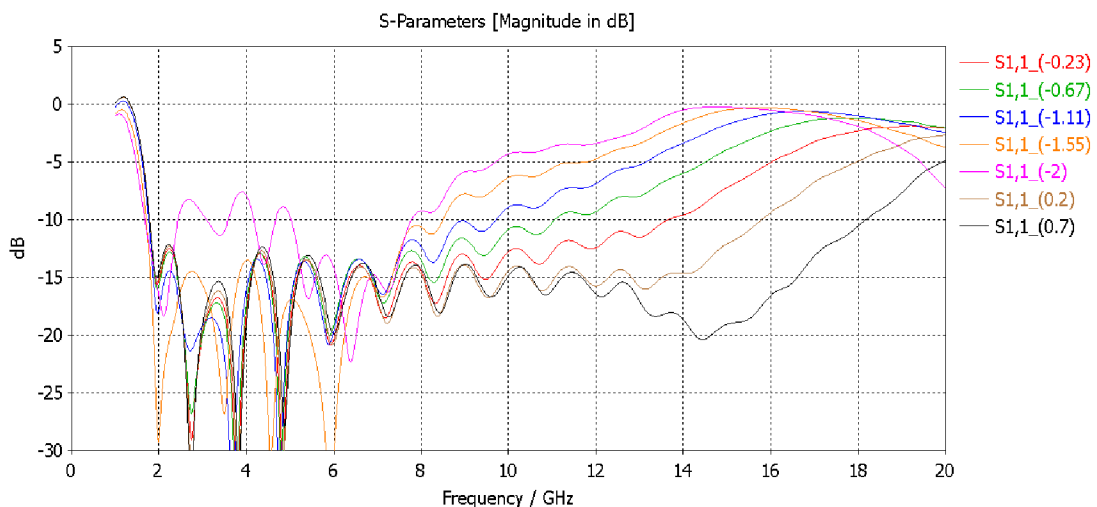
Obrázek 28 : Šíření svazku za hyperbolickou čočkou.

4.6 Parametry ovlivňující funkci antény

Kapitola se zabývá parametry ovlivňující funkci antény jež byly aplikovány při optimalizaci trychtýřové antény v rozsahu 2–18 GHz. Hlavním hodnotícím kritériem byl parametr S_{11} , u které se hledala hodnota menší jak -10 dB. Bylo zjištěno že většina zkoumaných parametrů ovlivňuje parametr S_{11} na vyšších, frekvencí což byl dlouhodobý problém pro přizpůsobení antény kolem 3GHz, který byl vyřešen zvýšením výšky vlnovodu a vsazením vhodného hřebene. Ani jeden ze zkoumaných parametrů uvnitř vlnovodu a dutiny neměl vliv na vyzařovací charakteristiku v rozměru E a H antény. Hodnota uvedená v závorce vedle grafu je až na výjimky v milimetrech. Při simulacích byl měněn vždy jen jeden parametr, anténa si ponechávala rozměry uvedené v kapitole 4.7

4.6.1 Vliv posunutí koaxiálního přípoje k rezonanční dutině

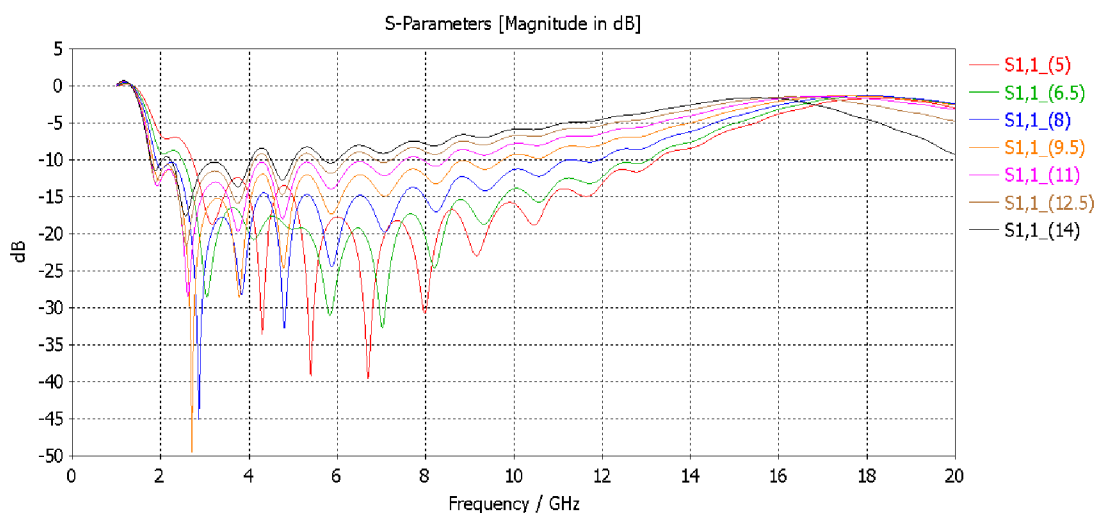
Jedná se o parametr, který významně ovlivňuje činitel odrazu a to převážně ve vyšším pásmu od 8 GHz, pro nižší pásmo je vliv jen minimální. Pozitivní vliv na funkci má budič, který je umístěn co nejbliže začátku hřebene. Hodnota uvedená v závorce vedle grafu je vztažená ke středu vlnovodu bez dutiny, kladná hodnota vyjadřuje posunutí středního vodiče k dutině, záporná k ústí antény.



Obrázek 29 : Vliv posunutí koaxiálního budiče ve vlnovodu

4.6.2 Vliv šířky hřebene

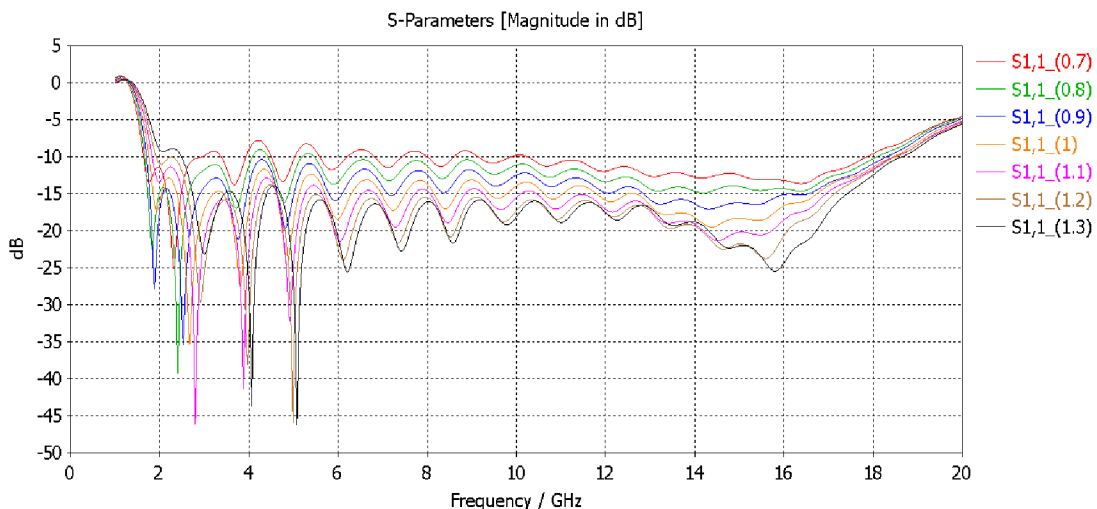
Jedná se o parametr, který ovlivňuje činitel odrazu v celém zkoumaném pásmu antény. Nejvýznamnější změna je patrná v pásmu od 10 GHz.



Obrázek 30 : Vliv šířky hřebene.

4.6.3 Vliv změny mezery mezi hřebeny

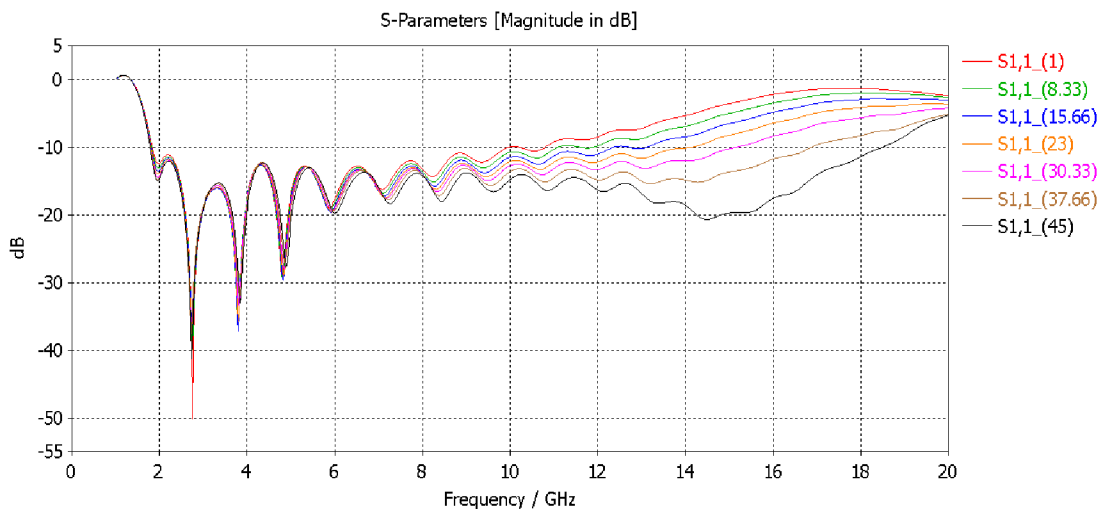
Vliv parametru mezery mezi hřebeny se projevuje v celém pásmu antény a je tedy významným parametrem pro optimalizaci. V pásmu kolem 2GHz vykazuje parametr největší rozptyl s porovnáním změny, je hledaná střední optimální hodnota.



Obrázek 31 : Vliv změny mezery mezi hřebeny.

4.6.4 Vliv změny úhlu zkosení hřebene

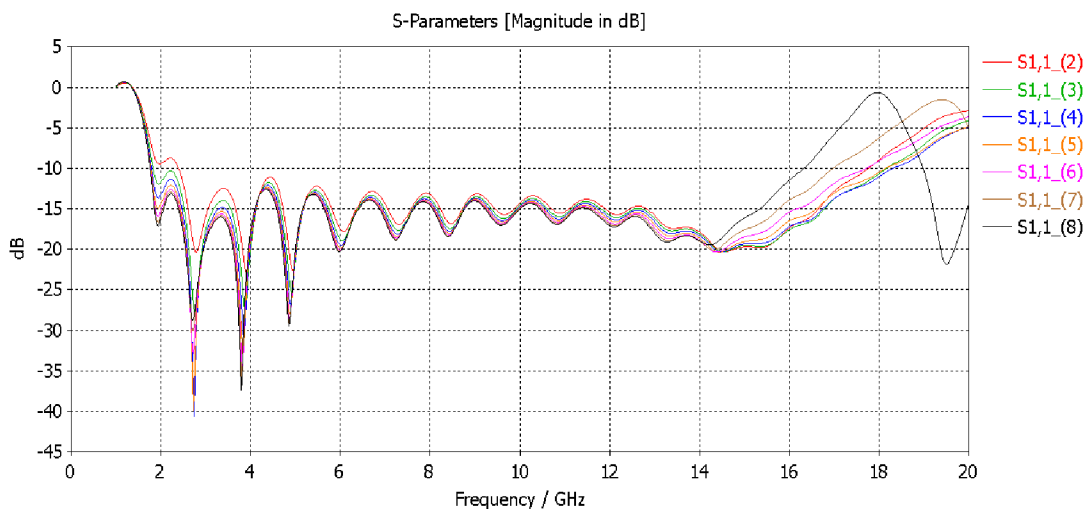
Při simulaci vlivu tohoto parametru byla zachována délka zkosení d_z a měnil se jen úhel u . Bylo zjištěno že tento parametry má vliv na vyšší pásmo antény od 10GHz přičemž nejvýznamnější vliv byl kolem 16GHz. Od 2 až po 8 GHz byl vliv jen minimální, to může být zapříčiněno malými rozměry výřezu ku velké vlnové délce.



Obrázek 32 : Vliv zkosení hran hřebene, úhel je uveden v závorce.

4.6.5 Vliv změny hloubky dutiny

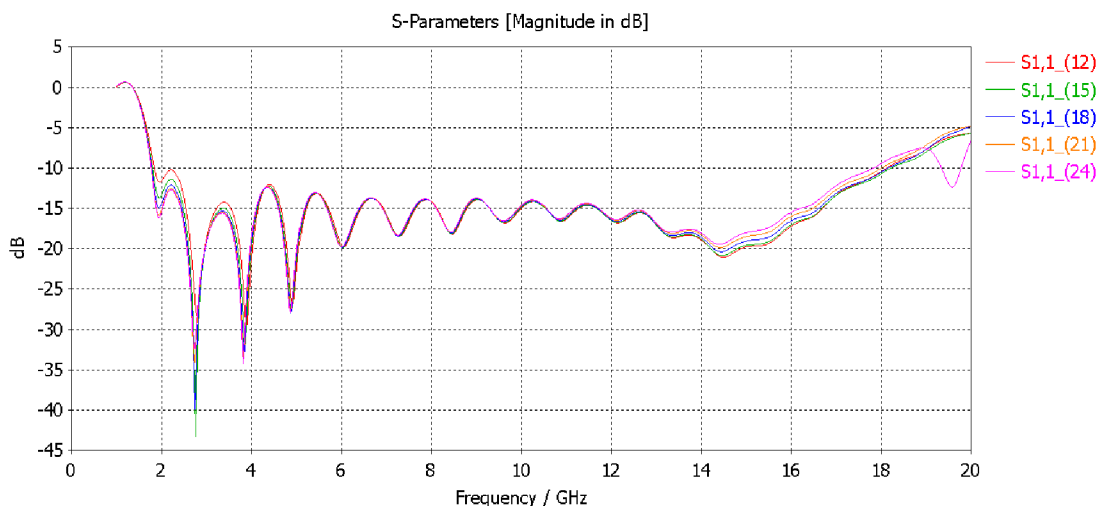
Změna hloubky dutiny má vliv na pásmo v okolí 3 a 17 GHz, přičemž při zlepšení na nižším pásmu se přizpůsobení na vyšším zlepší.



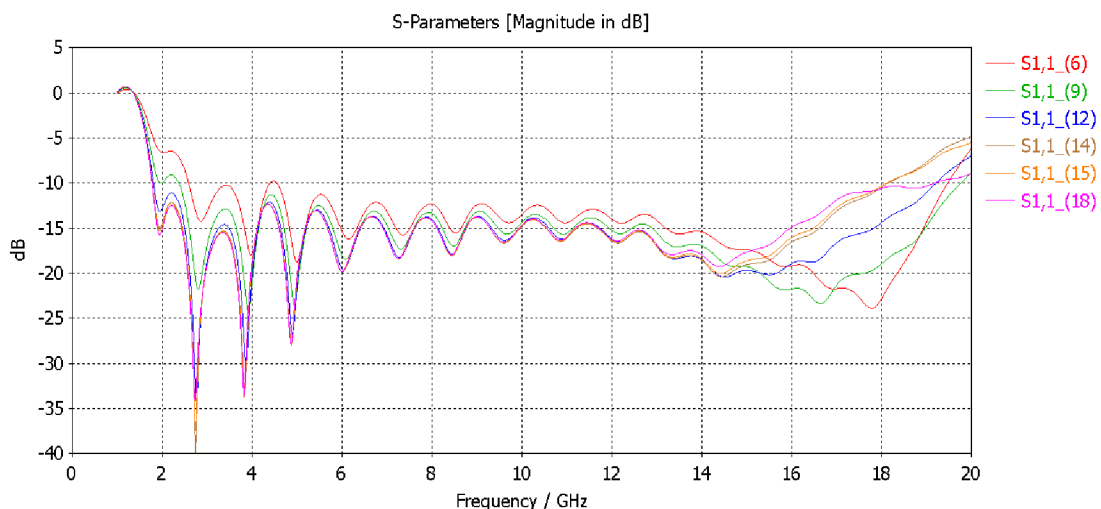
Obrázek 33 : Vliv změny hloubky dutiny.

4.6.6 Vliv změny výšky a šířky dutiny

Změna výšky dutiny byla zkoumána v rozmezí od základní výšky dutiny 18mm až do 6mm vždy po 3mm přičemž bylo zjištěno že tento parametr má významný vliv na vyšší pásmo a nezanedbatelný vliv na pásmo okolo 3 GHz. Výška dutiny 12mm se zdá být výhodná díky malému poklesu činitele odrazu na frekvenci 2 GHz a významném zlepšení v oblasti 18 GHz.



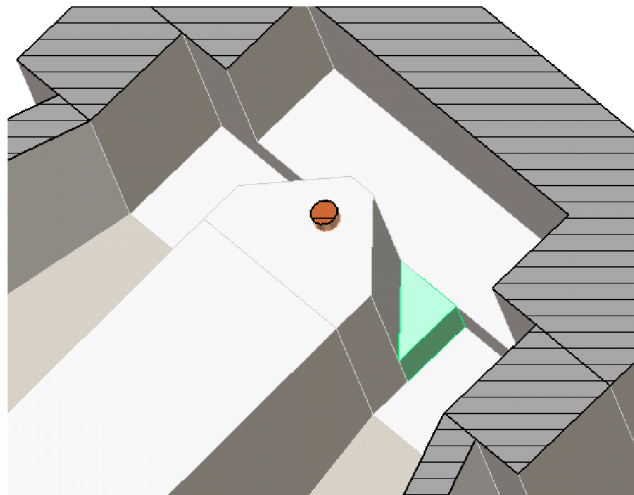
Obrázek 34 : Vliv změny šířky dutiny.



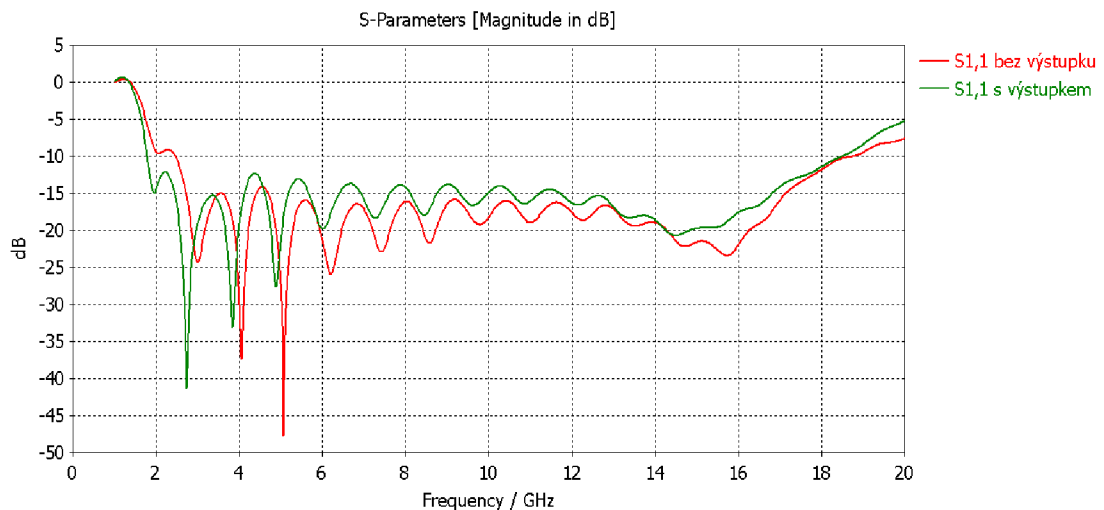
Obrázek 35 : Vliv změny výšky dutiny.

4.6.7 Vliv přidání výstupku

Přidaný výstupek jenž je umístěn jakožto náhrada za zkosený hřeben a vyplňuje jej po okraj dutinky od dutiny. na obrázku zvýrazněno zeleně. Přidaný výstupek má pozitivní vliv na pásmo kolem 2 GHz, ovšem ve zbytku zkoumaného pásma se parametry zhoršily.



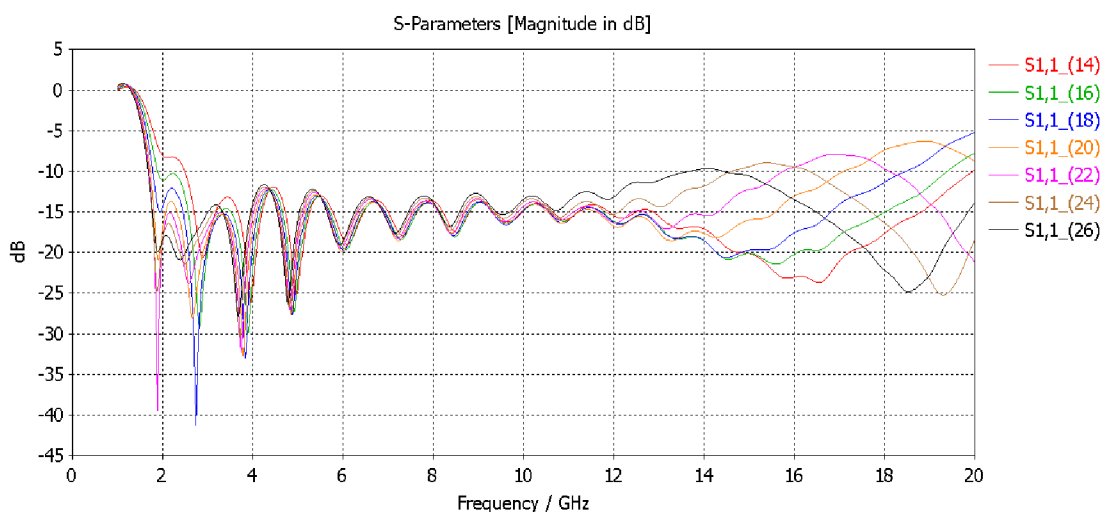
Obrázek 36 : Ukázka umístění výstupku.



Obrázek 37 : Vliv vsazení výstupku.

4.6.8 Změna výšky vlnovodu

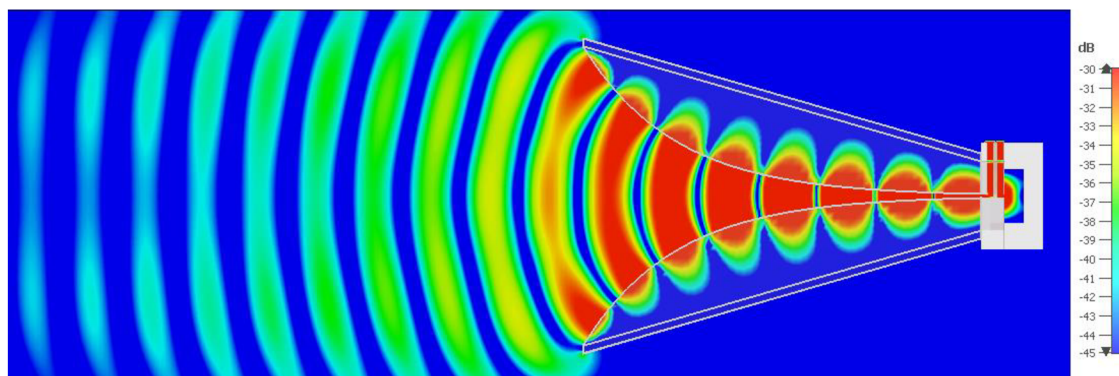
Změna výšky dutiny má vliv na nízké a vysoké pásmo antény. S rostoucí výškou vlnovodu se zlepšuje přizpůsobení na 2 GHz a to až pod hodnotu -15 dB, ovšem na frekvenci 14 GHz přizpůsobení dosáhlo hodnoty lehce nad -10 dB, přičemž se rozšířila šířka pásma antény za 20 GHz. Pro optimální funkci byla zvolena hodnota 18mm.



Obrázek 38 : Vliv změny výšky vlnovodu.

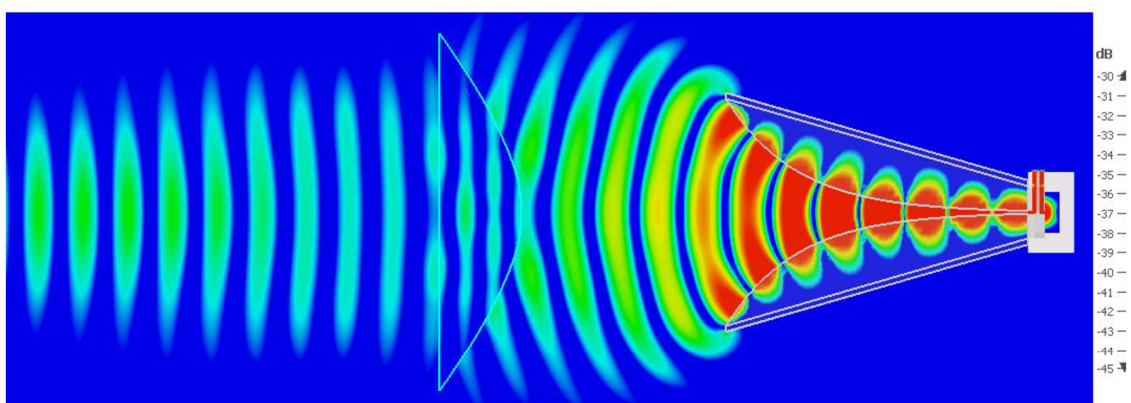
4.7 Optimalizovaná Anténa

Na obrázku 39 a 40 lze vidět rozložení elektromagnetického pole ve volném prostoru pro střední frekvenci antény 10 GHz. Obrázek 39 znázorňuje rozložení pole bez čočky, lze vidět že vlnoplochy vycházející z antény jsou tvaru kulovitých. Na ústí antény vlivem ohybu vlnění kolem hrany trychtýře vznikají postranní laloky.



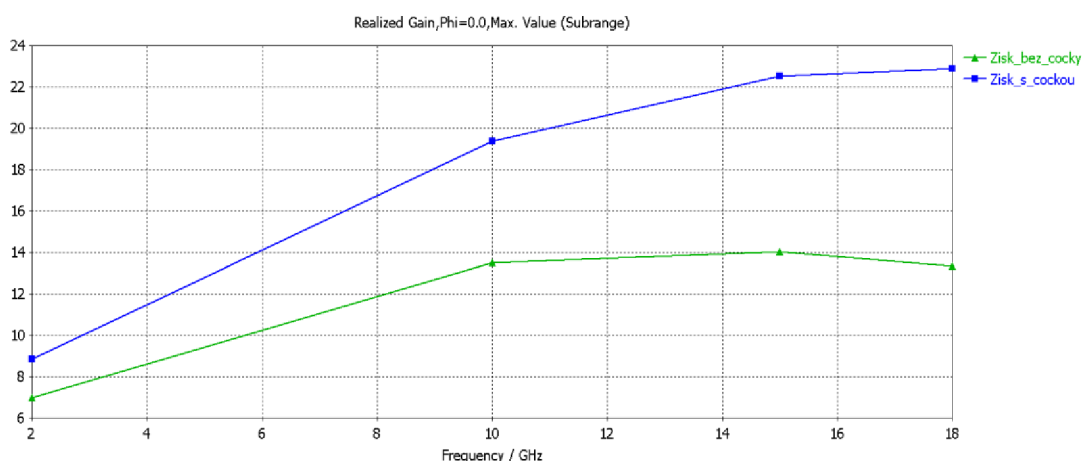
Obrázek 39 : Rozložení elektrického pole ve volném prostoru pro 10 GHz.

Na obrázku 40 lze vidět vliv umístění čočky před anténou ve směru záření.

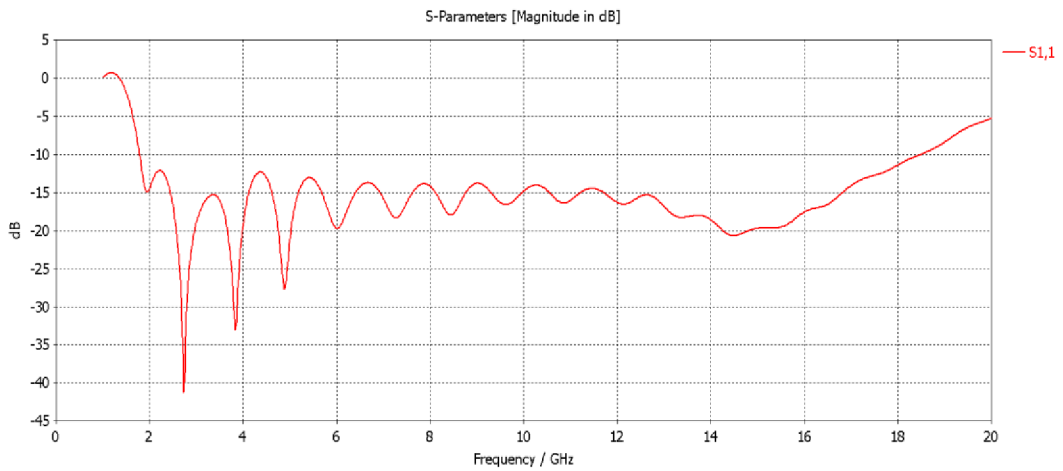


Obrázek 40 : Rozložení elektrického pole ve volném prostoru s čočkou pro 10 GHz.

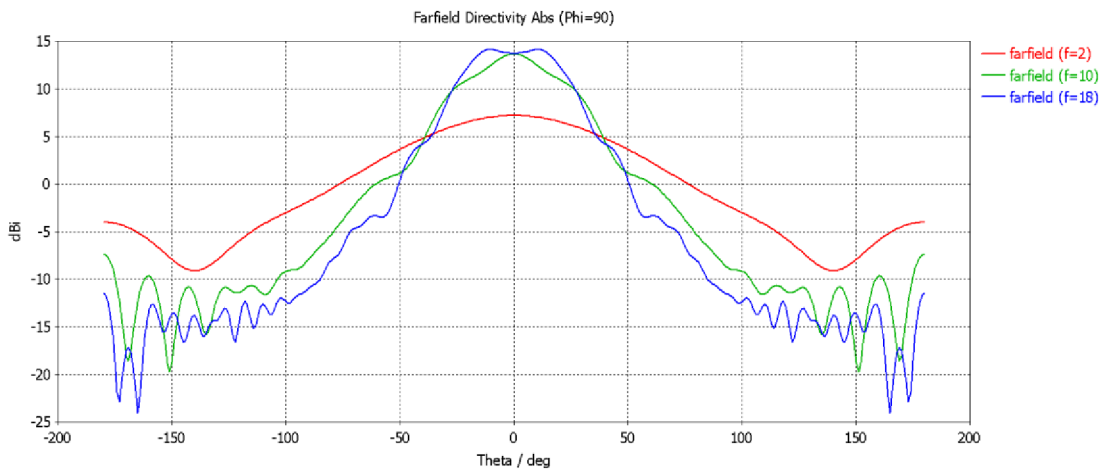
Kritérium antény se podařilo splnit i s uvažovanou rezervou ve významném části rozsahu antény Nejhoršího přizpůsobení -11,2 dB bylo dosaženo na frekvenci 18 GHz, nejlepšího přizpůsobení -20,6dB bylo dosaženo na frekvenci 14,5 GHz. V první polovině pásma anténa vykazuje významné výkyvy v přizpůsobení kde se nejhoršího parametru dosáhlo na 2,2 GHz hodnotou -12,1 dB a 4,3 GHz hodnotou 12,3 Zisk vykazuje nárůst od 2 GHz přibližně k frekvenci 15 GHz a zisku 14, poté je zaznamenán klesající trend k frekvenci 18 GHz a hodnoty zisku 13,2. Hlavní vyzařovací rovina E byla zkoumána v rozsahu 2, 10 a 18 GHz, přičemž bylo zjištěno že boční laloky pro zkoumanou anténu nejsou nikterak výrazné, pro anténu bez čočky, a většina výkonu směřuje v hlavním směru. Po přidání čočky se zřetelně zúží záření a zvýší se vyzařovací výkon v hlavním směru na hodnotu 20 dBi. Boční laloky pro anténu s čočkou, jsou výraznější než bez ní, kde dosahují maximální hodnoty. Tyto boční laloky jsou patrně způsobené difrakcí na okraji čočky



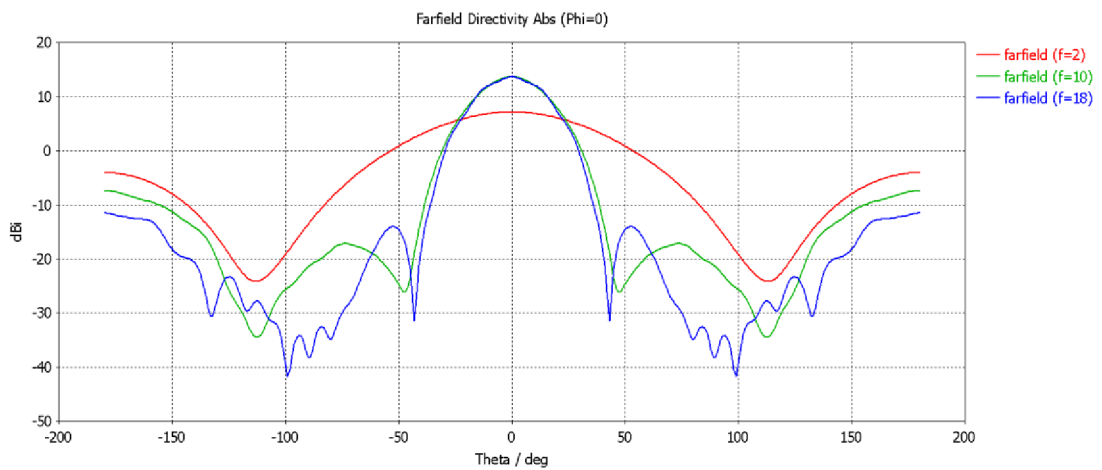
Obrázek 41 : Porovnání zisku s čočkou a bez čočky.



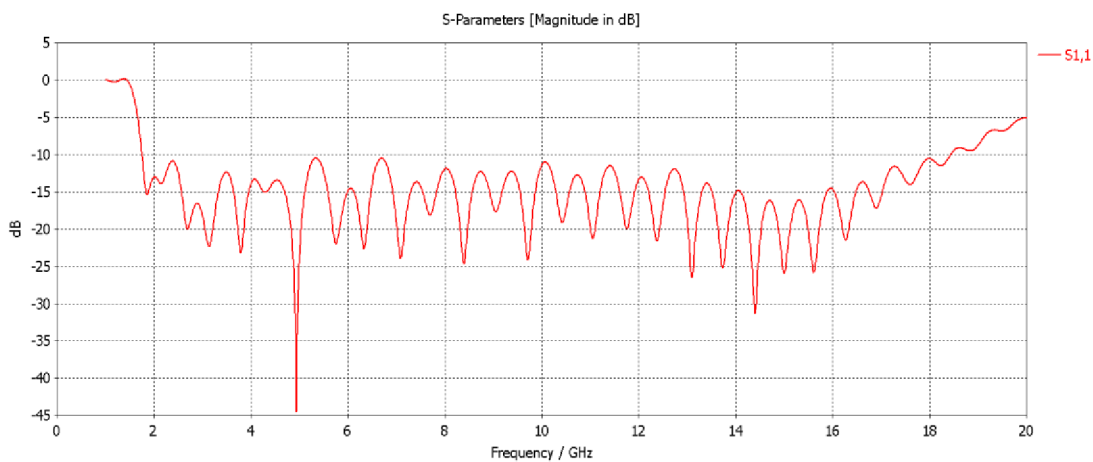
Obrázek 40 : Činitel odrazu pro anténu bez dielektrické čočky pro 2, 10 a 18 GHz.



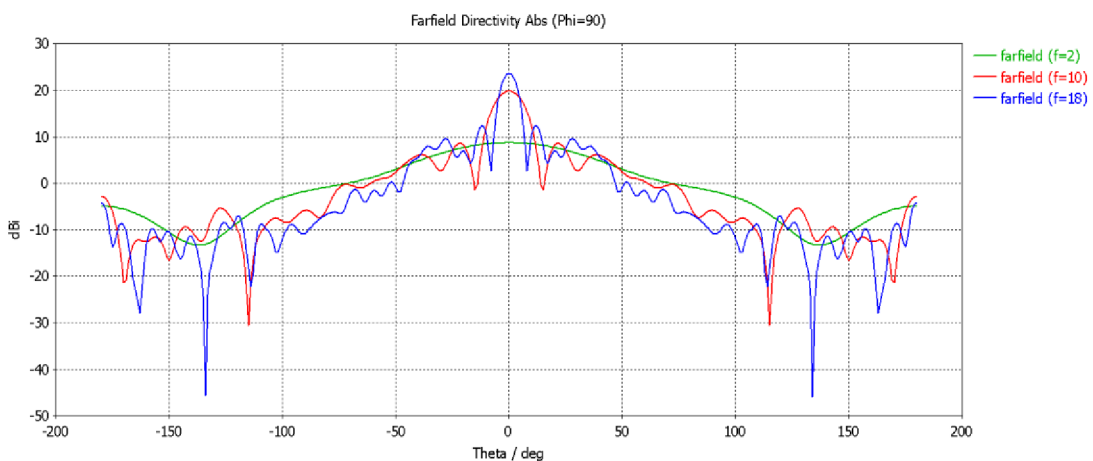
Obrázek 41 : Směrová charakteristika v rovině E pro 2, 10 a 18 GHz.



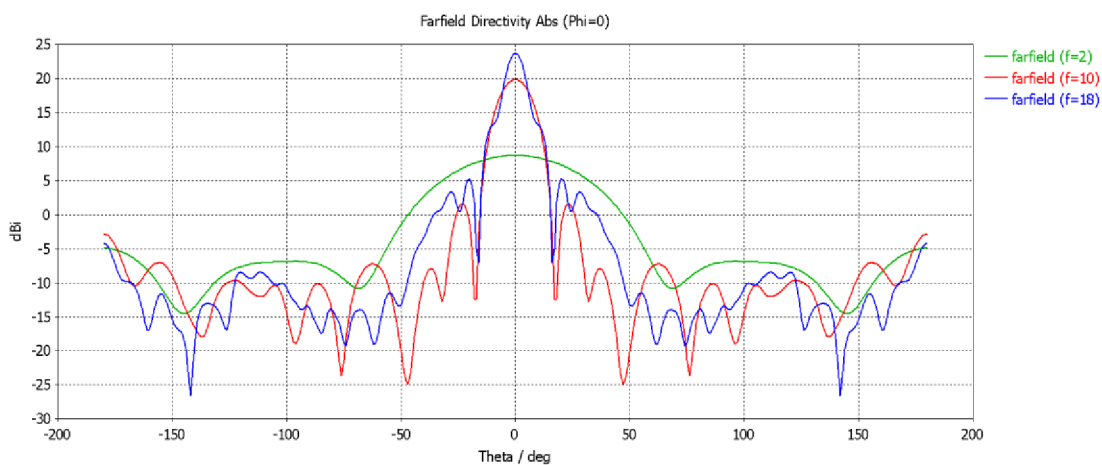
Obrázek 42 : Směrová charakteristika v rovině H pro 2, 10 a 18 GHz.



Obrázek 43 : Činitel odrazu pro anténu s dielektrickou čočkou.



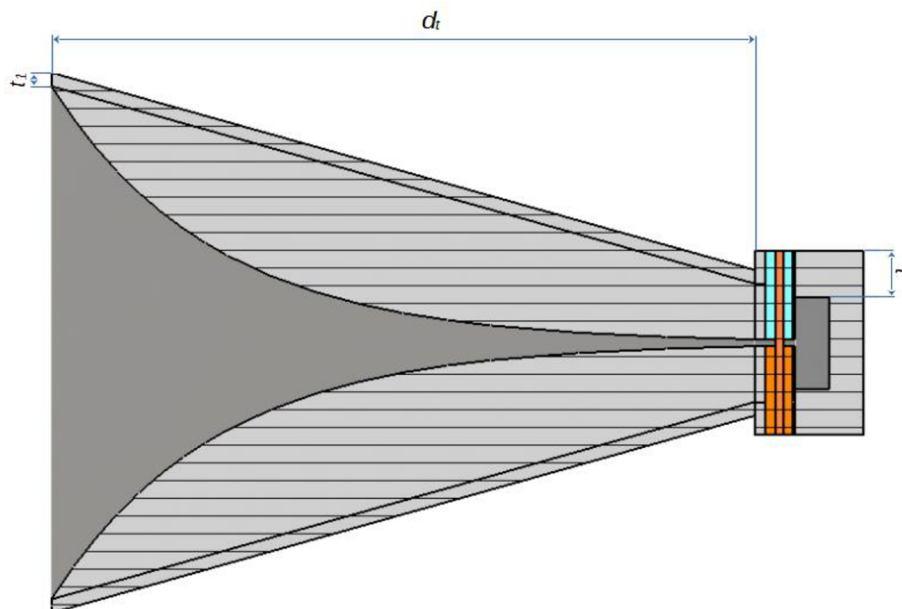
Obrázek 44 : Směrová charakteristika v rovině E pro 2, 10 a 18 GHz.



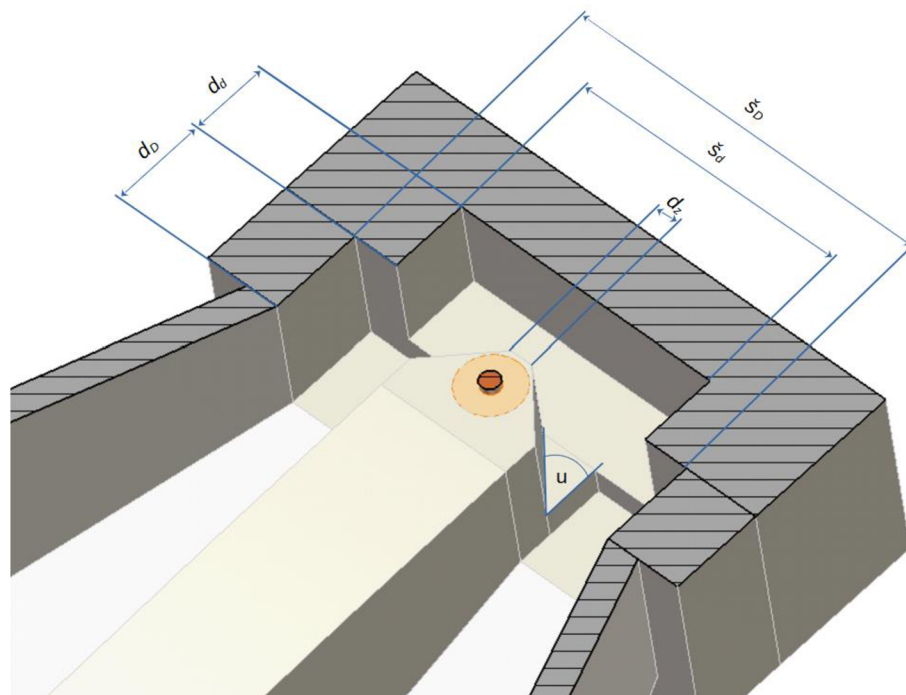
Obrázek 45 : Směrová charakteristika v rovině H pro 2, 10 a 18 GHz.

Po mnoha optimalizacích se dospělo k rozměrům uvedených v tabulce
 Tabulka 4 : Rozměry trychtýřové antény.

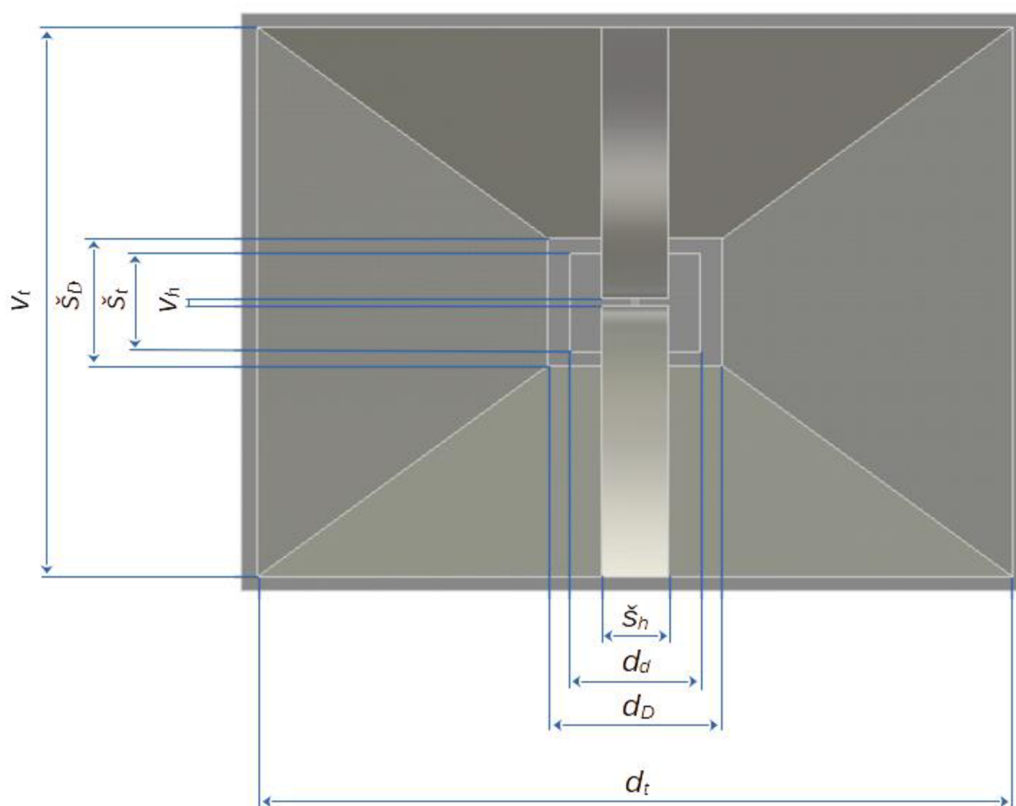
Proměnná	Popis	Rozměr [mm]
\check{s}_v	Šířka vlnovodu	24
v_v	Výška vlnovodu	18
d_v	Délka vlnovodu	6
\check{s}_h	Šířka hřebene	9
v_h	Výška mezery mezi hřebeny	1,05
\check{s}_D	Šířka dutiny	24
v_D	Výška dutiny	18
d_D	Délka dutiny	6
\check{s}_d	Šířka dutinky	18
v_d	Výška dutinky	14
d_d	Délka dutinky	5
\check{s}_t	Šířka trychtýře	104
v_t	Výška trychtýře	78
d_t	Délka trychtýře	103,7
d_z	Délka zkosení hrany hřebene	1,5
u	Úhel zkosení	45°
t	Tloušťka stěny vlnovodu	5
t_l	Tloušťka stěny trychtýře	2
p	Posunutí budiče od středu vlnovodu	0,7



Obrázek 46 : Průřez anténou.



Obrázek 47 : Rozměry dutiny.



Obrázek 48 : Rozměry antény čelní pohled.

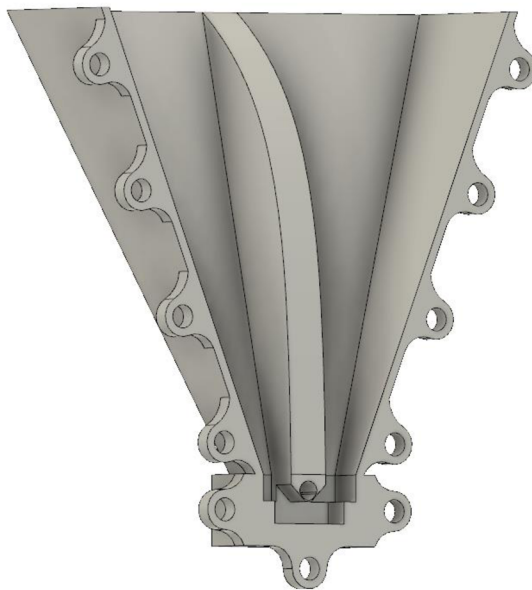
5. KONSTRUKCE A VÝROBA

Kapitola je věnována modelu i konstrukci antény a vlivům ovlivňujícím reálnou funkci.

Dále je pozornost věnována konstrukci měřicího pracoviště.

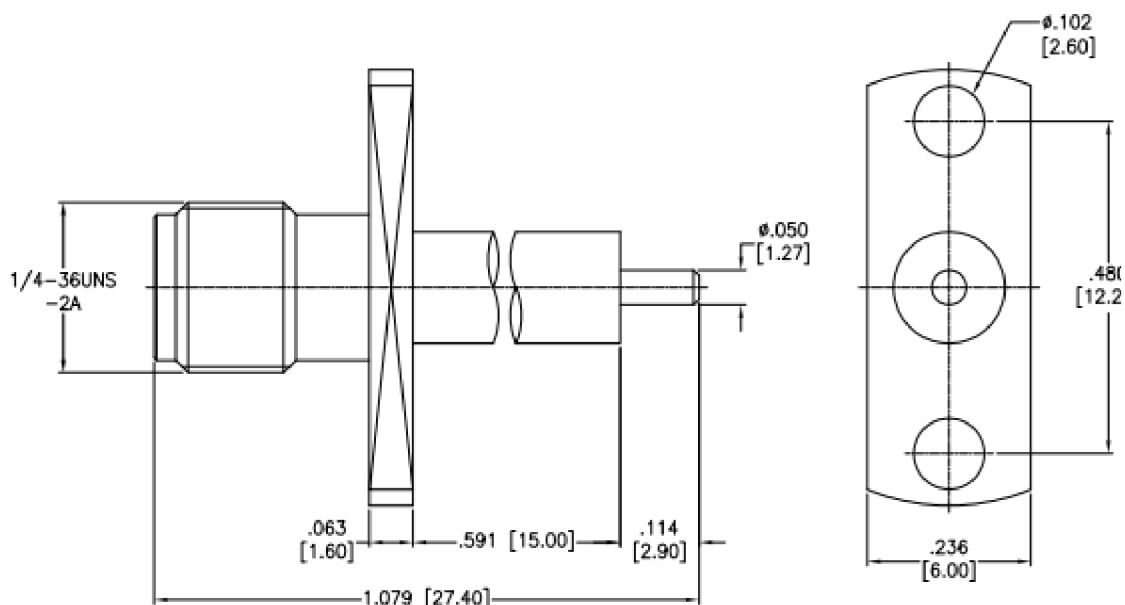
5.1 Konstrukce antény

Anténa byla vymodelována a odzkoušena její funkčnost v programu CST studio SUITE 2019. Po splnění kritérií funkčnosti byla vyexportována ve formátu STEP do programu Fusion 360 kde byl na základě tvaru vymodelován přípravek. Pro snadnější pokovení vnitřní části antény byla rozpůlena a vybavena 11 spojovacími výstupky s okem o průměru M5, Pro spojení antény pomocí šroubů.



Obrázek 49 : Rozpůlená anténa se spojovacími výstupky

Pozlacený panelový koaxiální konektor s prodlouženým dielektrikem z teflonu byl zvolen typu SMA označení RF2-156-T-00-50-G. K zlepšení parametrů byl ke konektoru připájen měděný váleček který zlepšil parametr S_{11} ve vyšším pásmu. Dielektrikum konektoru je dlouhé 15mm ovšem od nejvyššího místa hřebene po venkovní stěnu vlnovodu rozměr činí 13.5mm, zbývající délka byla vymezena konstrukčně.



Obrázek 50 : Konektor typu RF2-156-T-00-50-G [19].

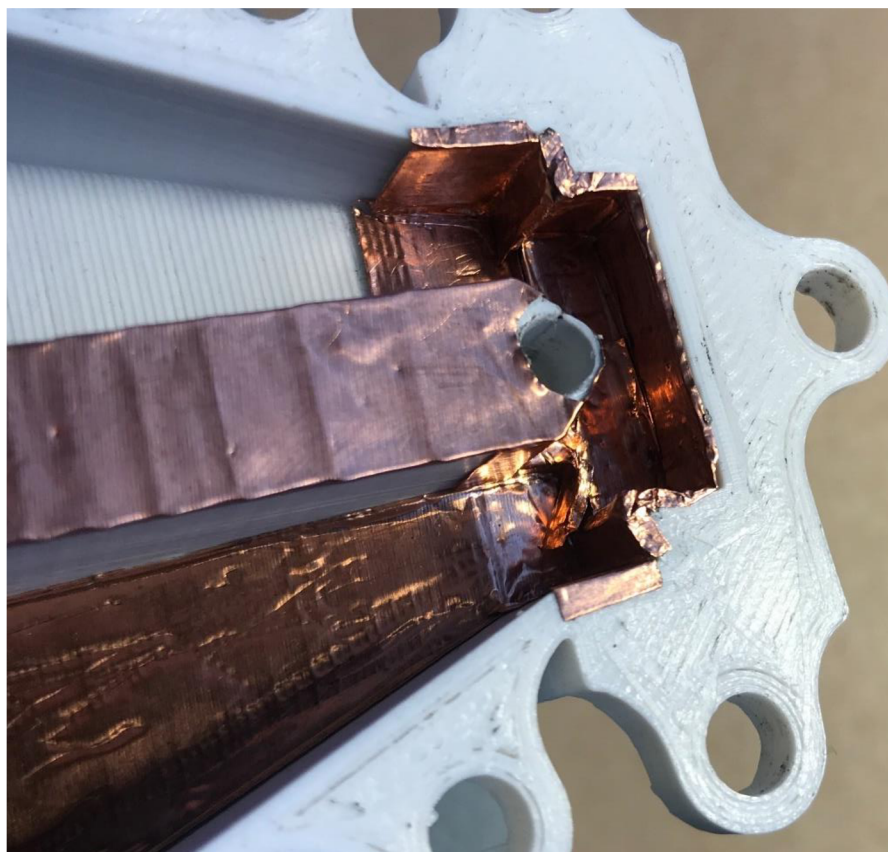
Anténa byla vytištěna z materiálu PLA+, který si zachovává tvar jelikož není příliš ovlivněn tepelnou roztažností.

Byla vyzkoušena metoda galvanického pokovení v roztoku destilované vody kyseliny sírové 38% a síranu měďnatého a zdrojem stejnosměrného napětí 6V. Plastový díl byl nejprve opatřen průmyslově vyráběným postřikem GRAPHIT 33, pro lepší vodivost byl povrch zahřát tepelným šokem na teplotu 90C. I když je grafit v běžném domácích podmínkách na pokovení využíván, nebylo dosaženo touto metodou uspokojivého výsledku. Anténa byla proto pokryta měděnou folií o tloušťce 40 μ m

5.2 Vliv nepřesnosti výroby

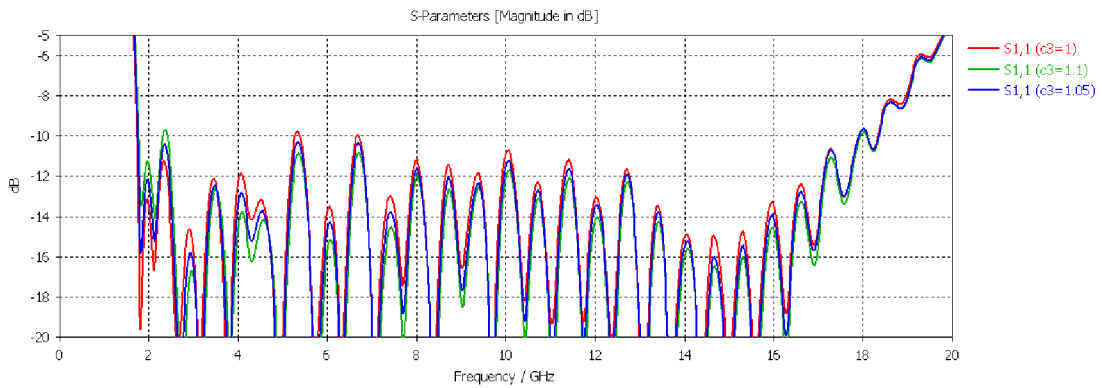
Je třeba zdůraznit že žádná výroba se neobejde bez odchylek, je tedy nutné brát v potaz vliv nepřesností výroby na celkové vlastnosti antény. Některé parametry jsou si svým vlivem nepatrné u jiných i malá odchylka může způsobit významný vliv ve funkčnosti. Při této práci kde jsou antény složeny z vytištěných dílů se musí dbát na přesnost tisku a volby vhodného materiálu, různé materiály mají různé vlastnosti, mezi s tíženými vlastnostmi 3D tisku pro přesnost patří tepelná roztažnost materiálů která může být velice významná při požití materiálu ABS nebo minimální u PLA+. Anténa je složena ze dvou částí což také přináší nepřesnost vlivem podélné mezery přes celou anténu, pro minimalizování vlivu spoje je anténa opatřena šroubovatelnými oky rozloženými rovnoměrně po celé délce antény. Technologie pokovení má také svůj vliv jelikož se jedná o vrstvu která nebyla v simulacích zohledňována. Galvanické pokovení tvoří na svém povrchu velice tenkou vrstvu kovu avšak nevodivý materiál musí

být opatřen vodivou vrstvou která při domácích podmínkách nemusí být nanesená rovnoměrně po celé ploše. Tato technika také zaobljuje hrany kde se usazuje větší množství kovu. Měděná folie je obvykle velice tenká v desítkách μm , tudíž by měl být povrch vyhlazen jelikož folie kopíruje každou nerovnost. Při komplikovaných strukturách může být obtížné folii umístit na určené místo aniž by se zaoblily hrany nebo se folie pokrčila, také hrozí nedostatečná přilnavost lepidla způsobující odchlípnutí folie, tyto nedostatky znázorňuje obrázek (52).



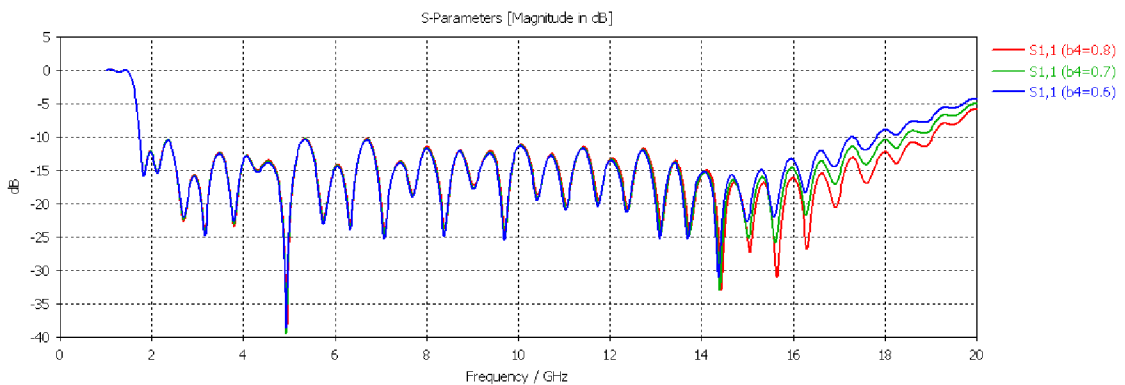
Obrázek 51 : Ukázka nevhodně nalepené měděné folie.

Významným parametrem ovlivňující vlastnosti antény je výška mezery mezi hřebeny. Ze simulací je patrné že i minimální změna rozměrů v desítkách μm může významně ovlivnit impedanční přizpůsobení. Technologie výroby antény rozpůlením v ose mezery hřebenů a následným spojením může neblaze ovlivnit parametry výsledné antény, z toho důvodu byl kladen důraz na těsné spojení oddělených částí. Tato odchylka ovlivňuje S_{11} v téměř celém rozsahu do 17 GHz.



Obrázek 52 : Rozmítání výšky mezery mezi hřebeny.

Ovlivňujícím parametrem může být také pozice koaxiálního budiče. Odchyłka tohoto parametru ovlivňuje převážně horní hranici pásma. Tato chyba může být způsobená za předpokladu že stěna mezi budičem a vnější stěnou hřebene je natolik tenká že znemožní přesný tisk.

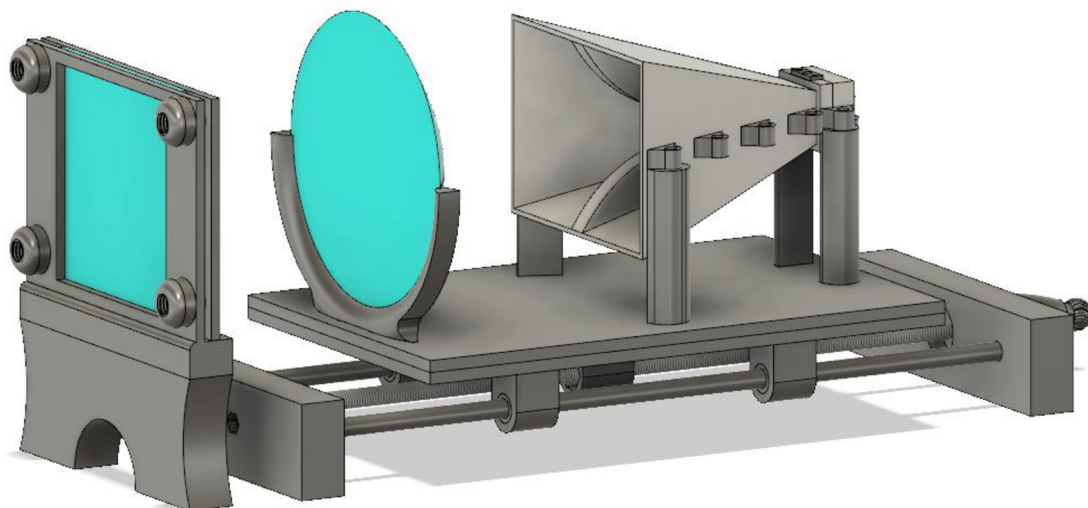


Obrázek 53 : Rozmítání parametru pozice koaxiálního budiče.

5.3 Konstrukce přípravku

Přípravek slouží k umístění vzorku, čočky a antény. Anténa s čočkou je umístěna na samostatné jednotce, která má možnost se pohybovat ve směru vzorku v rozsahu od 0 do 180mm ve vzdálenosti od vzorku. Přesný pohyb jednotky umožňuje závitová tyč M8 se stoupáním 1,25 umístěná uprostřed jednotky uložena ložiskách a vyvedena k otočnému knoflíku. K rovnému vedení jednotky jsou použity dvě hlazené tyče M8, umístěné po stranách jednotky. Vedení jednotky je uchyceno ve dvou kvádrech, v kterých jsou zapuštěna ložiska s označením 608 a kulatiny. K uchycení jednotky s tyčemi slouží 4 kostky opatřené vytištěnými kluznými ložisky z nylonu a jednou kostkou opatřenou prodlouženou maticí M8. Druhá část plošiny byla opatřena držákou pro umístění antény, ve které jsou zapuštěny matky M5 a držák čoček. Spodní část jednotky s vodicími kostkami byly vytištěny zvlášť kvůli kruhovému výřezu pro ložiska, který by byl obtížně

tisknut vertikálně. Vodící kostky byly poté přilepeny k jednotce, rozpuštěným ABS v etanolu, do předem připravených výřezů .



Obrázek 54 : Model přípravku se vzorkem

Držák vzorků je vytištěn z materiálu ABS, je opatřen jedním vyjímatelným dílem který je přišroubován k držáku pomocí 4 tištěných šroubů M10 se stoupáním 1,5 . Držák dovoluje umístění vzorku o rozměrech 100x100mm a tloušťky maximálně 5mm.

Díly přípravku dotýkající se dřevěné desky byly vybaveny tištěným závitem a spojeny vytištěnými šrouby M10 s deskou o délce 100 cm a šířce 30 cm deska je opatřena vytištěnými protiskluzovými nožkami z materiálu TPU.,

Šrouby o rozměru M10 byly vytištěny z nylonu pro vlastnost pevného spoje mezi vrstvami díky tisku za vysoké teploty 255°C, pro zmírnění tření mezi závity byl šroub pokryt jemným grafitem.

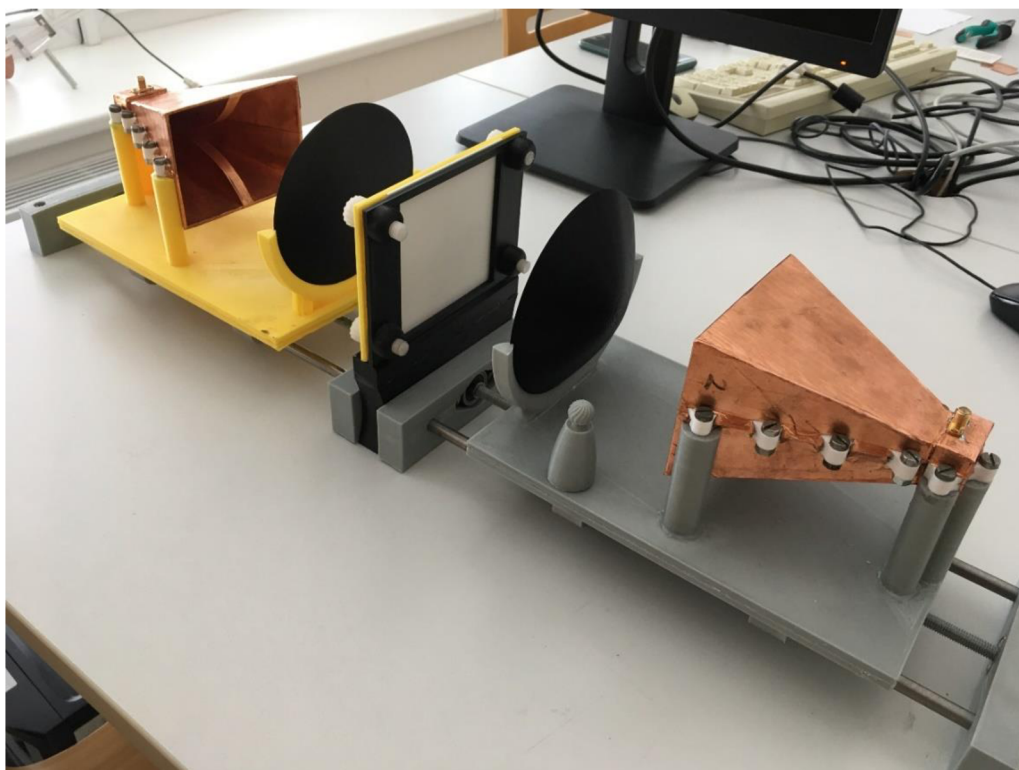
Kluzná ložiska byla vytištěna z materiálu nylon pro vlastnost odolávat tření a nasákavosti olejů, pro zmírnění třetí byly ložiska zevnitř potřena stolním olejem



Obrázek 55 : Ukázka tištěného šroubu a ložiska.

Celkem bylo spotřebováno 1624 g tiskové struny, materiálu ABS značky Gembird bylo spotřebováno 1224g, PLA+ 350g a nylonu 50g

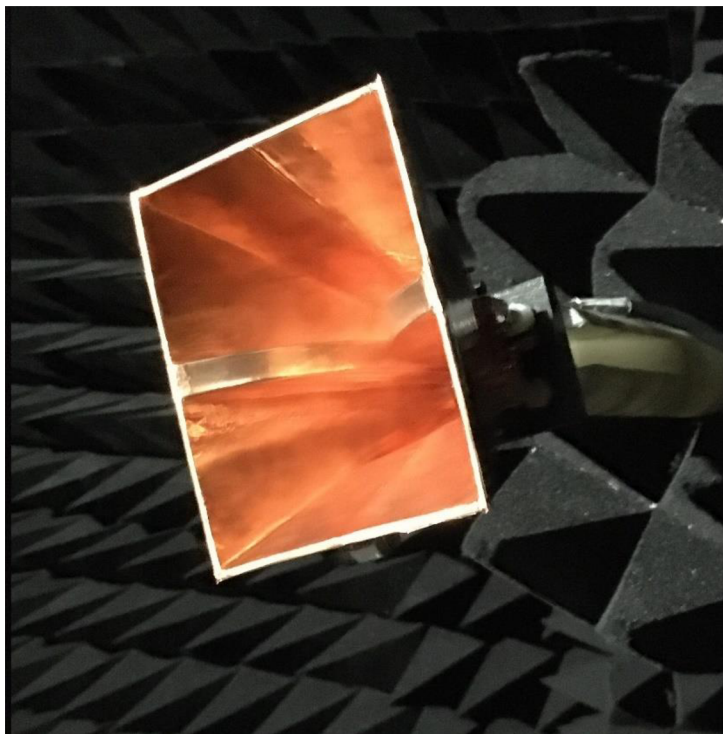
Celková doba tisku činila 176 hod, z toho 72h byl tištěn přípravek, 56h antény, 14h držák vzorků, 11 šrouby a ložiska a 22 hodin čočky



Obrázek 56 : Měřící pracoviště.

6. DOSAŽENÉ VÝSLEDKY

Reálné vlastnosti antény byly zkoumány v laboratoři UREL, kde se změřilo přizpůsobení antény, vyzařovací charakteristiky a zisk.

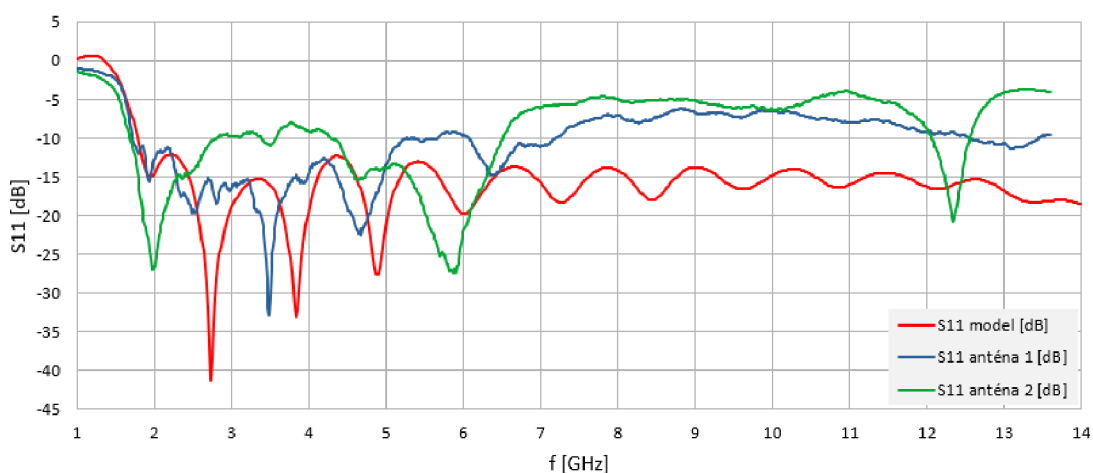


Obrázek 57 : Anténa v bez-odrazové komoře při měření směrových charakteristik.

6.1 ČINITEL ODRAZU

Činitel odrazu byl změřen v pásmu od 1 do 13 GHz.

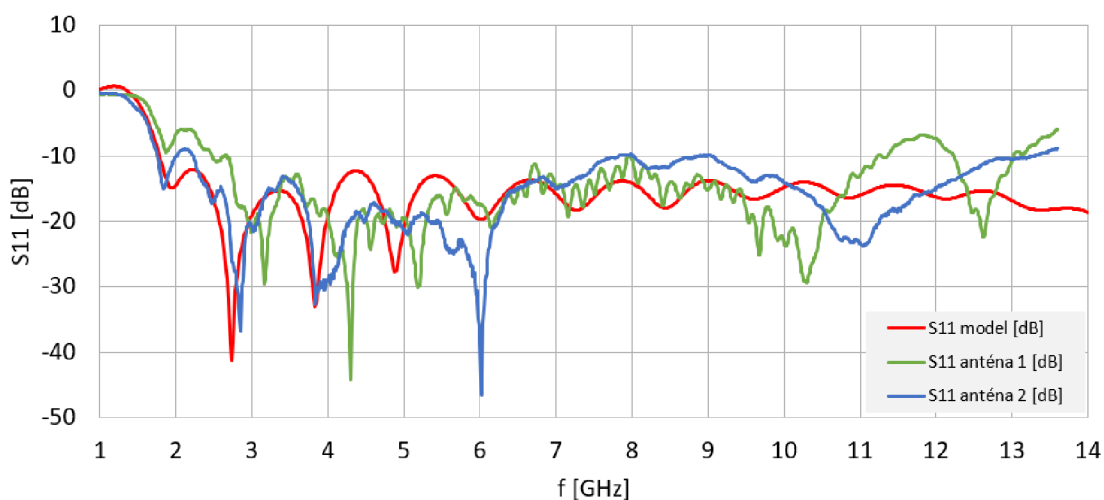
První měření hodnoty činitele odrazu pro obě vyrobené antény je vzdálena od modelu. Tato významná odchylka od modelu a reálné hodnoty byla způsobena nedodržením modelových rozměrů.



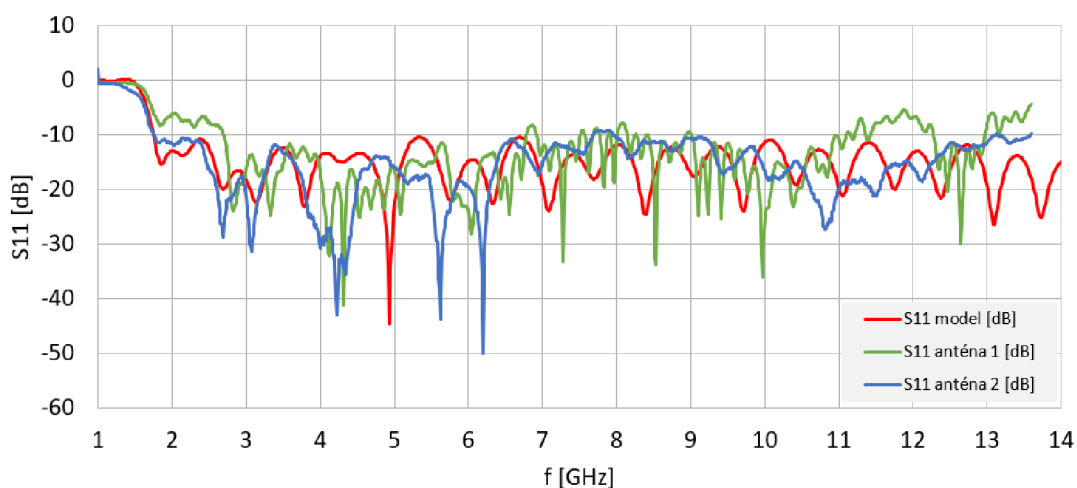
Obrázek 58 : První měření činitele odrazu.

Z prvního měření je patrné že obě antény nesplňují alespoň ve většině měřeného pásma přizpůsobení pod -10 dB. Pozornost byla zaměřena na úpravu nedokonalostí. První měření ukázalo že odchylka od 6 GHz a výše se udržuje ve stále vzdálenosti od činitele odrazu modelu, což dle kapitoly 4.6 (parametry ovlivňující funkci) způsobuje mezera mezi hřebeny. Pomocí párových měrek byla reálná mezera mezi hřebeny s folii změřena na hodnotu 0.85mm a poté upravena na požadovanou rozteč 1,05mm. Dále byla provedena úprava konektoru tak, aby dielektrikum konektoru lícovalo s měděnou folií. Byl také zkrácen střední vodič na délku odpovídající mezeře mezi hřebeny. Měděný váleček byl zapuštěn v protilehlém hřebenu od konektoru a byl z vnitřní i z vnější strany zakryt měděnou folií. Z měřených antén lépe vychází ta pod číslem 2, jenž překročila hranici -10 dB již na frekvenci 1,75 GHz a ve většině zkoumaného pásma se držela pod stanovenou hranicí činitele odrazu, kromě frekvencí 2,05, 8, 9 a 13,2 GHz, kde mírně hranici překročila. Anténa číslo 1 vykazovala na nízkých frekvencích nižší přizpůsobení než anténa číslo 2 ovšem při zkoumané frekvenci 10GHz její činitel odrazu činil -22 dB. Od 11,1 GHz anténa 2 vykazovala vrchol přesahující hranici a poté klesla k hodnotě -21 dB, od 13 GHz je odhadován stoupající trend činitele odrazu.

Také byl zkoumán vliv utažení polovin antény pomocí šroubů. Bylo zjištěno že jen mírné utažení stačí pro správnou funkci antény a není třeba šrouby moc utahovat, jelikož to nemá výrazný vliv na funkci.



Obrázek 59 : Druhé měření činitele odrazu.

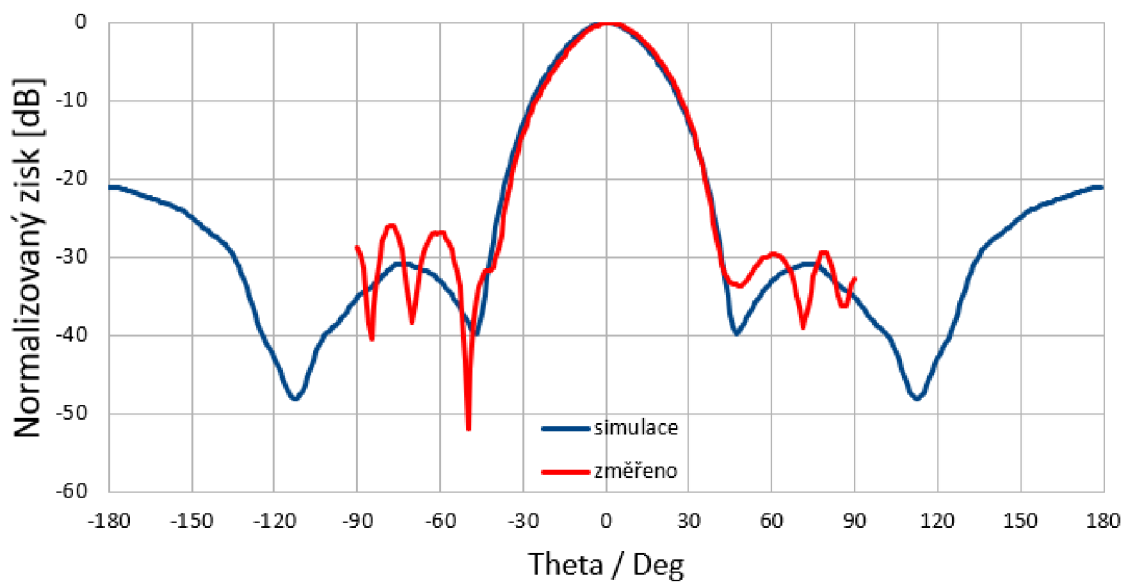


Obrázek 60 : Druhé měření činitele odrazu s čočkou.

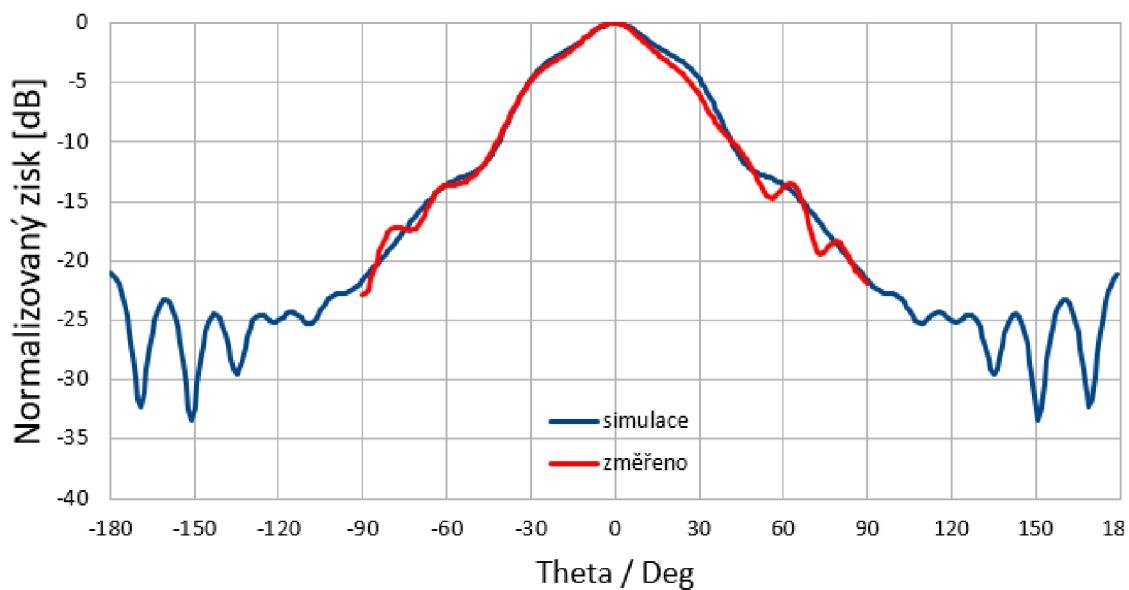
6.2 Směrové charakteristiky a zisk

Směrové charakteristiky antény byly změřeny ve stíněné komoře na ústavu UREL. Bylo zjištěno že reálná anténa nedosahuje parametrů modelu.

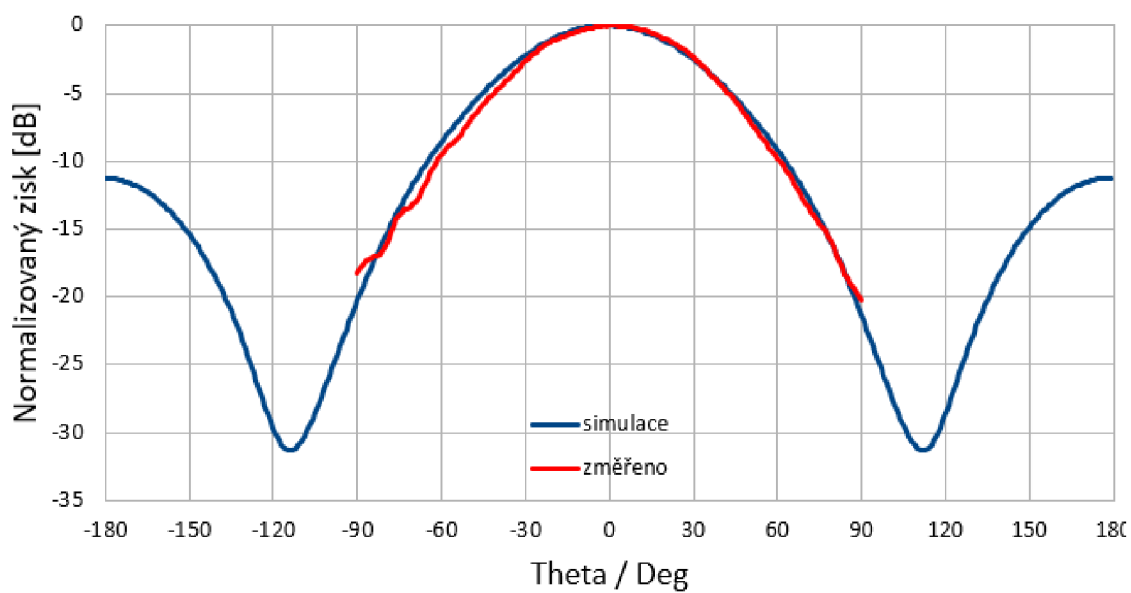
Změřený zisk znázorněný na obrázku (66) se neshoduje s předpokladem ze simulací kde alespoň u antény s čočkou stále stoupal, přičemž zisk na vyšší části pásma klesal. Změřený zisk také vykazuje zvlnění



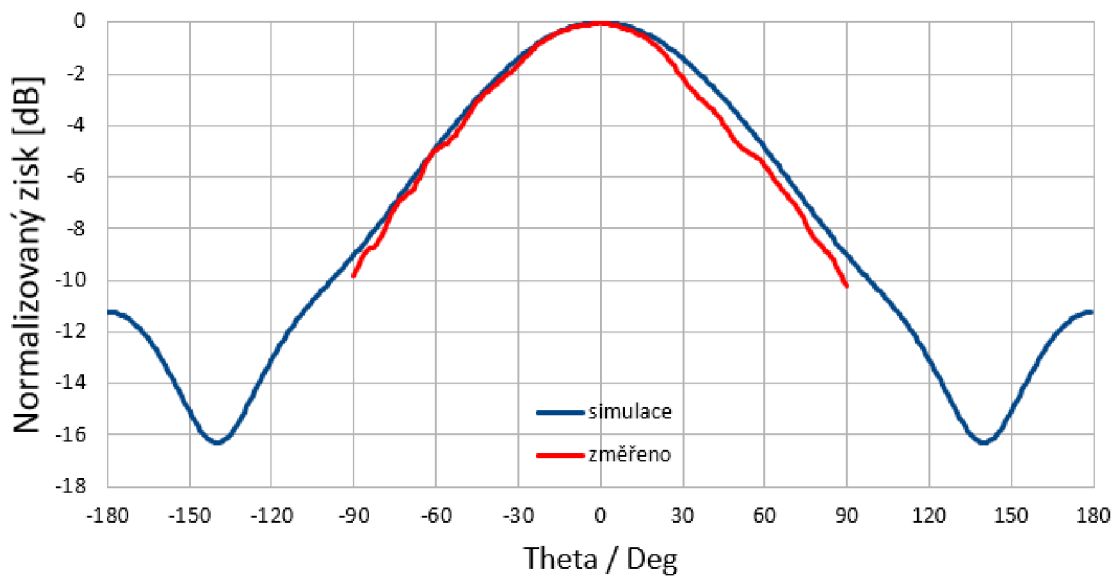
Obrázek 61 : Směrová charakteristika v rovině E pro 10 GHz.



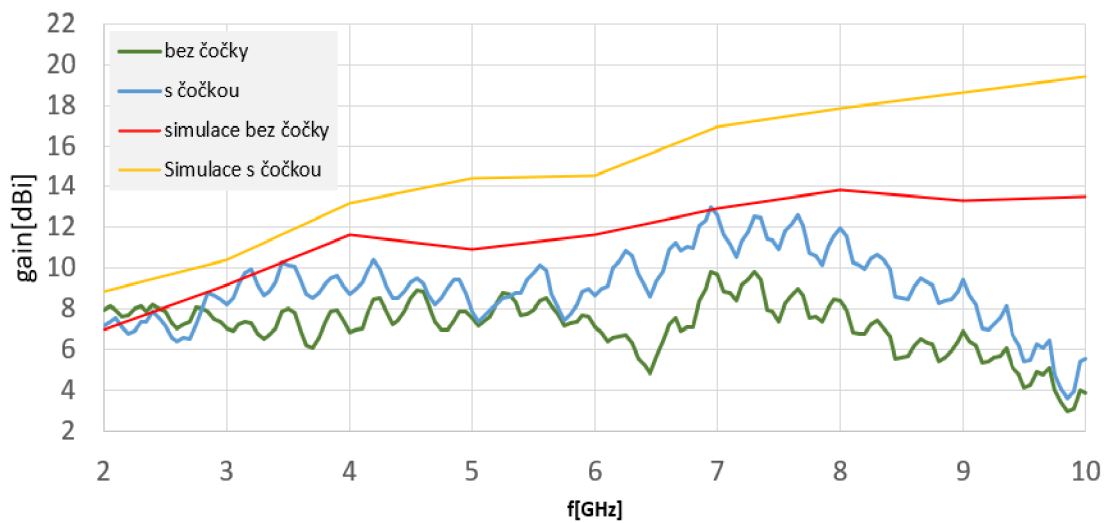
Obrázek 62 : Směrová charakteristika v rovině H pro 10 GHz.



Obrázek 63 : Směrová charakteristika v rovině E pro 2 GHz.



Obrázek 64 : Směrová charakteristika v rovině H pro 2 GHz.

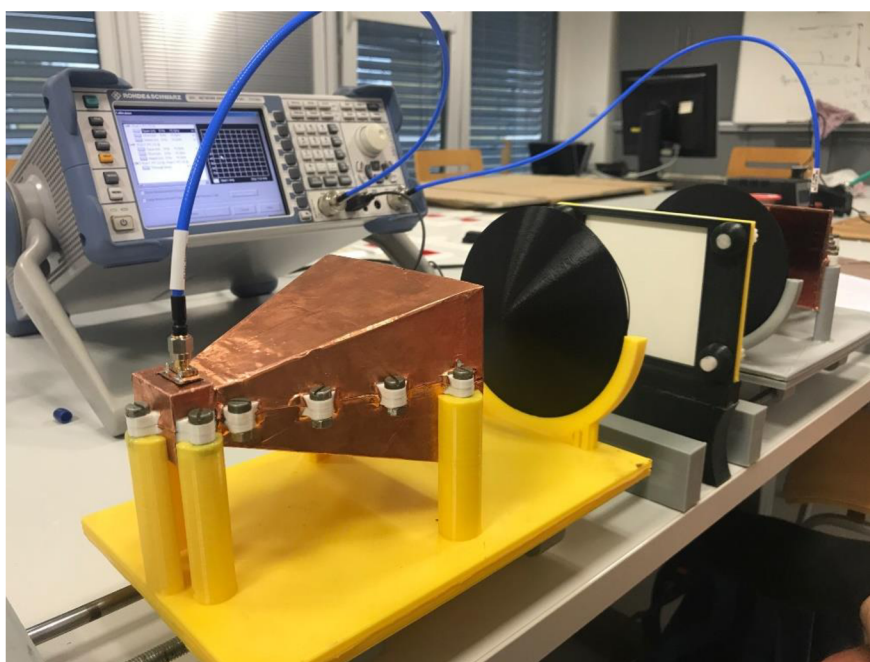


Obrázek 65 : Změřený zisk pro anténu z čočkou a bez ní

Výsledky simulací v této části jsou z prvního měření. Po následné optimalizaci budou výsledky prezentovány během obhajoby.

6.3 Měření permitivity

Měření bylo uskutečněno s vektorovým analyzátozem. Při měření se postupovalo dle článků [18]. Před měřením bylo nutné zkalibrovat koaxiální přípoj k anténám, tak aby byl odstraněn vliv koaxiálního vodiče, což se provede kalibrací při zkratovaném, otevřeném a zátěži impedancí 50Ω . Při použití dvou antén bylo nutné změřit i přívody v propojení. Dále bylo zkalibrováno měřicí pracoviště, kalibrací ve volném prostoru, uvedené na obrázku (65). Kalibrace se skládá ze dvou částí, měření se vzorkem s nalepenou měděnou folií, což vyjadřuje zkrat a měření bez vzorku. Cílem obou kalibrací je odstranit vliv vedení a okolního prostředí, čili přiblížit rovinu měření ke konektoru antény a měřeného vzorku. Pro vyhodnocení parametrů vzorku byly použity vztahy [18]:

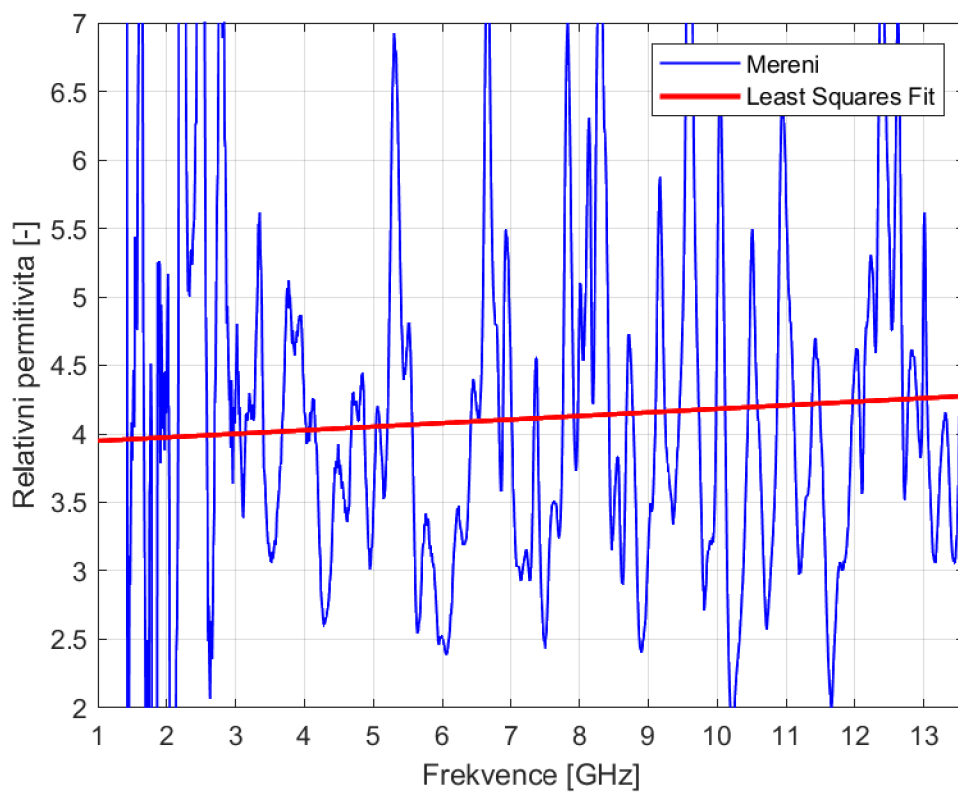


Obrázek 66 : Měřící pracoviště.

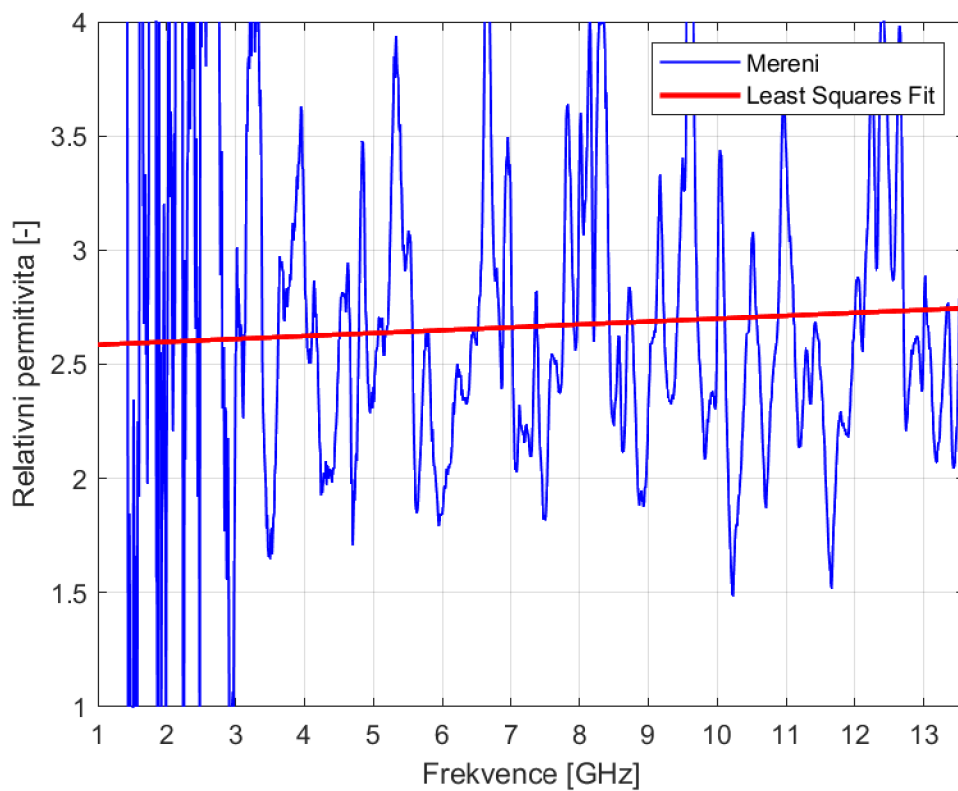
Při měření bylo použito vzorku Rogers Kappa 438 o tloušťce 1,52mm s permitivitou 4,1 a PLA Galaxy Black o tloušťce 1,5mm s neznámou permitivitou, která by měla být blízká hodnotě 2,71 uvedené v [12]. Měděná folie, jenž byla nalepená na vzorek měla tloušťku 0.035mm. Změřené výsledky byly vyhodnoceny na základě NRW algoritmu [18].

Na obrázku (67) je zobrazen modře průběh výsledku pro jednotlivá měření v kroku 10 MHz. Červeně je zobrazena permitivita vypočtena fitováním metodou nejmenších čtverců, polynom prvního stupně. Na obrázku (68) je zobrazena permitivita pro materiál PLA při použití stejných metod jako u materiálu Rogers.

Hodnota permitivity pro materiál Rogers byla stanovena ze středu pásma hodnotou 4,1 a pro materiál PLA galaxy Black hodnotou 2,67.



Obrázek 67 : Vypočtená permitivita vzorku Rogers.



Obrázek 68 : Vypočtená permitivita vzorku PLA.

7. ZÁVĚR

Práce se zabírá tématem charakterizací materiálů ve volném prostoru pomocí přípravku dvou hřebenových trychtýřových antén, dvou směrovacích čoček a měřeného vzorku. Vše umístěné v přípravku. Všechny části měřící pracoviště jsou vytištěné pomocí 3D tiskárny.

Nejprve byla simulována anténa tak aby bylo dosaženo přizpůsobení činitele odrazu pod hodnotu -10 dB, poté byl cíl kladen k vytvoření dostatečné rezervy nutné pro případné odchylky způsobené výrobou či jinými vlivy, čehož bylo dosaženo ve větší části zkoumaného pásma až na 2 a 18 GHz. Bylo aplikováno mnoho úprav antény pro dosažení optimálních vlastností, největší vliv na činitel odrazu byl zaznamenán u změny rozteče mezi hřebeny, posunutím koaxiálního konektoru směrem k dutině a změna profilu hřebene. Z uvažovaných profilů čoček, byla vybrána kvazi-optická díky lepším vlastnostem směřovat výkon záření na vzorek. Před konečným exportem antény byl vymodelován vzorek, o vhodných rozměrech, jenž byl umístěn v místě největšího výkonu za čočkou.

Konečný model antény, čočky a vzorku byl vyexportován ve formátu STEP do programu Fusion 360, kde byl vymodelován přípravek pro uchycení vymodelovaných částí z programu CST Microwave Studio. U přípravku bylo nutné, aby všechny části do sebe přesně zapadaly, bylo uskutečněno mnoho zkoušek přesnosti tisku, pro dosažení co nejlepších výsledků. Podařilo se vyrobit konstrukci přípravku jež dovoluje přesný pohyb jednotky. Při návrhu přípravku byla uvažována snadná demontáž čočky, která je jen zasunutá v držáku čočky, anténa je přichycena pomocí 5 šroubu v přípravku vybaveném matkami. Prvně bylo uvažováno že budou šrouby spojující anténu a závity v plošině tištěné, ovšem od toho záměru se opustilo, jelikož při tak malých rozměrech tištěných dílů hrozí jejich zalomení, v případě zalomeného šroubu v závitu plošiny, by nebylo možné zalomený díl vyndat, což by vedlo k výměně celé plošiny.

Pro výtisk antény bylo spotřebováno překvapivě mnoho materiálu na podporu, jelikož byl kladen co důraz na přesnost horních vrstev, které tvořily doléhací plochu spojených antén. Anténa byla tištěna s výškou vrstvy 0.15mm, což bylo optimální pro dosažení potřebné kvality a délky trvání tisku. Po předchozích úvahách bylo rozhodnuto použít kovových šroubů a matek pro spojení půlek antény. Při pokusech s galvanickým pokovení se nepodařilo nanést vrstvu mědi na povrch s naneseným grafitem, předpokládaný důvod nefunkčnosti byla příliš malá vodivost naneseného povlaku. Pro pokovení antény byla využita měděná folie, jenž má výhodu že má z jedné strany nanesené lepidlo, které i přes svoji funkci uchovává vodivost i mezi splenými částmi. Nalepení všech částí folie bylo časově náročné, nejprve bylo nutné promyslet pořadí nalepených folií tak aby nedocházelo k překrývání několika vrstev před sebe což by mělo převážně neblahý vliv v dutině a vlnovodu. Rozměry jednotlivých částí antény byly měřeny a vystřiženy jejich profil na papíře, pro ověření umístění folie.

Anténa s přípravkem byla změřena ve stíněné komoře, zjišťovaly se reálné parametry činitele odrazu, vyzařovacích charakteristik a zisku. První měření nedopadlo příliš dobře, činitel odrazu ve většině pásma nedosahoval hodnoty pod -10 dB. Výsledné grafy přenosu S21, ač vychází tvarově dle simulací jsou výrazně utlumeny. Zisk byl měřen pro anténu s čočkou i bez. Změřený zisk se výrazně liší od hodnot ze simulací, kde trend zisku byl stále stoupající, přičemž změřený zisk od 7 GHz klesá. Změřený zisk je také výrazně zvlněný. Při druhém měření byl změřen činitel odrazu, dle možností vektorového analyzátoru od 1 do 13 GHz. Po nutných úpravách antény bylo dosaženo lepších výsledků činitele odrazu, kdy se přiblížil k hodnotám ze simulace.

Před měřením permitivity byla provedena nutná kalibrace měřícího pracoviště a nastavení vzdálenosti přípravků od vzorku. Pro zkušební měření byly zvoleny dva vzorky, Rogers a PLA Galaxy Black, které splňovaly rozměry dané držákem vzorků. Samotné měření vzorků nebylo nikterak časově náročné až na kalibraci pracoviště, která se skládala ze 7 kroků. Získané data z každé dílčí části měření byly vyhodnoceny dle statistických operací a vypočtená hodnota permitivity se téměř shodovala s reálnou hodnotou vzorku.

LITERATURA

- [1] LACIK, J, MVT 3 - Měření elektrických vlastností materiálů v mikrovlnném pásmu - laboratorní úloha.[cit. 2020-12-12].
- [2] KRUPKA, Jerzy. Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies. Measurement Science and Technology [online]. 2006, 17(6), R55-R70 [cit. 2021-5-24]. ISSN 0957-0233. Dostupné z: doi:10.1088/0957-0233/17/6/R01
- [3] HAJISAEID, E., DERICIOGLU, A. F., AKYURTLU, A. All 3-D Printed Free-Space Setup for Microwave Dielectric Characterization of Materials. In: IEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 67, no. 8, 2018.
- [4] LIU, Jianhua, Yonggang ZHOU a Jun ZHU. RESEARCH AND DESIGN OF QUADRUPLE-RIDGED HORN ANTENNA [online]. China, 2012 [cit. 2020-12-12]. Dostupné z: https://pdfs.semanticscholar.org/7925/7b611d8ce7a18bfd7878477a5e4b4ad427de.pdf?_ga=2.167345086.1653853208.1607765512-1100307254.1603734072
- [5] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: přednášky. Vyd. 2., dopl. Brno: Vysoké učení technické, 2002. ISBN 80-214-2222-x.
- [6] OKTAFIANI, Folin, Efrina Yanti HAMID a Achmad MUNIR. Performance Evaluation of Quad-Ridged Horn Antenna in Variation of Its Ridge Profile. In: TENCON 2019 - 2019 IEEE Region 10 Conference (TENCON) [online]. IEEE, 2019, 2019, s. 214-217 [cit. 2021-5-24]. ISBN 978-1-7281-1895-6. Dostupné z: doi:10.1109/TENCON.2019.8929577
- [7] GENC, Abdullah, Ibrahim Bahadir BASYIGIT, Tuna GOKSU a Selcuk HELHEL. The comparison of the characteristics of the double-ridged horn antennas depending the geometry of ridge profiles for wideband application. In: 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS) [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 1553-1557 [cit. 2021-5-24]. ISBN 978-1-5090-6269-0. Dostupné z: doi:10.1109/PIERS.2017.8261994
- [8] MILLIGAN, Thomas A. Modern Antenna Design [online]. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2005 [cit. 2021-5-25]. ISBN 9780471720614. Dostupné z: doi:10.1002/0471720615
- [9] KURIYAMA, Akira, Hideyuki NAGAISHI, Hiroshi KURODA a Kazuaki TAKANO. A high efficiency antenna with horn and lens for 77 GHz automotive long range radar. In: 2016 46th European Microwave Conference (EuMC) [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 1525-1528 [cit. 2021-5-24]. ISBN 978-2-87487-043-9. Dostupné z: doi:10.1109/EuMC.2016.7824646
- [10] DIPAOLA, Matthew. 3D Printing in Orthopaedic Surgery [online]. 1. Elsevier, 29th November 2018n. l. [cit. 2020-12-10]. ISBN 9780323581196. Dostupné z: <https://www.sciencedirect.com/book/9780323581189/3d-printing-inorthopaedic-surgery#book-info>

- [11] DUP 3D Printing Method. *DruckWege 3D Printing* [online]. [cit. 2020-12-12]. Dostupné z: <https://druckwege.de/en/direct-uv-printing>
- [12] ZECHMEISTER, Jaroslav a Jaroslav LACIK. Complex Relative Permittivity Measurement of Selected 3D-Printed Materials up to 10 GHz. In: 2019 Conference on Microwave Techniques (COMITE) [online]. IEEE, 2019, 2019, s. 1-4 [cit. 2021-5-25]. ISBN 978-1-5386-9337-7. Dostupné z: doi:10.1109/COMITE.2019.8733590
- [13] DEFFENBAUGH, Paul I., Raymond C. RUMPF a Kenneth H. CHURCH. Broadband Microwave Frequency Characterization of 3-D Printed Materials. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* [online]. 2013, 3(12), 2147-2155 [cit. 2021-5-25]. ISSN 2156-3950. Dostupné z: doi:10.1109/TCPMT.2013.2273306
- [14] LAZARUS, Nathan a Harvey H. TSANG. 3-D Printing Structural Electronics With Conductive Filaments. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* [online]. 2020, 10(12), 1965-1972 [cit. 2021-5-25]. ISSN 2156-3950. Dostupné z: doi:10.1109/TCPMT.2020.3038563
- [15] POVRCHÁŘI. Povrchové úpravy. *Povrcháři* [online]. 2009, roč. 9, [cit. 2016-12-19]. Dostupné z: http://www.povrchari.cz/kestazeni/200909_povrchari.pdf
- [16] WANG, Chao, En LI, Yunpeng ZHANG a Gaofeng GUO. Ridged Horn Antenna With Adjustable Metallic Grid Sidewalls and Cross-Shaped Back Cavity. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* [online]. 2016, 15, 1221-1225 [cit. 2021-5-25]. ISSN 1536-1225. Dostupné z: doi:10.1109/LAWP.2015.2502578
- [17] MEHRDADIAN, Ali, Hojjatollah FALLAHI, Mohsen KABOLI a Seyyed Abdollah MIRTAHERI. Design and implementation of 0.7 to 7 GHz broadband double-ridged horn antenna. In: 7th International Symposium on Telecommunications (IST'2014) [online]. IEEE, 2014, 2014, s. 250-255 [cit. 2021-5-25]. ISBN 978-1-4799-5359-2. Dostupné z: doi:10.1109/ISTEL.2014.7000707
- [18] GONÇALVES, Fábio, Alfred PINTO, Renato MESQUITA, Elson SILVA a Adriana BRANCACCIO. Free-Space Materials Characterization by Reflection and Transmission Measurements using Frequency-by-Frequency and Multi-Frequency Algorithms. *Electronics* [online]. 2018, 7(10) [cit. 2021-5-26]. ISSN 2079-9292. Dostupné z: doi:10.3390/electronics7100260
- [19] RF CONNECTOR, SMA STR PANEL RECEPT JAKC: RF2-156-T-00-50-G. ADAM TECH. 2016. Dostupné také z: <https://www.tme.eu/Document/762ad9b29132dfbcc77997f5426fdc28/RF2-156-T-00-50-G.pdf>