

# 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

## TRYCHTÝŘOVÁ ANTÉNA S POTLAČENÝMI BOČNÍMI LALOKY

HORN ANTENNA WITH SUPPRESSED SIDE-LOBE RADIATION

DIPLOMOVÁ PRÁCE MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE AUTHOR Bc. Petr Kaděra

VEDOUCÍ PRÁCE SUPERVISOR

Ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.

**BRNO 2018** 



VYSOKÉ UČENÍ FAKULTA ELEKTROTECHNIKY TECHNICKÉ A KOMUNIKAČNÍCH C V BRNĚ TECHNOLOGIÍ

### Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor Elektronika a sdělovací technika Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Petr Kaděra Ročník: 2 *ID:* 164303 *Akademický rok:* 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

#### Trychtýřová anténa s potlačenými bočními laloky

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Podrobně se seznamte s různými metodami používanými pro potlačení bočních laloků trychtýřových antén. Vše stručně sepište. Navrhněte a modelujte trychtýřovou anténu pomocí elektromagnetického simulátoru. Zaměřte se na maximální potlačení bočních laloků navržené trychtýřové antény pomocí vybrané metody. Interpretujte dosažené výsledky.

Navrženou anténu vyrobte a změřte její vlastnosti. Diskutujte dosažené výsledky s výsledky získanými modelováním antény na počítači.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] QI, M.Q., et al. Suppressing side-lobe radiations of horn antenna by loading metamaterial lens. Scientific Reports. 2015, vol. 5. ISSN 2045-2322.

[2] AL-NUAIMI, M.K.T., et al. Design of high-directivity compact-size conical horn lens antenna. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2014, vol. 13, s. 467-470. ISSN 1536-1225.

Termín zadání: 5. 2. 2018

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.

Termín odevzdání: 17. 5. 2018

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D. předseda oborové rady



#### UPOZORNĚNÍ:

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

## ABSTRAKT

Tato diplomová práce je zaměřena na způsoby možné realizace směrové trychtýřové antény s potlačenými bočními laloky v kmitočtových pásmech 71-76 GHz a 81-86 GHz. V práci je provedena rešerše možných metod řešení včetně srovnání jejich parametrů, zhodnocení kladů a záporů jednotlivých řešení. Mimo dané technické požadavky zadání byl kladen důraz také na výrobní možnosti a cenovou dostupnost materiálů použitelných pro danou anténu. Hlavní část práce je věnována kónické trychtýřové anténě zatížené hyperbolickou dielektrickou čočkou dále pak možnosti využití antény s plochou čočkou na bázi vysílacího pole a také antény s integrovanou eliptickou čočkou. Následující část práce se zabývá možnostmi charakterizace vlastností dielektrického materiálu čočky.

## KLÍČOVÁ SLOVA

Trychtýřová anténa, E pásmo, milimetrové vlny, potlačení bočních laloků, korekce fáze, dielektrická čočka, vysílací pole, integrovaná čočka.

## ABSTRACT

This master's thesis is focused on the ways of possible realisation of the directive horn antenna with suppressed side lobes in the frequency bands 71-76 GHz and 81-86 GHz. In this thesis a detailed research of the feasible options including parameters comparison and assessment of pros and cons of the particular solutions has been performed. Among the specified technical requirements, the emphasis has been placed on the manufacturing options and low cost availability of the materials applicable for the given antenna. The main part of the thesis deals with the conical horn antenna loaded with a hyperbolic dielectric lens, further the antenna with flat dielectric lens based on a transmitarray and also the integrated elliptical lens antenna. The following part of the thesis deals with the possibilities of characterizing the properties of the dielectric material of the lens.

## **KEYWORDS**

Horn antenna, E-band, mmWave, side lobe suppression, phase correction, dielectric lens, transmit-array, integrated lens.

KADĚRA, P. *Trychtýřová anténa s potlačenými bočními laloky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2018. 80 s., 7 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Trychtýřová anténa s potlačenými bočními laloky jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Tomášovi Mikuláškovi, Ph.D. za rady ohledně modelování struktur, poskytnutí výpočetního aparátu a za praktické rady využitelné při zpracování mé diplomové práce. Dále děkuji panu Ing. Jiřímu Hruškovi, Zbyňkovi Řádkovi a celému týmu firmy RACOM s.r.o. za zprostředkování výroby antény včetně dodání vhodných materiálů a také doc. Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D. za odbornou pomoc při charakterizaci materiálu.



Faculty of Electrical Engineering and Communication

Brno University of Technology Technicka 12, CZ-61600 Brno, Czech Republic

http://www.six.feec.vutbr.cz

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072 **Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)** operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

## **OBSAH**

| Se | znam obrá          | ázků | I   | viii |
|----|--------------------|------|---|------|
| Se | znam tabu          | ılek |   | ix   |
| Ú  | vod                |      |   | 1    |
| 1  | Trychtýřové antény |      |   | 1    |
|    | 1.1                | Zá   | kladní charakteristika                                      | 2    |
|    | 1.2                | Ту   | py trychtýřových antén                                      | 4    |
|    | 1.3                | Me   | etoy potlačení bočních laloků                               | 5    |
|    | 1.3                | 5.1  | Použití absorbérů   | 5    |
|    | 1.3                | 5.2  | Využití vybuzení více módů                                  | 6    |
|    | 1.3                | 3.3  | Využití zvlněné hřebenové struktury                         | 8    |
|    | 1.3                | 5.4  | Použití dielektrických čoček                                | 10   |
|    | 1.3                | 5.5  | Přizpůsobení apertury antény                                | 11   |
|    | 1.3                | 6.6  | Využití metamateriálů                                       | 12   |
|    | 1.4                | Te   | oretický návrh standardních antén                           | 13   |
|    | 1.4                | .1   | Standardní pyramidální trychtýřová anténa                   | 13   |
|    | 1.4                | .2   | Standardní kónická trychtýřová anténa                       | 15   |
| 2  | Návrh a            | simı | ulace antén   | 16   |
|    | 2.1                | Sta  | andardní pyramidální trychtýřová anténa                     | 16   |
|    | 2.2                | Sta  | andardní kónická trychtýřová anténa                         | 18   |
|    | 2.3                | Kć   | onická trychtýřová anténa s dielektrickou čočkou            | 19   |
|    | 2.3                | 8.1  | Návrh antény  | 19   |
|    | 2.3                | 5.2  | Návrh dielektrické čočky                                    | 23   |
|    | 2.3                | 3.3  | Návrh ploché čočky na bázi vysílacího pole (transmit-array) | 27   |
|    | 2.4                | Ar   | nténa s integrovanou dielektrickou čočkou                   | 32   |
|    | 2.5                | Sh   | rnutí   | 37   |
| 3  | Paramet            | rick | á analýza   | 38   |
|    | 3.1                | Up   | oravený tvar dielektrické čočky                             | 38   |
|    | 3.2                | Ar   | alýza poměru L/D  | 39   |

|   | 3.3      | An    | nalýza průměru čočky                                     | 41     |
|---|----------|-------|--|--------|
|   | 3.4      | Ná    | vrh a analýza vlivu budícího vlnovodu                    | 41     |
|   | 3.4      | 4.1   | Návrh vlnovodu s plynulým přechodem                      | 41     |
|   | 3.4      | 1.2   | Návrh vlnovodu se schodovitým přechodem                  |        |
| 4 | Výrobní  | citli | vostní analýza   | 46     |
|   | 4.1      | Cit   | tlivostní analýza tvaru, vlastností a umístění čočky     | 46     |
|   | 4.1      | 1.1   | Zvlnění profilu čočky                                    | 46     |
|   | 4.1      | .2    | Změna permitivity materiálu                              | 47     |
|   | 4.1      | .3    | Posun čočky v hlavní ose                                 |        |
|   | 4.2      | An    | nalýza vlivu konečné vodivosti a drsnosti povrchu        |        |
|   | 4.3      | An    | nalýza vlivu mechanických nepřesností                    |        |
|   | 4.3      | 3.1   | Symetrická kruhová nehomogenita                          |        |
|   | 4.3      | 3.2   | Nesymetrická eliptická nehomogenita                      | 51     |
|   | 4.3      | 3.3   | Prodloužení dielektrické čočky                           |        |
|   | 4.3      | 3.4   | Mezera dosedu ploch                                      |        |
|   | 4.4      | An    | nalýza vlivu dielektrického materiálu                    |        |
|   | 4.5      | Fir   | nální model trychtýřové antény                           | 55     |
|   | 4.6      | Ch    | arakterizace dielektrických vlastností materiálů         | 59     |
|   | 4.6      | 5.1   | Základní parametry                                       | 59     |
|   | 4.6      | 5.2   | Metoda otevřené koaxiální sondy                          | 60     |
|   | 4.6      | 5.3   | Metoda volného prostoru                                  | 60     |
|   | 4.6.4    |       | Metoda dutinového rezonátoru                             | 61     |
|   | 4.6      | 5.5   | Metoda mikropáskového vedení                             | 63     |
|   | 4.6      | 5.6   | Metoda otevřeného obdélníkového vlnovodu                 | 64     |
|   | 4.6      | 5.7   | Metoda průchozího obdélníkového vlnovodu                 | 66     |
| 5 | Výroba a | a mě  | ření   | 69     |
|   | 5.1      | Vý    | roba antény  | 69     |
|   | 5.2      | Mě    | ěření parametrů antény                                   | 70     |
|   | 5.2      | 2.1   | Měření impedančního přizpůsobení a směrové charakteristi | iky 70 |

| 6  | Závěr       |   | 74 |
|----|-------------|---|----|
| Li | teratura    |   | 76 |
| Se | znam sym    | ıbolů, veličin a zkratek                            | 80 |
| A  | Výpočet     | ní skripty  | 81 |
|    | A.1         | Rozměry standardní pyramiální trychtýřové antény    |    |
|    | A.2         | Rozložení a korekce fáze na apertuře kónické antény |    |
|    | A.3         | Fázový posun dielektrické buňky – výpočet, simulace |    |
|    | A.4         | Rozměry antény s integrovanou čočkou – výpočet      |    |
| B  | Rozměr      | y finální verze antény                              | 84 |
|    | <b>B</b> .1 | Trychtýře   |    |
|    | B.2         | Čočka   |    |
|    | B.3         | Vlnovodový přechod                                  |    |
| С  | Směrov      | é charakteristiky antény                            | 86 |

# SEZNAM OBRÁZKŮ

| Obrázek 1.1  | Základní struktura a boční řez trychtýřové antény [4]2   |
|--------------|--|
| Obrázek 1.2  | Obecná směrová charakteristika a demonstrace postranních laloků [4]3   |
| Obrázek 1.3  | Znázornění difrakce EM vln na okrajích apertury antény3  |
| Obrázek 1.4  | Příklady typů trychtýřových antén $(a - kónická, b - výsečová, c - pyramidální, d - hřebenově zvlněná, e - dielektricky zatížená, f - s čočkou) [2]$ |
| Obrázek 1.5  | Trychtýřová anténa s grafitovou vrstvou ( $L = 2,3 \lambda$ ) v rovině E a rozložení elektrického pole na apertuře, $f = 10$ GHz [6]                 |
| Obrázek 1.6  | Srovnání zisku trychtýřové antény s/bez (čárkovaná/plná čára) grafitové vrstvy v rovině E a H [6]  |
| Obrázek 1.7  | Dvou módová obdélníková anténa s vybuzením módů $TE_{10}$ a $TE_{12}/TM_{12}$ [2]7   |
| Obrázek 1.8  | Rozložení módů TE <sub>11</sub> a TM <sub>11</sub> [7][8]7   |
| Obrázek 1.9  | Řez strukturou dvou módové kónické antény [7]7   |
| Obrázek 1.10 | Příklad antény se zvlněnou hřebenovou strukturou [5]   |
| Obrázek 1.11 | Způsoby provedení vnitřní hřebenové struktury trychtýře [8]9   |
| Obrázek 1.12 | Srovnání dosažitelných úrovní bočních laloků pro vybrané profily trychtýře, $f = 94$ GHz, $G_r \approx 22$ dBi [13]9                                 |
| Obrázek 1.13 | Tvary čoček (a – hyperbolický, b – zónovaný, c – dvojitě hyperbolický)<br>[2]10  |
| Obrázek 1.14 | Model a výsledná realizace trychtýřové antény s plochou čočkou [14][15].<br>   |
| Obrázek 1.15 | Způsoby korekce fáze na apertuře pomocí ploché čočky [14] 11   |
| Obrázek 1.16 | Příklad využití techniky přizpůsobení apertury antény [19]11   |
| Obrázek 1.17 | Struktura antény s metamateriálovou čočkou [21] 12   |
| Obrázek 1.18 | Parametry antény s metamateriálovou čočkou (rozložení intenzity E pole, změřené směrové charakteristiky v rovině E a v rovině H) [21]12              |
| Obrázek 1.19 | Parametry modelu pyramidální trychtýřové antény [4]13  |
| Obrázek 2.1  | Simulační model standardní pyramidální antény16  |
| Obrázek 2.2  | Činitel odrazu na vstupu standardní pyramidální antény16   |
| Obrázek 2.3  | Realizovaný zisk standardní pyramidální antény v rovině E17  |
| Obrázek 2.4  | Realizovaný zisk standardní pyramidální antény v rovině H 17   |

| vrázek 2.5 Simulační model standardní kónické antény   | brázek 2.5  |
|--|-------------|
| vrázek 2.6 Realizovaný zisk standardní kónické antény v rovině E 18  | brázek 2.6  |
| vrázek 2.7 Realizovaný zisk standardní kónické antény v rovině H 18  | brázek 2.7  |
| vrázek 2.8 Model výchozí antény pro dielektrickou čočku  | brázek 2.8  |
| prázek 2.9 Rozložení fáze výchozí antény pro dielektrickou čočku – a) na apertuře<br>b) ve vzdálené oblasti – 2D, $f = 79$ GHz21                         | brázek 2.9  |
| prázek 2.10 Rozložení fáze podél apertury u výchozí antény pro dielektrickou čočku (poloha $x = 0$ mm, $z = 230$ mm)                                     | brázek 2.10 |
| rázek 2.11 Realizovaný zisk výchozí antény pro dielektrickou čočku v rovině E21  | brázek 2.11 |
| vrázek 2.12 Realizovaný zisk výchozí antény pro dielektrickou čočku v rovině H 22  | brázek 2.12 |
| rázek 2.13 Činitel odrazu na vstupu výchozí antény pro dielektrickou čočku 22  | brázek 2.13 |
| vrázek 2.14 Znázornění hyperbolického profilu dielektrické čočky [24]  | brázek 2.14 |
| rázek 2.15 Model antény a výsledný profil hyperbolické čočky24   | brázek 2.15 |
| prázek 2.16 Rozložení fáze antény s hyperbolickou čočkou – a) na apertuře, b) ve vzdálené oblasti – 2D, $f = 79$ GHz                                     | brázek 2.16 |
| prázek 2.17 Rozložení fáze na apertuře trychtýřové antény s hyperbolickou čočkou (poloha $x = 0$ mm, $z = 230$ mm)                                       | brázek 2.17 |
| vrázek 2.18 Zisk antény s hyperbolickou čočkou v rovině E – detail   | brázek 2.18 |
| rázek 2.19 Zisk antény s hyperbolickou čočkou v rovině H – detail  | brázek 2.19 |
| vrázek 2.20 Parametry antény s hyperbolickou čočkou25  | brázek 2.20 |
| prázek 2.21 Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI EN 302 214-4, třída 2 a 3, směrové charakteristiky antény s hyperbolickou čočkou v rovině E i H | brázek 2.21 |
| vrázek 2.22 Vstupní činitel odrazu antény s hyperbolickou čočkou   | brázek 2.22 |
| vrázek 2.23 Potřebná korekce fáze na výchozí trychtýřové anténě  | brázek 2.23 |
| prázek 2.24 Průběh fáze pro buňku ( $t = 18$ mm, rozměry 2,32 x 2,32 mm, $\varepsilon r = 2,1$ )   | brázek 2.24 |
| vrázek 2.25 Konfigurace buňky vysílacího pole pro simulaci   | brázek 2.25 |
| vrázek 2.26 Závislost změny fáze buňky na průměru díry   | brázek 2.26 |
| prázek 2.27 Optimalizovaný model antény s vysílacím polem  | brázek 2.27 |
| prázek 2.28 Rozložení fáze antény s vysílacím polem – a) na apertuře, b) ve vzdálené oblasti – 2D, $f = 79$ GHz  | brázek 2.28 |
| prázek 2.29 Rozložení fáze na apertuře antény s vysílacím polem (poloha $x = 0 \text{ mm}$<br>z = 272  mm)   | brázek 2.29 |
| vrázek 2.30 Zisk antény s vysílacím polem v rovině E – detail  | brázek 2.30 |
| prázek 2.31 Zisk antény s vysílacím polem v rovině H – detail  | brázek 2.31 |

| Obrázek 2.32 | Parametry antény s vysílacím polem   |
|--------------|--|
| Obrázek 2.33 | Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI EN 302 214-4, třída 2 a 3, směrové charakteristiky antény s vysílacím polem v rovině E i H 31           |
| Obrázek 2.34 | Vstupní činitel odrazu antény s vysílacím polem  |
| Obrázek 2.35 | Znázornění struktury antény s integrovanou čočkou [31]   |
| Obrázek 2.36 | Simulační model antény s integrovanou čočkou   |
| Obrázek 2.37 | Rozložení fáze antény s integrovanou čočkou – a) na konci absorbéru, b) ve vzdálené oblasti – 2D, $f = 76$ GHz                                       |
| Obrázek 2.38 | Rozložení fáze antény s integrovanou čočkou na rovině konce absorbéru, konce čočky a ve vzdálené oblasti (polohy $x = 0$ mm, $y = 88$ ; 207; 295 mm) |
| Obrázek 2.39 | Zisk antény s integrovanou čočkou v rovině E – detail35  |
| Obrázek 2.40 | Zisk antény s integrovanou čočkou v rovině H – detail 35   |
| Obrázek 2.41 | Parametry antény s integrovanou čočkou   |
| Obrázek 2.42 | Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI EN 302 214-4, třída 2 a 3, směrové charakteristiky antény s integrovanou čočkou v rovině E i H          |
| Obrázek 2.43 | Vstupní činitel odrazu antény s integrovanou čočkou  |
| Obrázek 3.1  | Grafické znázornění definice parametrů čočky   |
| Obrázek 3.2  | Srovnání původního a upraveného tvaru čočky pro $L/D = 0,7539$   |
| Obrázek 3.3  | Vliv poměru L/D na zisk antény s hyperbolickou čočkou  |
| Obrázek 3.4  | Vliv poměru <i>L/D</i> na potlačení bočních laloků antény s hyperbolickou čočkou v rovině E  |
| Obrázek 3.5  | Vliv poměru <i>L/D</i> na potlačení bočních laloků antény s hyperbolickou čočkou v rovině H40  |
| Obrázek 3.6  | Vliv průměru čočky na parametry antény s hyperbolickou čočkou 41   |
| Obrázek 3.7  | Průběhy činitele odrazu v závislosti na poloměru ohybu budícího vlnovodu   |
| Obrázek 3.8  | Rozložení elektrického pole budícího vlnovodu antény (rovina y-z; $0 \text{ dB} = 16,3 \text{ kV/m}$ )   |
| Obrázek 3.9  | Rozložení povrchového proudu budícího vlnovodu antény (rovina y-z; $0 \text{ dB} = 44,5 \text{ A/m}$ )43   |
| Obrázek 3.10 | Rozložení povrchového proudu budícího vlnovodu antény (rovina <i>x-z</i> ; $0 \text{ dB} = 44,5 \text{ A/m}$ )                                       |
| Obrázek 3.11 | Vlnovodový přechod se schodovitou strukturou   |
| Obrázek 3.12 | Parametry vlnovodového přechodu se schodovitou strukturou  |
| Obrázek 4.1  | Varianty uchycení dielektrické čočky v anténě  |

| Obrázek 4.2  | Modely dielektrické čočky doplněné o zvlnění tvaru46   |
|--------------|--|
| Obrázek 4.3  | Vliv zvlnění povrchu dielektrické čočky na parametry antény  |
| Obrázek 4.4  | Vliv změny relativní permitivity dielektrické čočky na parametry antény  |
| Obrázek 4.5  | Vliv posunu dielektrické čočky v hlavní ose na parametry antény 48   |
| Obrázek 4.6  | Vliv drsnosti povrchu na parametry antény  |
| Obrázek 4.7  | Konfigurace symetrické schodovité nehomogenity   |
| Obrázek 4.8  | Vychýlení symetrické schodovité nehomogenity   |
| Obrázek 4.9  | Vliv symetrické schodovité nehomogenity na parametry antény50  |
| Obrázek 4.10 | Konfigurace nesymetrické eliptické nehomogenity  |
| Obrázek 4.11 | Vliv nesymetrické eliptické nehomogenity na parametry antény   |
| Obrázek 4.12 | Prodloužení dielektrické čočky v rovině vyústění antény  |
| Obrázek 4.13 | Vliv prodloužení dielektrické čočky na parametry antény  |
| Obrázek 4.14 | Mezera při dosedu obrobených ploch   |
| Obrázek 4.15 | Zisk antény s hyperbolickou čočkou v rovině E a H (_1) – vliv mezery   |
| Obrázek 4.16 | Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI EN 302, třída 2 a 3<br>směrové charakteristiky antény s hyperbolickou čočkou v rovině E i H -<br>vliv mezery  |
| Obrázek 4.17 | Vliv ztrátového činitele tg $\delta$ u materiálu PET na parametry antény 54  |
| Obrázek 4.18 | Parametry antény v závislosti na průměru apertury, materiál HDPE55   |
| Obrázek 4.19 | Finální model antény pro výrobu a detail části budícího vlnovodu 56  |
| Obrázek 4.20 | Zisk finální verze antény s dielektrickou čočkou v rovině E – detail 56  |
| Obrázek 4.21 | Zisk finální verze antény s dielektrickou čočkou v rovině H – detail 56  |
| Obrázek 4.22 | Parametry finální verze antény s dielektrickou čočkou  |
| Obrázek 4.23 | Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI EN 302 214-4, třída 2 a<br>3, směrové charakteristiky finální antény s hyperbolickou čočkou v rovině<br>E i H |
| Obrázek 4.24 | Vstupní činitel odrazu finální verze antény s dielektrickou čočkou 57  |
| Obrázek 4.25 | Intenzita elektrického pole  |
| Obrázek 4.26 | Principiální znázornění měření pomocí koaxiální sondy [39]60   |
| Obrázek 4.27 | Uspořádání měřicího pracoviště pro metodu měření ve volném prostoru<br>[40]  |
| Obrázek 4.28 | Demonstrace průběhů činitele přenosu S <sub>21</sub> při změně relativní permitivity 62  |
| Obrázek 4.29 | Princip měření vzorku pomocí dutinového rezonátoru   |

| Obrázek 4.30 | Praktické uspořádání při měření vzorku pomocí mikropáskového vedení [42]63   |
|--------------|--|
| Obrázek 4.31 | Uspořádání otevřeného vlnovodu s měřeným vzorkem a zkratovací stěnou [43]  |
| Obrázek 4.32 | Konfigurace vlnovodu a nastavení portů pro měření parametrů vzorku. 66   |
| Obrázek 4.33 | Uspořádání měřicího pracoviště pro charakterizaci materiálu68  |
| Obrázek 4.34 | Parametry materiálu HDPE (relativní permitivita, vodivost)   |
| Obrázek 5.1  | Vyrobená anténa s dielektrickou čočkou69   |
| Obrázek 5.2  | Vstupní činitel odrazu trychtýřové antény s hyperbolickou čočkou – měření  |
| Obrázek 5.3  | Uspořádání měřicího pracoviště pro měření antén  |
| Obrázek 5.4  | Změřený zisk antény s dielektrickou čočkou v rovině E – detail71   |
| Obrázek 5.5  | Změřený zisk antény s dielektrickou čočkou v rovině H – detail71   |
| Obrázek 5.6  | Změřené parametry trychtýřové antény s hyperbolickou čočkou72  |
| Obrázek 5.7  | Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI EN 302 214-4, třída 2 a 3, směrové charakteristiky finální antény s hyperbolickou čočkou v rovině E i H |
| Obrázek 6.1  | Výrobní výkres trychtýřů   |
| Obrázek 6.2  | Výrobní výkres dielektrické čočky  |
| Obrázek 6.3  | Vlnovodový přechod – boční pohled85  |
| Obrázek 6.4  | Vlnovodový přechod – horní pohled – polovina struktury   |
| Obrázek 6.5  | Směrové charakteristiky antény s dielektrickou čočkou – měření (rovina E)  |
| Obrázek 6.6  | Směrové charakteristiky antény s dielektrickou čočkou – měření (rovina H)  |

## **SEZNAM TABULEK**

| Tabulka 1.1 | Vypočtené rozměry pyramidálního trychtýře standardní antény  | 15 |
|-------------|--|----|
| Tabulka 1.2 | Vypočtené rozměry kónického trychtýře standardní antény      | 15 |
| Tabulka 2.1 | Dosažené parametry standardní pyramidální trychtýřové antény | 17 |
| Tabulka 2.2 | Dosažené parametry standardní kónické trychtýřové antény     | 19 |
| Tabulka 2.3 | Výsledné výchozí rozměry antény pro dielektrickou čočku      | 20 |
| Tabulka 2.4 | Dosažené parametry výchozí antény pro dielektrickou čočku    | 22 |
| Tabulka 2.5 | Parametry antény s integrovanou čočkou.                      | 33 |
| Tabulka 3.1 | Závislost tloušťky dielektrické čočky na poměru L/D          | 41 |
|             |  |    |

## ÚVOD

Téma diplomové práce pojednává o možnostech způsobu realizace trychtýřové antény s vysokým ziskem a dostatečným potlačením bočních laloků pro danou aplikaci. V současnosti je velký zájem internetových provozovatelů a mobilních operátorů o využití nelicencovaného frekvenčního pásma 71-76/81-86 GHz (E pásmo) pro vysokorychlostní komunikační spoje, které tak nachází uplatnění pro služby s datovou propustností v řádu 1-10 Gb/s.

Nařízení Evropského ústavu pro telekomunikační normy (ETSI) definuje pro dané frekvenční pásmo požadavky na parametry antén, mezi něž patří hodnota zisku přesahující 38 dBi (úhlová šířka svazku pro poloviční výkon menší než 2°) a splnění obálky směrové charakteristiky alespoň druhé třídy [1].

Cílem diplomové práce je tedy podrobné seznámení se s možnými způsoby potlačení bočních laloků, výběr nejvhodnějšího způsobu pro praktickou realizaci s uvážením konstrukčních a nákladových možností dle blíže specifikovaných parametrů zadání vedoucím diplomové práce, které požaduje návrh směrové trychtýřové antény, která by splnila požadavek normy ETSI EN 302 214-4, tedy zisk alespoň 38 dBi a masku směrové charakteristiky ve třídě alespoň 2 a impedanční šířku pásma pro hodnotu vstupního činitele odrazu menší jak -10 dB v rozsahu kmitočtů milimetrového pásma E od 71 GHz do 76 GHz a také od 81 GHz do 86 GHz. Dalším požadavkem je pak úroveň potlačení bočních laloků v obou hlavních rovinách E i H alespoň 15 dB, lépe však přes 20 dB, což má při úhlové šířce hlavního svazku v řádu jednotek až desetin stupňů praktický význam v usnadnění směrování mikrovlnných spojů na vzdálenosti jednotek kilometrů. Z výrobního hlediska jde při návrhu o minimalizaci celkových rozměrů antény, a to především průměru jejího vyústění do 20 cm a délky do 25 cm, a také o přizpůsobení na jednoduchost výroby (obrábění na CNC, odlévání) a použití běžně dostupných levných materiálů.

Na základě těchto požadavků budou vybrány nejvhodnější způsoby realizace tak, aby dokázaly s rezervou splnit zadání a případně mezi sebou budou dále srovnány z hlediska výrobních možností.

Anténní struktury budou modelovány a jejich parametry následně ověřeny pomoci simulátoru elektromagnetického pole CST Microwave Studio 2017 s podporou paralelního vzdáleného výpočtu na serverech výzkumného centra SIX.

Diplomová práce je rozdělena do pěti částí. První část se zabývá možnými způsoby realizace potlačení bočních laloků u trychtýřových antén a teoretickým rozborem základních anténních struktur, druhá část se zaobírá simulacemi a návrhy vybraných metod potlačení bočních laloků s dosažením požadovaných parametrů antény. Ve třetí části je provedena parametrická analýza obecných proměnných na vliv parametrů antény. Čtvrtá část pojednává o výrobní citlivostní analýze na možné nepřesnosti, které mohou vzniknout při sériové výrobě antény a také rozebírá možnosti charakterizace dielektrických vlastností materiálu pro anténní čočku. Pátá část se zabývá samotnou výrobou a finálním měřením parametrů zhotovené antény. Závěrečná část pak shrnuje dosažené výsledky a předkládá návrh na další pokračování diplomové práce.

## **1 TRYCHTÝŘOVÉ ANTÉNY**

V následující kapitole je představena základní charakteristika trychtýřové antény, typy trychtýřových antén, informace o vzniku bočních laloků a metodách jejich potlačení s uvážením dosažitelné impedanční šířky pásma a nároků na technologii možné výroby.

#### 1.1 Základní charakteristika

Trychtýřové antény mají v praxi poměrně široké využití. Používají se například pro ozařování parabolických antén v satelitní technice, dále jako anténní pole radarů, standardní referenční antény pro měření zisku v měřicích komorách, jejich aplikace nalézá uplatnění také v radioastronomii, sledovacích zařízeních, antikolizních automobilových radarech a perspektivní se jeví i pro mikrovlnné spoje typu point-to-point, jež hojně využívají poskytovatelé internetových a mobilních služeb [2].

Základním konceptem těchto antén je přizpůsobení vlnové impedance dominantního módu budícího vlnovodu (řádově okolo 600-500  $\Omega$  v pásmu propustnosti) k impedanci volného prostoru (přibližně 377  $\Omega$ ). Impedance uvnitř vlnovodu je dána rozložením elektrického a magnetického pole uvnitř struktury [3]. Toto přizpůsobení mezi vlnovodem a volným prostorem se realizuje pomocí rozšiřujícího se trychtýře (obr 1.1). Optimálním výsledkem této transformace je minimalizace odrazu energie elektromagnetických vln zpět do vlnovodu a maximalizace vyzáření EM vln do prostoru. Tvar, délka a rozměry trychtýře určují parametry antény jako je tvar směrové charakteristiky, zisk, úroveň bočních laloků nebo symetrie rovin E a H.



Obrázek 1.1 Základní struktura a boční řez trychtýřové antény [4].

Hlavními sledovanými parametry při návrhu antény jsou realizovaný zisk, který je definován jako schopnost antény vyzařovat nebo přijímat vstupní výkon v patřičném směru při započítání ztrát impedančního nepřizpůsobení, konečné vodivosti kovů a ztrát v dielektriku, přičemž platí vztah [5]:

$$G_r(\theta, \phi) = D(\theta, \phi) \cdot \eta, \tag{1.1}$$

kde  $G_r(\theta, \phi)$  představuje realizovaný zisk antény v daném směru,  $D(\theta, \phi)$  je směrovost antény v daném směru beze ztrát a  $\eta$  je účinnost, která zohledňuje jednotlivé ztráty.

U plošných antén se dá určit maximální zisk také pomocí vztahu (1.2), který reflektuje plochu apertury a činitel využití ústí, který se pohybuje v rozsahu 0,4-0,9 [2].

$$G_{r\_max} = \frac{4\pi \cdot S}{\lambda^2} \cdot \upsilon \cdot \eta \ [-], \tag{1.2}$$

kde  $G_{r_max}$  představuje maximální zisk antény, *S* je plocha apertury,  $\lambda$  je vlnová délka, v představuje činitel využití ústí a  $\eta$  je účinnost antény reflektující ztráty.

Další sledovaný parametr při návrhu antény je potlačení bočních laloků (*SLS*), které je definováno jako rozdíl mezi úrovní hlavního laloku směrové charakteristiky a vybraného vedlejšího bočního laloku, kdy se většinou uvažuje první postranní lalok. Bližší znázornění je na obrázku 1.2.

Následně je sledován napěťový vstupní činitel odrazu antény, který charakterizuje impedanční přizpůsobení antény k napáječi a udává tak poměr napětí odražené a dopadající vlny. Jeho hodnota by měla být v celém kmitočtovém pásmu nižší než -10 dB.



Obrázek 1.2 Obecná směrová charakteristika a demonstrace postranních laloků [4].

Bližší popis anténních parametrů lze najít například v literatuře [2] a [4].

Jelikož je standardně na apertuře antény neuniformní rozložení amplitudy a fáze elektrického pole, což vychází z kosinového průběhu rozložení pole dominantního módu ve vlnovodu, tak na hranách apertury v rovině E vznikají difrakce EM vln (obrázek 1.3), které mají za následek zvýšení hodnot bočních laloků (*SLL*  $\approx$  - 10 dB) oproti rovině H (*SLL*  $\approx$  - 25 dB). S uniformním rozložením amplitudy a fáze se dá dosáhnout největšího možného zisku a účinnosti apertury [5].



Obrázek 1.3 Znázornění difrakce EM vln na okrajích apertury antény.

Impedanční nepřizpůsobení vznikající na přechodech vlnovod-trychtýř a trychtýřvolný prostor, se může projevovat oscilujícím průběhem činitele odrazu na vstupu antény. Pro zlepšení impedančního přizpůsobení se využívá technika aperturového přizpůsobení, které spočívá nejčastěji v přidání kovového záhybu ve tvaru poloviční elipsy nebo válce na okraje apertury v rovině, kde dochází k výrazné difrakci EM vln.

Fázový střed antény určuje místo v ose antény, odkud vycházejí elektromagnetické vlny s kulovou vlnoplochou z pohledu určité vzdálenosti (nejčastěji vzdáleného pole). Toto místo je důležité zejména při určování ohniskové vzdálenosti u reflektorů parabolických antén a v praxi se vyznačuje jako místo s konstantní fází hlavního laloku ve vzdáleném poli antény. Častým problémem je změna jeho polohy se změnou kmitočtu a s úhlem rozevření trychtýře. Umístění fázového středu je důležité zejména při návrhu antén s dielektrickou čočkou.

Jako další parametr hojně využívaný u trychtýřových antén je fázová kvadratická chyba  $\Delta$ , která představuje rozdíl vzdáleností mezi rovinou apertury a maximální výchylkou vlnoplochy dopadající na aperturu antény. Její zvyšující se hodnota pak vede k poklesu zisku a růstu bočních laloků. Také zvětšování apertury při zachování délky antény vede ke zvyšování této chyby.

### 1.2 Typy trychtýřových antén

V praxi se vyskytuje mnoho typů trychtýřových antén. Podle tvaru budícího vlnovodu se dají rozlišit na obdélníkové (otevřené ústí obdélníkového vlnovodu s trychtýřem) nebo kónické (kruhový vlnovod s trychtýřem, obr. 1.4a). Kombinací výsečového typu (obr. 1.4b) v rovině E i H vzniká pyramidální typ antény (obr. 1.4c). Tvar trychtýře může být například lineární, exponenciální, tvaru sin<sup>2</sup>, hyperbolického tangentu, Gaussova průběhu nebo tvaru hřebenově zvlněného (obr. 1.4d) Jednotlivé tvary vykazují různé dosažitelné parametry. Analytické vyjádření návrhových vzorců pro dané tvary lze najít v literatuře [5].

Podle počtu módů, které se podílí na celkovém rozložení pole na apertuře lze antény rozlišit na jednomódové, jenž pracují v kmitočtovém pásmu dominantního módu, a to nejčastěji v módu  $TE_{10}$  při buzení obdélníkovým vlnovodem nebo v módu  $TE_{11}$  při buzení kruhovým vlnovodem. Pro náročnější aplikace se používají antény vícemódové, které pracují s vybuzením vyšších módů s danými amplitudovými a fázovými poměry na apertuře. Antény, které pracují současně s módy TE a TM jsou označovány jako hybridní.

Zvláštním případem jsou pak antény zatížené dielektrickým materiálem (obr. 1.4e) nebo antény s dielektrickou čočkou (obr. 1.4f), jejichž výhodou je větší potlačení SL a navýšení účinnost apertury i zisku antény oproti standardním strukturám trychtýřové antény [2].

Příklady jednotlivých typů trychtýřových antén jsou znázorněny na obrázku 1.4.



Obrázek 1.4 Příklady typů trychtýřových antén (a - kónická, b - výsečová, c - pyramidální, d - hřebenově zvlněná, <math>e - dielektricky zatížená, f - s čočkou) [2].

#### **1.3** Metody potlačení bočních laloků

Tato kapitola na základě podrobné rešerše literatury shrnuje poznatky o vybraných možnostech potlačení bočních laloků trychtýřových antén a jejich vlastnostech.

Obecně spočívá redukce SL v redukci vyzáření energie na hranách apertury, kde dochází k difrakci EM vln, a ke zvýšení koncentrace energie ve středu apertury antény. Výsledkem toho je pak mírné rozšíření hlavního laloku směrové charakteristiky, kdy se k němu přidá část energie z bočních laloků. Příčina vzniku bočních laloků je přikládána odlišné rychlosti šíření EM vlny podél stěn trychtýře, což souvisí s odlišným faktorem útlumu pro elektrické a magnetické pole [2].

#### 1.3.1 Použití absorbérů

Pro potlačení SL lze využít absorbéry ze ztrátových materiálů, které se umístí podél stran trychtýře, na kterých dochází k výrazné difrakci EM vln. Výhodou tohoto řešení je kompaktnost a jednoduchost výroby, kdy není potřeba navrhovat speciální profil trychtýře. Hlavní nevýhodou je však snížení zisku antény v řádu jednotek až desítek dB, v závislosti na ohmických ztrátách a rozměrech použitých materiálů. Tyto absorbéry mohou být například z grafitu nebo uhlíkové pěny.

Studie v [6] poukazuje na možnost využití grafitu, jehož povrchová impedance se dá měnit působením vnějšího zdroje elektrického napětí. Znázornění struktury a rozložení elektrického pole na apertuře antény pro hodnotu povrchové impedance  $Z_s = 422 \Omega$  je na obrázku 1.5 a na obrázku 1.6 je pak srovnání zisku antény s/bez grafitové úpravy povrchu. Z rozložení intenzity elektrického pole je patrné, že jsou povrchové proudy v rovině ústí antény při využití grafitové vrstvy silně utlumeny a tím je dosaženo i potlačení bočních laloků. Úroveň potlačení SL i zisku roste v závislosti na délce grafitové vrstvy a hodnoty povrchové impedance použitého materiálu.



Obrázek 1.5 Trychtýřová anténa s grafitovou vrstvou ( $L = 2,3 \lambda$ ) v rovině E a rozložení elektrického pole na apertuře, f = 10 GHz [6].



v rovině E a H [6].

#### 1.3.2 Využití vybuzení více módů

Účelem této techniky je vybudit v anténě vybrané vyšší módy o daných amplitudách a ty pak sjednotit ve fázi tak, aby na apertuře vzniklo požadované rozložení elektrického pole. Vybuzení vyšších módů se často realizuje schodovou diskontinuitou ve struktuře, která v daném místě umožní šíření vybraného módu nebo pomocí vhodného úhlu otevření trychtýře. Výhodou této techniky je potlačení SL bez výrazného poklesu zisku, nízká úroveň křížové polarizace, osová symetrie svazku v rovinách E i H (při použití kónického trychtýře) a účinnost apertury až přes 90 %. Nevýhodou je značná délka trychtýře potřebná pro sjednocení módů ve fázi a pro dvou módové antény pak i velice úzká šířka pásma kolem 3-5 % [2].

Příklady dvou módové obdélníkové anténní struktury jsou na obrázku 1.7.



Obrázek 1.7 Dvou módová obdélníková anténa s vybuzením módů TE<sub>10</sub> a TE<sub>12</sub>/TM<sub>12</sub> [2].

Kónická trychtýřová anténa s vyššími módy umožňuje dosáhnout stejných fázových středů pro rovinu E i H a potlačit SL i o více než 30 dB. Klasickým zástupcem tohoto způsobu řešení je Potterova anténa, která využívá synfázní součet módů  $TE_{11}$  a  $TM_{11}$  na apertuře v amplitudovém poměru přibližně 85:15 [7]. Výsledkem je pak hybridní mód  $HE_{11}$ , jenž na apertuře vytváří téměř uniformní rozložení elektrického pole, což je základním požadavkem pro potlačení bočních laloků. Rozložení módů  $TE_{11}$ ,  $TM_{11}$  a vzniklého  $HE_{11}$  je znázorněno na obrázku 1.8 a řez strukturou antény je na obrázku 1.9.



Obrázek 1.8

Rozložení módů TE<sub>11</sub> a TM<sub>11</sub> [7][8].



Obrázek 1.9 Řez strukturou dvou módové kónické antény [7].

#### 1.3.3 Využití zvlněné hřebenové struktury

Základním principem hřebenové struktury je silné utlumení povrchových proudů tekoucích kolem hran apertury antény, kde běžně způsobují difrakci. Toto utlumení je způsobeno zuby o délce  $\lambda_c/4$  v blízkosti apertury antény, které se podél povrchu antény chovají jako otevřený konec zkratovaného přenosového vedení s charakteristickou impedancí volného prostoru ( $Z = 377 \Omega$ ). Reaktance v tomto místě je pak dána přibližně podle vztahu [9]:

$$X \cong 377 \cdot \tan\left(\frac{2\pi \cdot d}{\lambda}\right) \,[\Omega],\tag{1.3}$$

kde X představuje reaktanci v dané vzdálenosti, d je vzdálenost od místo zkratu a  $\lambda$  je vlnová délka.

V případě, kdy je délka zubu  $\lambda_c/4$ , blíží se reaktance k nekonečnu a povrchový proud je tak silně utlumen. V oblasti přechodu vlnovod-trychtýř se pak využívají zuby o délce  $\lambda_c/2$ , které pro povrchový proud představují reaktanci blízkou nule.

Demonstrační příklad antény tohoto typu je uveden na obrázku 1.10.



Obrázek 1.10 Příklad antény se zvlněnou hřebenovou strukturou [5].

Při návrhu tohoto profilu se uvažují především parametry jako šířka a hloubka štěrbiny a dále šířka a rozteč zubů zvlnění. Na základě doporučení v [5] se většinou volí šířka štěrbiny  $g < 1/10 \cdot \lambda_c$  a šířka zubů pak t < g/10. Pro splnění podmínek lineárního rozložení pole postačí hodnoty  $g \approx 1/4 \cdot \lambda_c$  a  $t \approx 1/24 \cdot \lambda_c$  [9]. Tyto podmínky pak zajistí, aby se poměr složek pole  $E_z$  a  $H_z$  přibližně rovnal vlnové impedanci volného prostoru. Hloubka štěrbiny se volí v rozmezí hodnot  $d > \lambda_c/4$  a  $d < \lambda_c/2$  nebo v jejich lichých násobcích. Šířka pásma antény se zvyšuje dle velikosti průměru apertury. Pro zkrácení délky antény se využívá větší úhel rozevření trychtýře a pro zlepšení parametrů se pak doplňuje i podélným zvlněním, což znázorňuje obrázek 1.11. Podrobnější návrhové doporučení pro různé požadavky na hřebenovou strukturu lze najít v [5] a [8].



Obrázek 1.11 Způsoby provedení vnitřní hřebenové struktury trychtýře [8].

Výhodou tohoto způsobu řešení je silné potlačení bočních laloků o 30 až 60 dB, dále pak blízká symetrie rovin E a H, nízká křížová polarizace a také dostatečná šířka pásma 30-70 %. Nevýhodou je pak složitý návrh, optimalizace struktury a náročnost na možnosti výroby, především velmi malá šířka zubů hřebene a mezera mezi nimi v řádu setin až desetin milimetru nedovolí při výrobních tolerancích v řádu milimetrů použití této antény pro požadovanou aplikaci.

V některých případech se pro dosažení daného potlačení SL využívá, namísto složité konstrukce zubů hřebene, nahrazení zubů pomocí aproximace téměř hladkým profilem trychtýře dle vybrané funkce. Perspektivní se jeví především profil ve tvaru tanh/lineární, který umožňuje vybuzení Gaussova svazku pomocí módů HE<sub>11</sub>, HE<sub>12</sub> a HE<sub>13</sub> s možností potlačení bočních laloků v rozsahu 35 dB [11] až 60 dB [11]. Výhodou tohoto řešení je kompaktnost struktury, výrazné potlačení bočních laloků, fázový střed blízko apertury a malá kvadratická chyba, šířka pásma až 20 % a jednodušší výroba oproti hřebenové struktuře. Nevýhodou daného řešení je pak pro zachování kompaktnosti nižší zisk ( $\approx$  20-25 dBi) a náročnost návrhu i optimalizace struktury.

Srovnání dosažitelných vlastností jednotlivých profilů je patrné na obrázku 1.12.

Podrobnější rozbor a příklady návrhů jednotlivých typů antén s úpravou profilu trychtýře lze najít v literatuře [12].



Obrázek 1.12 Srovnání dosažitelných úrovní bočních laloků pro vybrané profily trychtýře, f = 94 GHz,  $G_r \approx 22$  dBi [13].

#### 1.3.4 Použití dielektrických čoček

Účelem dielektrické čočky je prodloužení nebo zkrácení elektrické délky paprsku EM vlny díky průchodu vlny skrze daný materiál čočky s následnou transformací kulové EM vlny v rovině apertury na vlnu rovinnou. Tento princip stejnosti elektrické délky se označuje jako Fermatův princip a vychází z analýzy geometrické optiky. Čočky tak slouží ke korekci kvadratické fázové chyby a k vhodnému sjednocení fáze na apertuře.

Mezi základní parametry čočky patří tvar vnitřního a vnějšího povrchu a index lomu materiálu, z nějž je vyrobena. Příklady tvarů čočky jsou znázorněny na obrázku 1.13.



Obrázek 1.13 Tvary čoček (a – hyperbolický, b – zónovaný, c – dvojitě hyperbolický) [2].

Výhodou dielektrických čoček je dosažitelnost vysokého zisku dle průměru apertury antény, snadnější návrh a optimalizace oproti anténám s úpravou povrchu trychtýře, možnost vodotěsnosti a snazší výroba. U plankonvexních čoček (*a*, *c*) je oproti čočce zónované (*b*) další výhodou jejich frekvenční nezávislost. Nevýhodou použití dielektrických čoček může být pro nízké hodnoty relativní permitivity materiálu jejich větší rozměrnost, váha a díky ztrátám v dielektrických materiálech také redukce zisku.

Studie v [14] předkládá možnost využití ploché čočky, do níž jsou vyvrtány díry o požadovaném průměru tak, aby došlo k vhodné korekci fáze na apertuře. Čočka je rozdělena na jednotlivé buňky, které korigují fázi v daném místě apertury. Výhodou tohoto řešení je nízký profil čočky, zisk antény přibližně 25 dBi, potlačení SL o více než 15 dB a celková redukce délky antény. Nevýhodou je náročnější návrh a optimalizace čočky s rostoucí velikosti apertury. Model a výsledná realizace antény s plochou čočkou je na obrázku 1.14.



Obrázek 1.14 Model a výsledná realizace trychtýřové antény s plochou čočkou [14][15].

Způsob korekce fáze může být proveden buď pomocí rozličných hodnot relativní permitivity podél apertury, což vyžaduje neúměrné množství různých dielektrických substrátů, anebo pomocí jednoho materiálu s různými průměry děr, což demonstruje obrázek 1.15. Tento způsob řešení se označuje jako vysílací pole (transmit-array).



Obrázek 1.15 Způsoby korekce fáze na apertuře pomocí ploché čočky [14].

Srovnání parametrů antén s využitím odlišných tvarů dielektrických čoček je provedeno v [16]. Příklad použití zónovaných dielektrických čoček pro anténu v kmitočtovém rozsahu 72-76 GHz se ziskem 37-38 dBi a potlačením SL o 15-16 dB je rozebrán v literatuře [17]. Využití korekce fáze na apertuře pyramidální trychtýřové antény pomocí ploché čočky ve frekvenčním pásmu 70-86 GHz, kdy je dosaženo zisku 32-35 dBi s potlačení SL o více než 20 dB je pak představeno v [18].

#### 1.3.5 Přizpůsobení apertury antény

Cílem této techniky je maximalizovat přizpůsobení apertury k volnému prostoru a minimalizovat tak difrakci na jejich ostrých hranách. Nejčastěji se využívá připevnění postupně zakřiveného povrchu na hrany apertury v podobě eliptického nebo kruhového válce. Výsledná difrakce se tak rozloží podél celého povrchu namísto jediného ostrého přechodu na hraně. Příklad této techniky je uveden na obrázku 1.16.



Obrázek 1.16 Příklad využití techniky přizpůsobení apertury antény [19].

#### 1.3.6 Využití metamateriálů

Vlastností metamateriálů je jejich schopnost dosažení záporného indexu lomu. Obdoba čočky s gradientní změnou indexu lomu je využita v [20], kde je pomocí teorie ekvivalence média navržena nehomogenní sada metamateriálových vrstev, jenž se umístí do prostoru trychtýře antény. Výsledkem je pak potlačení SL o více než 17 dB. Podobný způsob řešení, avšak s využitím jen jednoho kusu metamateriálu byl uskutečněn v [21], kdy dosahuje hodnota SLL = 27 dB. Struktura tohoto řešení je zachycena na obrázku 1.17 a dosažené parametry pak na obrázku 1.18. Výhodou tohoto způsobu řešení je kompaktnost. Nevýhodou je pak složitost návrhu a potřeba vhodných materiálů.



Obrázek 1.17 Struktura antény s metamateriálovou čočkou [21].



Obrázek 1.18 Parametry antény s metamateriálovou čočkou (rozložení intenzity E pole, změřené směrové charakteristiky v rovině E a v rovině H) [21].

Z celkového srovnání jednotlivých metod potlačení bočních laloků vyplývá, že se pro požadavky zadání jeví jako nejoptimálnější použití dielektrické čočky, neboť tento způsob řešení umožňuje dosáhnout dostatečného zisku i potlačení bočních laloků. Zároveň lze pomocí čočky zaplnit prostor apertury dielektrickým materiálem tak, že daná anténa bude schopna splnit požadavek na vodotěsnost a z výrobního hlediska se tento způsob řešení jeví také jako nejvhodnější.

#### 1.4 Teoretický návrh standardních trychtýřových antén

Následující kapitola pojednává o teoretickém návrhu standardní pyramidální a kónické trychtýřové antény, které slouží jako referenční řešení pro navazující část práce. Vzhledem k tomu, že antény s pyramidálním trychtýřem dosahují obecně větší úroveň bočních laloků v rovině E, bude tak ověřena varianta standardní antény se zadaným ziskem a její dosažené parametry se pak srovnají s obdobným řešením kónické antény. Za standardní anténu se považuje základní struktura trychtýřové antény, která pro danou délku dosahuje maximálního zisku.

#### 1.4.1 Standardní pyramidální trychtýřová anténa

Na základě návrhových vztahů byl pro standardní pyramidální anténu proveden počáteční referenční návrh, který bude sloužit jako výchozí bod pro další návrhy a optimalizaci parametrů trychtýře antény.

Na obrázku 1.19 je znázorněn model pyramidální trychtýřové antény včetně parametrů použitých v návrhových vztazích.



Obrázek 1.19 Parametry modelu pyramidální trychtýřové antény [4].

Parametr *R* představuje šikmý poloměr, tj. vzdálenost od fázového středu antény k apertuře (platí pro rovinu E a H), *a* a *b* představují šířku a výšku trychtýře,  $\Delta$  určuje rozdíl vzdálenosti mezi vlnoplochou na hraně apertury vůči jejímu středu, *L* je osová délka mezi vstupním vlnovodem a středem apertury.

Výpočty pro pyramidální trychtýř při uvážení korekce kvadratické fázové chyby apertury pro danou osovou délku antény vycházejí z těchto návrhových vztahů [2]:

$$a = \sqrt{3\lambda \cdot R_h} \tag{1.4}$$

$$b = \sqrt{2\lambda \cdot R_e},\tag{1.5}$$

kde *a* představuje délku hrany v rovině H, *b* je délka hrany v rovině E,  $\lambda$  určuje vlnovou délku,  $R_h$  představuje šikmý poloměr v rovině H a  $R_e$  je šikmý poloměr v rovině E.

Výsledná hodnota zisku G je pak určena podle:

$$G = 8.1 + 10 \log_{10}(ab/\lambda^2) \,[\text{dB}] \tag{1.6}$$

Pro fyzickou realizovatelnost musí anténa splnit geometrickou podmínku:

$$L_e \cdot \left(1 - \frac{b_w}{b}\right) = L_h \cdot \left(1 - \frac{a_w}{a}\right),\tag{1.7}$$

kde  $a_w$  představuje širší rozměr vstupního vlnovodu a b<sub>w</sub> je pak užší rozměr vstupního vlnovodu.

Řešení této podmínky vede na kvadratický polynom s reálným řešením v mezích  $0 < a_w < a$ :

$$a = \sqrt{A_1 + A_2} - \frac{\left(b_w \cdot c_0 - \frac{a_w^2}{8}\right)}{4 \cdot A_1} + \frac{a_w}{4},$$
(1.8)

kde a je délka strany v rovině H, A1, A2 a c0 představují pomocné koeficienty pro výpočet.

$$c_0 = \frac{G \cdot \lambda^2}{g_1} \cdot \frac{\alpha_1}{\beta_1},\tag{1.9}$$

kde  $c_0$  představuje pomocný koeficient výpočtu, G je požadovaný zisk antény,  $g_1$  je konstanta (2 $\pi$ ),  $\alpha_1$  je první koeficient pro standardní pyramidální anténu (3 $\lambda$ ) a  $\beta_1$  je druhý koeficient (2 $\lambda$ ).

$$A_1 = \sqrt{A_2^2 + 3 \cdot \left(u + \frac{p}{u}\right)^2},$$
(1.10)

$$A_{2} = \left(u - \frac{P}{u}\right) + \frac{a_{w}^{2}}{8},$$
(1.11)

$$u = \sqrt[3]{Q + \sqrt{Q^2 + P^3}},\tag{1.12}$$

$$P = \frac{c_0}{12} \cdot \left(\frac{G_d \cdot \lambda^2}{g_1} - \frac{a_w \cdot b_w}{4}\right),\tag{1.13}$$

$$Q = \frac{c_0^2}{128} \cdot \left( a_w^2 \cdot \frac{\beta_1}{\alpha_1} - b_w^2 \right), \tag{1.14}$$

kde Q, P, u určují pomocné koeficienty pro výpočet.

$$b = \frac{G \cdot \lambda^2}{g_1 \cdot a},\tag{1.15}$$

kde *b* je délka strany v rovině E.

$$R_h = \frac{a^2}{\alpha_1},\tag{1.16}$$

$$R_e = \frac{b^2}{\beta_1},\tag{1.17}$$

$$L = R_h \cdot \left(1 - \frac{a_w}{a}\right),\tag{1.18}$$

kde  $R_h$  představuje šikmý poloměr v rovině H,  $R_e$  pak šikmý poloměr v rovině E a L udává osovou délku trychtýře antény.

Kombinací rovnic (1.9) až (1.18) lze pro zisk G = 30 dBi a frekvenci f = 71 GHz vypočítat rozměry pyramidálního trychtýře standardní antény, jenž shrnuje tabulka 1.1. Pro výpočet byl použit skript napsaný v MATLABu, jenž je součástí přílohy. Rozměry vlnovodu jsou platné pro obdélníkový vlnovod WR-12.

Tabulka 1.1Vypočtené rozměry pyramidálního trychtýře standardní antény.

| Parametr | <i>a</i> [mm] | <i>b</i> [mm] | $R_{\rm h}$ [mm] | $R_{\rm e}$ [mm] | <i>L</i> [mm] | $a_{\rm w}$ [mm] | $b_{\rm w}$ [mm] |
|----------|---------------|---------------|------------------|------------------|---------------|------------------|------------------|
| Rozměr   | 59,4          | 47,8          | 265,2            | 264,7            | 263,7         | 3,0988           | 1,5494           |

#### 1.4.2 Standardní kónická trychtýřová anténa

Pro srovnání dosažitelných parametrů s pyramidální anténou byla navržena standardní kónická trychtýřová anténa obdobných rozměrů. Výhodou tohoto způsobu řešení je snadnější výroba na CNC stroji, kdy nedochází k potřebě frézovat přesně ostré hrany. Výpočet geometrie byl proveden na základě vztahu [2]:

$$a \approx \sqrt{0.7812 \cdot L \cdot \lambda} = \sqrt{0.7812 \cdot 260 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{71 \cdot 10^9}} = 29.3 \ mm,$$
 (1.19)

kde *a* určuje poloměr apertury antény, *L* je osová délka od přechodu vlnovod-trychtýř a  $\lambda$  je vlnová délka.

Tabulka 1.2 Vypočtené rozměry kónického trychtýře standardní antény.

| Parametr | <i>a</i> [mm] | <i>L</i> [mm] | $a_{\rm w}$ [mm] |
|----------|---------------|---------------|------------------|
| Rozměr   | 29,3          | 260           | 1,59             |

Rozměry vlnovodu jsou platné pro kruhový vlnovod WC-13.

## 2 NÁVRH A SIMULACE ANTÉN

Tato kapitola se zaobírá návrhem a simulacemi trychtýřových antén pomocí plněvlnového přístupu elektromagnetického simulátoru CST MWS 2017. V kapitole jsou demonstrovány parametry rozličných typů antén, jako je standardní pyramidální a kónická trychtýřová anténa, které slouží jako referenční řešení pro srovnání s dosažitelnými parametry kónické antény s hyperbolickou dielektrickou čočkou, kónické antény s vysílacím polem (děrovanou plochou dielektrickou čočkou) a antény s integrovanou eliptickou čočkou, u kterých je předpokládáno dosažení požadovaných vlastností. Hlavními sledovanými parametry jsou dostatečný zisk, potlačení bočních laloků a impedanční přizpůsobení ve frekvenčním pásmu E (71-76 GHz a 81-86 GHz).

### 2.1 Standardní pyramidální trychtýřová anténa

Model standardní pyramidální trychtýřové antény, který vychází z rozměrů v tabulce 1.1, je znázorněn na obrázku 2.1. Výsledné dosažené parametry jsou pak prezentovány na obrázcích 2.2, 2.3, 2.4 a v tabulce 2.1.









 Tabulka 2.1
 Dosažené parametry standardní pyramidální trychtýřové antény.

| f [GHz]                      | 71                                | 79    | 86    |  |  |  |  |
|------------------------------|-----------------------------------|-------|-------|--|--|--|--|
| G <sub>r</sub> [dBi]         | <i>G</i> <sub>r</sub> [dBi] 30,08 |       | 30,85 |  |  |  |  |
| Rovina E                     |                                   |       |       |  |  |  |  |
| $SLL_{\rm E}$ [dB]           | -8,9                              | -8,6  | -7,6  |  |  |  |  |
| Rovina H                     |                                   |       |       |  |  |  |  |
| <i>SLL</i> <sub>H</sub> [dB] | -29,1                             | -27,8 | -29   |  |  |  |  |

Z výsledků simulace je patrné, že anténa dosahuje navrženého zisku 30 dBi v obou rovinách E i H, avšak úroveň bočních laloků v rovině E dosahuje příliš vysoké hodnoty  $SLL \approx -8$  dB. V rovině H se pak hodnoty SLL pohybují okolo -29 dB. Vstupní činitel odrazu dosahuje hodnot  $S_{11} \approx -30$  dB. Celkové rozměry standardní antény, především její délka, by pro navýšení zisku v řádu jednotek dB vzrostla v řádu jednotek desítek centimetrů až metrů, což by z praktického hlediska nebylo vhodné, a navíc by byla anténa také dosti těžká.

### 2.2 Standardní kónická trychtýřová anténa

Model standardní kónické trychtýřové antény, který vychází z rozměrů v tabulce 1.2, je zachycen na obrázku 2.5. Dosažené parametry antény jsou na obrázcích 2.6, 2.7 a v tabulce 2.2.



Obrázek 2.5 Simulační model standardní kónické antény.



| f[GHz]                | 71    | 79    | 86    |  |  |  |  |  |
|-----------------------|-------|-------|-------|--|--|--|--|--|
| G <sub>r</sub> [dBi]  | 30,17 | 30,4  | 30,33 |  |  |  |  |  |
| Rovina E              |       |       |       |  |  |  |  |  |
| $SLL_{\rm E}$ [dB]    | -19,9 | -16,5 | -15,4 |  |  |  |  |  |
| Rovina H              |       |       |       |  |  |  |  |  |
| SLL <sub>H</sub> [dB] | -31,5 | -27,4 | -22,7 |  |  |  |  |  |

 Tabulka 2.2
 Dosažené parametry standardní kónické trychtýřové antény.

Z výsledků simulace je patrné, že zisk této antény pro obdobnou délku jako v případě pyramidální antény, dosahuje taktéž hodnoty 30 dBi, ale úroveň bočních laloků v rovině E je oproti pyramidální anténě nižší o 7,8-11 dB. V rovině H hodnota *SLL* oproti pyramidální anténě s rostoucím kmitočtem výrazněji roste.

Pro případ kratší standardní antény, například s osovou délkou L = 185 mm a poloměrem apertury a = 50 mm, je možné dosáhnout obdobných parametrů s redukovanou délkou antény. Dosažené hodnoty zisku pro frekvence 71 GHz, 79 GHz a 86 GHz jsou následující: 29 dBi, 29,2 dBi a 29,5 dBi. Úroveň *SLL* pak dosahuje hodnot -18,4 dB, -16,7 dB a -16,6 dB v rovině E a -29,2 dB, -35,1 dB a -26,2 dB v rovině H.

V případech, kdy se navrhnou rozměry jiné, které neodpovídají standardní anténě, dochází k výraznému zploštění a rozšíření hlavního svazku směrové charakteristiky v řádu jednotek stupňů nebo dochází až k rozštěpení svazku na dva, což není žádoucí.

### 2.3 Kónická trychtýřová anténa s dielektrickou čočkou

Hlavní výhodou kónické antény s dielektrickou čočkou oproti anténám předcházejícím je to, že čočka umožňuje provést korekci fáze podél apertury antény v závislosti na jejích rozměrech a tvaru, čímž dovoluje zvětšit zisk antény, zmenšit její rozměry a lépe potlačit boční laloky. Nevýhodou tohoto návrhu může být nižší dostupnost kvalitních, a přitom levných dielektrických materiálů, které mají dostatečně nízké ztráty. Další nevýhodou v návrhu je potřeba měření parametrů materiálu jako je relativní permitivita a ztrátový činitel proto, aby se návrh mohl zpřesnit, neboť výrobci materiálů tyto parametry v daném kmitočtovém pásmu většinou neuvádějí. Také je zde nevýhoda v jisté citlivosti rozměrů čočky na poloze fázového středu antény a z ní určené ohniskové vzdálenosti.

#### 2.3.1 Návrh antény

Výchozím bodem pro určení průměru apertury antény *D* je hodnota odvozena z rovnice (1.2), kdy se na kmitočtu f = 71 GHz požaduje zisk  $G_r = 41,5$  dBi, v němž je započítaná rezerva na výrobní nepřesnosti. Činitel využití ústí se zvolí jako v = 0,85 a účinnost antény vychází  $\eta = 0,94$ , přičemž se uvažují ztráty impedančním nepřizpůsobením, kdy je činitel odrazu roven  $S_{11} = -25$  dB.

$$D = \sqrt{\frac{10^{\frac{G_r}{10}} \cdot \left(\frac{c}{f}\right)^2}{\pi^2 \cdot \upsilon \cdot \eta}} = \sqrt{\frac{10^{\frac{41,5}{10}} \cdot \left(\frac{3 \cdot 10^8}{71 \cdot 10^9}\right)^2}{\pi^2 \cdot 0.85 \cdot 0.94}} \approx 180 \, mm \tag{2.1}$$

Obdobnou hodnotu lze odečíst i v katalogovém listě anténního výrobce Flann [22].

Pro prvotní určení osové délky antény *L* byl zvolen poměr  $L/D \approx 1,3$ , který reflektuje maximální rozměr, pro který by byla anténa ještě kompaktní. Rozměry kruhového vlnovodu byly zvoleny na základě doporučení v [24].

Podle vztahu (2.2) lze při daných rozměrech antény určit poloviční úhel otevření  $\theta$  jako:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{a}{L} = \tan^{-1} \frac{90}{233} = 21,12^{\circ}.$$
 (2.2)

Výsledné výchozí rozměry antény jsou uvedeny v tabulce 2.3. Model struktury je uveden na obrázku 2.8 a dosažené parametry pak na obrázcích 2.9, 2.10, 2.11, 2.12, 2.13 a v tabulce 2.4. Tloušťka stěn antény byla zvolena na t = 1,5 mm a délka vlnovodu  $L_w$  pak na 20 mm.

Tabulka 2.3 Výsledné výchozí rozměry antény pro dielektrickou čočku.

| Parametr | <i>a</i> [mm] | <i>L</i> [mm] | $a_{\rm w}$ [mm] | $L_{\rm w}$ [mm] | <i>t</i> [mm] | θ[°]  |
|----------|---------------|---------------|------------------|------------------|---------------|-------|
| Rozměr   | 90            | 230           | 1,397            | 20               | 1,5           | 21,12 |



Obrázek 2.8 Model výchozí antény pro dielektrickou čočku.



Obrázek 2.9 Rozložení fáze výchozí antény pro dielektrickou čočku – a) na apertuře, b) ve vzdálené oblasti – 2D, f = 79 GHz





Poloha fázového středu vůči počátku středu budícího vlnovodu (x = 0, y = 0, z = 0): f = 71/79/86 GHz => z = -1,1 mm / z = -3 mm / z = -7,3 mm




Tabulka 2.4Dosažené parametry výchozí antény pro dielektrickou čočku.

| f[GHz]                | 71    | 79          | 86    |  |  |  |  |
|-----------------------|-------|-------------|-------|--|--|--|--|
| G <sub>r</sub> [dBi]  | 18,18 | 18,18 16,92 |       |  |  |  |  |
| Rovina E              |       |             |       |  |  |  |  |
| $SLL_{\rm E}$ [dB]    | -1,3  | -1          | -1    |  |  |  |  |
| Rovina H              |       |             |       |  |  |  |  |
| SLL <sub>H</sub> [dB] | -15,5 | -21,2       | -21,6 |  |  |  |  |

Z výsledků simulace je patrné, že výchozí anténa pro dielektrickou čočku dosahuje zisku v rozmezí 16-20 dBi s úrovní bočních laloků -1 dB v rovině E a v rovině H dosahuje úrovně až -20 dB. Tento pokles zisku a vzrůst bočních laloků je způsobený výraznou fázovou kvadratickou chybou a také tím, že dochází k několikanásobné změně fáze v rozsahu 0-360° na apertuře antény. Z daného rozložení fáze lze usoudit, že je potřeba provést její korekci tak, aby byla podél celé apertury antény fáze téměř konstantní, a k tomu se využije korekce pomocí dielektrické čočky.

#### 2.3.2 Návrh dielektrické čočky

Jako výchozí tvar profilu dielektrické čočky byla zvolena hyperbola zasazená směrem dovnitř antény, jenž umožňuje lépe minimalizovat rozměry antény. V kartézských souřadnicích je pak samotná čočka definována podle rovnice [24]:

$$y_1 = \left[ (n-1) \cdot (x_1 - F)^2 + 2 \cdot (n-1) \cdot F \cdot (x_1 - F) \right]^{\frac{1}{2}},$$
(2.3)

kde  $y_1$  představuje souřadnici profilu ve směru osy y, n udává index lomu dielektrického materiálu,  $x_1$  je souřadnice profilu ve směru osy x a F je ohnisková vzdálenost od počátku fázového středu antény.

Pro správné určení ohniskové vzdálenosti je potřeba znát tloušťku uprostřed čočky, která se určí podle vztahu:

$$t = \frac{1}{n+1} \cdot \left[ \sqrt{F^2 + \frac{(n+1) \cdot D^2}{4 \cdot (n-1)}} - F \right], \tag{2.4}$$

kde *t* představuje tloušťku uprostřed čočky, *n* je index lomu materiálu, *F* je ohnisková vzdálenost a *D* je průměr apertury antény. Index lomu materiálu se určí jako  $n = \sqrt{\varepsilon_r}$ .

Tyto rovnice platí pro daný profil *S*1. Profil *S*2 je úsečka o délce průměru apertury antény a z její roviny by měla ideálně vystupovat rovinná vlna. Daný profil tak koriguje rozdíl drah jednotlivých paprsků vlny a sjednocuje je tak, aby byly na výstupu ve fázi. Tuto situaci blíže demonstruje obrázek 2.14. Výsledný profil čočky pro materiál teflon ( $\varepsilon_r = 2,1$ ) je pak společně s modelem antény vykreslen na obrázku 2.15 a jeho definici v MATLABu lze nalézt v příloze. Dosažené parametry antény s hyperbolickou čočkou jsou znázorněny na obrázcích 2.16 až 2.22.



Obrázek 2.14 Znázornění hyperbolického profilu dielektrické čočky [24].



Obrázek 2.15 Model antény a výsledný profil hyperbolické čočky.



Obrázek 2.16 Rozložení fáze antény s hyperbolickou čočkou – a) na apertuře, b) ve vzdálené oblasti – 2D, f = 79 GHz



x = 0 mm, z = 230 mm).



Obrázek 2.20 Parametry antény s hyperbolickou čočkou.

Směrová charakteristika dané antény by měla vyhovovat masce dle normy ETSI EN 302 214-4 alespoň ve třídě 2. Směrové charakteristiky pro frekvence 71, 76, 81 a 86 GHz v obou rovinách E i H včetně masky směrové charakteristiky pro třídu 3, jsou dohromady znázorněny na obrázku 2.21.



Obrázek 2.21 Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI EN 302 214-4, třída 2 a 3, směrové charakteristiky antény s hyperbolickou čočkou v rovině E i H.



Ze simulací je patrné, že daný návrh splňuje požadavky na minimální zisk antény, potlačení bočních laloků i masku směrové charakteristiky dle normy ETSI třídy 2. Přesah masky ve směru zadního laloku může být způsoben nedokonalým výpočtem časového řešiče simulačního programu. Hodnota zisku se pohybuje v rozmezí 40,4 dBi až 41,9 dBi, potlačení bočních laloků v rovině E se pohybuje kolem 16 dB a v rovině H pak kolem 25 dB. Jako výchozí materiál pro zhotovení dielektrické čočky byl zvolen teflon, který vykazuje nízké dielektrické ztráty. Účinnost antény  $\eta$  se pohybuje okolo 92 %.

#### 2.3.3 Návrh ploché čočky na bázi vysílacího pole (transmit-array)

Jako druhý návrh, který by dokázal splnit požadavky na zisk a potlačení bočních laloků byl zvolen přístup využití ploché dielektrické čočky na bázi vysílacího pole z [14], kdy je pro korekci fáze nejprve zapotřebí vypočítat rozložení fáze na apertuře antény, pro což byl využit vztah:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \left[ \sqrt{r^2 + F^2} - F \right] \pm 2\pi N, \quad \text{kde } r \in \left[ 0, \frac{a}{2} \right], \tag{2.5}$$

kde  $\phi$  představuje požadovanou korekci fáze,  $\lambda_0$  je vlnová délka ve vakuu na centrální frekvenci, *r* je vzdálenost od středu čočky, *a* je poloměr apertury, *F* je vzdálenost od fázového středu antény ke středu čočky a člen  $2\pi N$  je zde přidán pro zachování fáze v rozmezí hodnot 0° až 360°. Potřebná korekce fáze je znázorněna na obrázku 2.23.



Obrázek 2.23 Potřebná korekce fáze na výchozí trychtýřové anténě.

Pro samotnou korekci fáze se využije modifikovaný návrh děrovaných buněk, které mají za úkol zpomalit postupující vlnu v jednotlivých pozicích tak, aby na výstupu tohoto pole došlo ke sjednocení fáze. V závislosti na velikosti buňky, počtu a průměru děr, permitivitě a ztrátách materiálu, tloušť ce buňky a způsobu jejího provedení lze navrhnout výslednou strukturu tohoto anténního pole.

Pro prvotní návrh byly využity děrované buňky o rozměrech 2,32 mm x 2,32 mm, což odpovídá velikosti 0,61  $\lambda_c$ , a na základě studie v [25] se tento rozměr jeví pro rozměrnější apertury jako optimální.

Jako výchozí materiál pro konstrukci buněk byl použit teflon s permitivitou  $\varepsilon_r = 2,1$ a ztrátovým činitelem tg $\delta = 0,0002$  na kmitočtu f = 79 GHz. Tyto hodnoty byly použity jako výchozí, neboť jsou velice blízké hodnotám zjištěných na základě měření provedeného v [26], kdy byla na kmitočtu f = 86 GHz naměřena permitivita  $\varepsilon_r = 2,06$  a ztrátový činitel dosahoval hodnoty tg $\delta = 0,00022$ . Následně byla zvolena potřebná tloušťka čočky tak, aby v rozsahu průměru děr od 0,4 mm až po 1 mm pokryla změnu fáze od 0° do 360°. Průměr děr byl zvolen na základě předpokládaných konstrukčních možností čočky. Pro vrtáky s menším průměrem by mohlo docházet k jejich zlomení a pro vrtáky s větším průměrem by byly jednotlivé buňky příliš rozsáhlé a návrh by byl pro vhodnou korekci fáze na daných místech ještě složitější.

Na základě rovnic (2.6) až (2.9) lze určit přibližné hodnoty parametrů jednotlivé buňky [27].

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r \cdot (1 - \alpha) + \alpha [-], \qquad (2.6)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \cdot \left(\frac{d}{s}\right)^2,\tag{2.7}$$

$$n = \sqrt{\varepsilon_{eff}} \quad [-], \tag{2.8}$$

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot n \cdot t \cdot \frac{180}{\pi} [^\circ], \qquad (2.9)$$

kde  $\varepsilon_{eff}$  představuje efektivní permitivitu buňky,  $\varepsilon_r$  je permitivita materiálu a  $\alpha$  je pomocný činitel, *d* určuje průměr děr v buňce, *s* udává vzdálenost mezi středy děr, *n* představuje index lomu dané buňky,  $\varphi$  udává fázový posun buňky a *t* je tloušťka.

Pro tloušťku buňky t = 18 mm vychází průběh fáze znázorněný na obrázku 2.24. Je zde patrné, že tato tloušťka pro dan fázový posuv dostačuje. Celkový počet buněk pro korekci fáze na apertuře při zvolených parametrech je přibližně 4600, přičemž počet hlavních buněk, které určují fázi podél poloviny apertury je 39.



Obrázek 2.24 Průběh fáze pro buňku (t = 18 mm, rozměry 2,32 x 2,32 mm,  $\varepsilon_r = 2,1$ ).

Pro simulaci je pak použita konfigurace buňky znázorněna na obrázku 2.25. Buňka je pro zjištění jejich parametrů umístěna do TEM vlnovodu, který je ohraničen vhodnými okrajovými podmínkami a simuluje tak volný prostor, v němž se čočka bude nacházet. Budící porty jsou pro správné šíření vlny umístěny ve vzdálenosti 4 mm ( $\lambda_{0_79 \text{ GHz}}$ ) od buňky a jejich referenční roviny jsou posunuty na okraje buňky. Průběh změny fáze pro jednotlivé průměry děr je vyobrazen na obrázku 2.26. Celková tloušťka buňky je 22 mm, přičemž 18 mm slouží pro potřebnou změnu fáze a 4 mm jsou přidány proto, aby byla čočka kompletně zakryta proti vlivu působení vody. Výsledný optimalizovaný model antény s vysílacím polem je uveden na obrázku 2.27 a dosažené parametry jsou pak na obrázcích 2.28 až 2.34.



Obrázek 2.25 Konfigurace buňky vysílacího pole pro simulaci.







Obrázek 2.27 Optimalizovaný model antény s vysílacím polem.



Obrázek 2.28 Rozložení fáze antény s vysílacím polem – a) na apertuře, b) ve vzdálené oblasti – 2D, f = 79 GHz



Obrázek 2.30 Zisk antény s vysílacím polem v rovině E – detail.









#### Obrázek 2.32 Parametry antény s vysílacím polem.

Obrázek 2.33 Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI EN 302 214-4, třída 2 a 3, směrové charakteristiky antény s vysílacím polem v rovině E i H.



Ze simulací je patrné, že daný návrh antény s vysílacím polem splňuje požadavky na minimální zisk i potlačení bočních laloků antény, ale dále již nesplňuje masku směrové charakteristiky dle normy ETSI ani ve třídě 2. Hodnota zisku se pohybuje v rozmezí 38,8 dBi až 40,3 dBi, potlačení bočních laloků v rovině E se pohybuje od 16 do 22 dB a v rovině H pak kolem 23 dB. Jako výchozí materiál pro simulaci dielektrické čočky byl zvolen opět materiál teflon. Tento způsob realizace antény redukuje množství dielektrického materiálu na zhotovení čočky přibližně na polovinu. Značnou nevýhodou tohoto řešení je výrazná citlivost parametrů na výrobní nepřesnosti, kdy může snadno dojít k rozladění struktury vysílacího pole vlivem změn fází na apertuře a tím i potřebě změn průměrů děr. Účinnost antény  $\eta$  se pohybuje okolo 87 %.

#### 2.4 Anténa s integrovanou dielektrickou čočkou

Pro dané požadavky zadání byl proveden ještě třetí návrh, který se od předchozích dvou koncepčně liší, neboť je daná anténa zhotovena pouze z napájecího vlnovodu a dielektrické čočky. Tento druh antén se pro svou nízkou hmotnost a relativně dobrou kompaktnost jeví vhodný i pro použití ve frekvenčním pásmu 71/86 GHz. Anténa má také schopnost směrovat hlavní svazek mimo hlavní osu v řádu jednotek stupňů. Podrobnější analýza antény tohoto typu je provedena v literatuře [28], [29] a [30].

Anténní čočka může být různých tvarů (elipsa, polokoule, hyperbola) a dle požadavku na vychýlení svazku lze využít buď eliptický tvar vhodnější pro vychýlení v rozsahu 15-25° nebo tvar polokoule pro vychylování svazku pro úhly větší než 25° [28].

Výchozí návrh čočky vychází ze vztahů (2.10) až (2.12), které představují rovnice elipsy, délky prodloužení čočky a excentricity elipsy v následujícím pořadí [31]:

$$\left(\frac{x}{a}\right)^2 + \left(\frac{y}{b}\right)^2 = 1,\tag{2.10}$$

kde x a y představují souřadnice jednotlivých os v kartézském souřadném systému, a je hlavní poloosa elipsy a b je vedlejší poloosa elipsy.

$$L = e \cdot a, \tag{2.11}$$

kde L určuje délku prodloužení povrchu čočky, e představuje excentricitu čočku a parametr a značí délku hlavní poloosy elipsy.

$$e = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2},\tag{2.12}$$

kde *e* představuje excentricitu čočky,  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita materiálu a *b*, *a* jsou délky vedlejší a hlavní poloosy elipsy.

Znázornění obecné struktury antény s integrovanou čočkou je na obrázku 2.35, hodnoty parametrů antény jsou shrnuty v tabulce 2.5 (MATLAB), simulační model antény dle je pak zachycen na obrázku 2.36 a výsledné parametry antény jsou dále na obrázcích 2.37 až 2.43.



Obrázek 2.35 Znázornění struktury antény s integrovanou čočkou [31].

Při návrhu se nejprve zvolí průměr anténní čočky dle požadovaného zisku současně s relativní permitivitou vhodného dielektrického materiálu pro čočku, z čehož se získá délka hlavní poloosy elipsy a tím i část délky antény. Následně se dopočítá délka prodloužení čočky, kolem které se pak umístí absorbér pohlcující rozptýlenou energii způsobenou důsledkem přezáření (spillover). Studie v [28] doporučuje pro absorbér využít materiál PVC s tloušťkou  $5 \cdot \lambda_0$  (20 mm), který má přibližné parametry  $\varepsilon_r = 2,9$  a tg $\delta = 0,1$ . Jako výchozí materiál pro čočku byl zvolen teflon.

Do místa ohniska elipsy (f) se umístí vhodný budící zdroj antény. Pro jednoduchost návrhu a realizace měření se dá využít buzení otevřeným vlnovodem (WR-12,  $D \approx 8,2$  dBi), avšak pro dosažení vyšších hodnot realizovaného zisku je vhodné zvolit zdroj s vyšší hodnotou směrovosti, například budící pole složené z flíčkových antén. Taktéž je možné upravit strukturu prodloužení čočky tak, aby se zmenšil vliv odrazů ve vnitřní struktuře čočky.

Tabulka 2.5Parametry antény s integrovanou čočkou.

| <i>b</i> [mm] | <i>a</i> [mm] | <i>L</i> [mm] | <i>h</i> [mm] | e [-] |
|---------------|---------------|---------------|---------------|-------|
| 90            | 124,3         | 85,8          | 210,1         | 1     |
| 90            | 119,2         | 78,1          | 197,3         | 0,95  |

Podle výsledků analýzy z [31] by měla anténa dosahovat maximálního zisku pro případ, kdy je excentricita elipsy čočky e = 1 a se snižující se hodnotou by měla mírně klesat. V tomto případě bylo zjištěno, že dosažení maximálního zisku nastává pro excentricitu e = 0,95. Zároveň je pro tuto hodnotu dosažena také přijatelná úroveň bočních laloků. Odlišnost vůči původnímu zdroji může být způsobena odlišným budícím vlnovodem, použitým materiálem s jinou hodnotou relativní permitivity a ztrát nebo jiným průměrem eliptické čočky.







Obrázek 2.37 Rozložení fáze antény s integrovanou čočkou – a) na konci absorbéru, b) ve vzdálené oblasti – 2D, f = 76 GHz



Obrázek 2.38 Rozložení fáze antény s integrovanou čočkou na rovině konce absorbéru, konce čočky a ve vzdálené oblasti (polohy x = 0 mm, y = 88; 207; 295 mm).





Obrázek 2.40 Zisk antény s integrovanou čočkou v rovině H – detail.



Obrázek 2.41 Parametry antény s integrovanou čočkou.



Obrázek 2.42 Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI EN 302 214-4, třída 2 a 3, směrové charakteristiky antény s integrovanou čočkou v rovině E i H.





Navržená anténa s integrovanou čočkou dokáže splnit požadavky na minimální zisk i potlačení bočních laloků antény. Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI ve třídě 2 je překročena v rovině H, v rovině E je maska splněna do úhlu 150°. Pro třídu 3 je maska v rovině E splněna do rozsahu úhlu 90°. Hodnota zisku antény se pohybuje v rozmezí 38,7 dBi až 41,5 dBi, potlačení bočních laloků v rovině E se pohybuje od 16 do 18 dB a v rovině H pak od 14 do 15 dB. Jako výchozí materiál čočky byl zvolen teflon. Pokud by byla anténa buzena zdrojem s větší směrovostí, bylo by možné dosáhnout ještě větší hodnoty zisku nebo při zachování jeho hodnoty zmenšit průměr antény. Účinnost antény  $\eta$  dosahuje hodnoty přibližně 76 %.

## 2.5 Shrnutí

V předešlých kapitolách byly představeny návrhy třech antén. Jako první byla navržena kónická anténa s hyperbolickou dielektrickou čočkou, která dosahuje mezi ostatními navrženými anténami dosahuje nejlepších parametrů, příhodných konstrukčních možností a relativně nízké ceny, a bude tak dále podrobena citlivostní analýze výrobních tolerancí. Druhým návrhem byla kónická anténa s děrovanou čočkou, která při přesných výrobních podmínkách umožňuje redukovat spotřebu dielektrického materiálu až o polovinu, ale pro případ značných tolerančních mezí sériové výroby a díky tomu, že nesplňuje patřičnou normu masky směrové charakteristiky, tak není pro výrobu vhodná. Pro srovnání s trychtýřovou kónickou anténou byla navržena také anténa s integrovanou čočkou, která taktéž dosahuje uspokojivých parametrů, a kterou je možné sestavit jen ze tří částí (čočka, uchycení a vlnovod), což redukuje celkovou hmotnost, ale současně je pro její zhotovení zapotřebí relativně velké množství dielektrického materiálu, což by se negativně projevilo nárůstem výrobní ceny.

## **3 PARAMETRICKÁ ANALÝZA**

Následující kapitola pojednává o parametrické analýze trychtýřové antény s hyperbolickou dielektrickou čočkou. Pro analýzu je využita dielektrická čočka, jejíž tvar je definován v celém rozsahu rozměru apertury, čímž je oproti čočce ve výchozí verzi korigována fáze i na jejím okraji. Dále zkoumán vliv poměru *L/D* na potlačení bočních laloků a zisk antény a také vliv vstupního budícího vlnovodu na celkové parametry antény.

## 3.1 Upravený tvar dielektrické čočky

Návrh upraveného tvaru dielektrické čočky je zde proveden proto, že tvar čočky dle rovnice (2.3) nerespektuje korekci fáze na okrajích apertury, což je patrné na obrázku 2.17. Odlišný tvar tedy bude definován pomocí rovnic 3.1 až 3.3 [32]. Definice parametrů čočky je přiblížena na obrázku 3.1. Srovnání nového a původního tvaru čočky je pak provedeno na obrázku 3.2.

$$A = \varepsilon_r - 1, \tag{3.1}$$

$$B = \sqrt{\varepsilon_r \cdot (R^2 + F^2)} - F, \qquad (3.2)$$

$$y = \frac{-B + \sqrt{B^2 - A \cdot (R^2 - x^2)}}{A},$$
(3.3)

kde *A* a *B* jsou pomocné proměnné, *y* představuje souřadnici ve směru osy *y*, *x* představuje souřadnici ve směru osy *x*,  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita materiálu čočky, *R* je poloměr apertury antény a *F* představuje ohniskovou vzdálenost mezi rovinou čočky a fázovým středem antény.



Obrázek 3.1 Grafické znázornění definice parametrů čočky.

Na první pohled je patrné, že je upravený tvar čočky oproti původnímu tvaru definován v celém rozsahu apertury antény a koriguje tak fázi i na jejich okrajích.



Obrázek 3.2 Srovnání původního a upraveného tvaru čočky pro L/D = 0,75.

## 3.2 Analýza poměru *L/D*

Z hlediska minimalizace rozměrů antény se jeví jako klíčové parametry její délka *L* a průměr apertury *D*. Jako výchozí poměr byl zvolen L/D = 1,3 a postupně byla provedena jeho redukce na hodnoty L/D = 1; 0,85; 0,75; 0,65 a 0,5. Při daných poměrech byl pozorován vliv na úroveň bočních laloků, zisk antény a tloušťku dielektrické čočky. Průměr apertury byl v tomto případě D = 180 mm. Výsledné dosažené parametry jsou shrnuty na obrázcích 3.3, 3.4 a 3.5.



Obrázek 3.3 Vliv poměru *L/D* na zisk antény s hyperbolickou čočkou.

Z grafu je patrné, že s rostoucím poměrem L/D dochází také k růstu zisku antény, což je názorné především mezi hodnotami 0,5 až 0,75. Jako dostačující hodnota, kdy se s prodlužováním antény zisk příliš nemění (desetiny dB) se jeví L/D = 0,75.



Obrázek 3.4 Vliv poměru *L/D* na potlačení bočních laloků antény s hyperbolickou čočkou v rovině E.



Obrázek 3.5 Vliv poměru *L/D* na potlačení bočních laloků antény s hyperbolickou čočkou v rovině H.

Z průběhů lze pozorovat, že pro optimální potlačení bočních laloků vychází nejlépe poměr L/D = 0,75 a 0,65. V rovině E dochází k výraznějším změnám úrovně SL, ale v rovině H se daná úroveň pro různé poměry L/D téměř nemění a také má vždy klesající charakter. Poměr L/D = 0,5 není pro použití čočky o dané relativní permitivitě ( $\varepsilon_r = 2,1$ ) vhodný, neboť daná čočka zabírá téměř celý vnitřní prostor antény. Toto by se dalo zlepšit použitím materiálu s vyššími hodnotami relativní permitivity, což blíže dokumentuje tabulka 3.1. Jako nejvhodnější poměr L/D se jeví 0,75, kdy vychází největší potlačení bočních laloků při současném zachování vysokého zisku antény.

| L/D  | 1,3                  | 1    | 0,85 | 0,75 | 0,65 | 0,5  |
|--|----------------------|------|------|------|------|------|
| Materiál                                     | <i>Tloušťka</i> [mm] |      |      |      |      |      |
| Teflon, $\varepsilon_r = 2,1$                | 35,5                 | 44,6 | 51,1 | 56,5 | 63   | 75,7 |
| HDPE, $\varepsilon_{\rm r} = 2,3$ [31]       | 30,9                 | 38,8 | 44,4 | 49,1 | 54,8 | 65,9 |
| Křemenný krystal, $\varepsilon_r = 4,6$ [31] | 13,9                 | 17,5 | 20   | 22,2 | 24,7 | 29,7 |
| Alumina, $\varepsilon_r = 9,4$ [31]          | 7,7                  | 9,7  | 11,1 | 12,3 | 13,7 | 16,5 |

Tabulka 3.1Závislost tloušťky dielektrické čočky na poměru L/D.

## 3.3 Analýza průměru čočky

Cílem této analýzy je zjištění dostatečného průměru dielektrického čočky pro splnění požadavku minimálního zisku antény při poměru L/D = 0.75. Při analýze byla prováděna změna pouze parametru průměru čočky *D*. Výsledky parametrické analýzy jsou prezentovány na obrázku 3.6.



Obrázek 3.6 Vliv průměru čočky na parametry antény s hyperbolickou čočkou.

Z analýzy je zřejmé, že zvětšující se průměr čočky vede ke zvýšení hodnoty zisku a že pro menší průměry mírně roste úroveň bočních laloků v rovině H. Minimální průměr pro splnění požadavku zisku vychází na 150 mm, kdy je dosaženo zisku  $G_r = 38,4$  dBi.

## 3.4 Návrh a analýza vlivu budícího vlnovodu

#### 3.4.1 Návrh vlnovodu s plynulým přechodem

Pro uskutečnění měření bude k anténě připevněn budící vlnovod WR-12, pro který je potřeba navrhnout přechod na kruhový vlnovod k vyústění do vnitřního trychtýře frézované části. Na základě doporučení v [33] byla zvolena počáteční délka vlnovodného přechodu jako  $2 \cdot \lambda_g$  a minimální délka tohoto přechodu by měla být alespoň  $\lambda_g/4$ , aby se zamezilo strmé změny rozměrů a možného vzniku vyšších módů. Pro výpočet vlnové délky uvnitř vlnovodu byl využit vztah [34]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_{0_c}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_m}\right)^2}} = \frac{3.8}{\sqrt{1 - \left(\frac{3.8}{6.1976}\right)^2}} = 4.81 \, mm, \tag{3.4}$$

kde  $\lambda_g$  představuje vlnovod délku ve vlnovodu,  $\lambda_{0_c}$  je vlnová délka ve volném prostoru na centrálním kmitočtu f = 79 GHz a  $\lambda_m$  je mezní vlnová délka dominantní vidu TE<sub>10</sub> v obdélníkovém vlnovodu, jenž je dále vyjádřena vztahem:

$$\lambda_m^{obd}(a,n) = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{1}{3,0988}\right)^2 + \left(\frac{0}{1,5494}\right)^2}} = 6,1976 \, mm, \tag{3.5}$$

kde  $\lambda_m^{obd}$  vyjadřuje mezní vlnovou délku vybraného vidu, m a n pak reprezentují vidová čísla, tj. počet půlvln elektrického pole podél širšího a užší rozměru v příčné rovině standardního obdélníkového vlnovodu a parametry a a b jsou vnitřní rozměry vlnovodu. Pro kruhový vlnovod s využitím dominantního vidu  $TE_{11}$  pak platí vztah:

$$\lambda_m^{kruh}(m,n) = \frac{2\pi \cdot r}{p'_{m,n}} = \frac{2\pi \cdot 3}{1,841} = 10,2388 \ mm, \tag{3.6}$$

kde  $\lambda_m^{kruh}$  reprezentuje mezní vlnovodu délku daného vidu, r je poloměr vlnovodu a  $p'_{m,n}$ určuje kořen derivace Besselovy funkce prvního druhu. Pro vid TE11 se počítá s prvním kořenem a druhým řádem funkce.

Daný vlnovod pak bude vhodné ohnout tak, aby byl budící vstup umístěn z horní strany antény, neboť v těchto prostorách bude umístěna zbylá část elektroniky rádia. Běžně dostupné 90° vlnovodové ohyby mají poloměr ohybu  $r_0 = 19,1 \text{ mm} [35]$ .

Pro zmenšení celkových rozměrů přechodu byl navržen budící vlnovod s délkou přechodu  $l_{\text{trans}} = 4.8 \text{ mm}$ , poloměrem ohybu  $r_0 = 10 \text{ mm}$ , vstupní délkou  $l_{\text{in}} = 5 \text{ mm}$  a výstupní délkou *l*out = 5 mm. Dále byla provedena analýza pro kombinaci délky přechodu  $l_{\text{trans}} = 9,6 \text{ mm}$ , vstupní a výstupní délky  $l_{\text{in}}$ ,  $l_{\text{out}} = 10 \text{ mm}$  a poloměru ohybu  $r_0 = 5 \text{ mm}$  až 22 mm. Dosažené parametry vlnovodu jsou prezentovány na obrázku 3.7.



Obrázek 3.7 Průběhy činitele odrazu v závislosti na poloměru ohybu budícího vlnovodu.

Ze simulací vyplývá, že nejvhodnější rozměry budícího vlnovodu je  $l_{in} = 5$  mm,  $l_{out} = 5$  mm,  $l_{trans} = 4,8$  mm a  $r_0 = 21$  mm, přičemž je splněn požadavek impedančního přizpůsobení  $S_{11} < -10$  dB v celém propustném pásmu vlnovodu. Nejvýraznější vliv na jeho parametry má poloměr ohybu  $r_0$ , kdy při jeho zmenšování dochází na určitých kmitočtech k odrazům ve vlnovodu a poklesu přenosu  $S_{21}$  i o 15 dB. Délka vstupní a výstupní části nemá na parametry znatelný vliv a prodlužující se část přechodu posouvá oblasti s horším přizpůsobením směrem k nižším kmitočtům, proto je výhodnější tento úsek zkrátit.

Jako dalším požadavkem na frézovanou část vlnovodu je její rozdělení na dvě poloviny z důvodu její snadnější realizovatelnosti. Daná část tedy byla analyzována z hlediska rozložení elektrického pole a povrchových proudů, aby se zjistilo, v jaké rovině se může daná část rozdělit. Blíže tuto situaci znázorňují obrázky 3.8 až 3.10.



Obrázek 3.8 Rozložení elektrického pole budícího vlnovodu antény (rovina y-z; 0 dB = 16,3 kV/m).



Obrázek 3.9 Rozložení povrchového proudu budícího vlnovodu antény (rovina *y-z*; 0 dB = 44,5 A/m).



Obrázek 3.10 Rozložení povrchového proudu budícího vlnovodu antény (rovina *x-z*; 0 dB = 44,5 A/m).

Z rozložení elektrického pole uvnitř budícího vlnovodu je patrné, že maximální intenzita dosahuje na horní a spodní straně vlnovodu, přičemž na jeho bočních stěnách je intenzita téměř nulová. Povrchové proudy pak dosahují větší intenzity podél bočních stěn vlnovodu a na horní a spodní stěně je tato intenzita přibližně o 10 dB nižší, z čehož lze usoudit, že je možné daný vlnovod rozdělit právě v rovině *y*-*z*.

#### 3.4.2 Návrh vlnovodu se schodovitým přechodem

V průběhu návrhu konstrukce antény se zjistilo, že bude namísto plynulého přechodu vstupního budícího vlnovodu z obdélníkové na kruhovou část potřeba vyrobit přechod se skokovou schodovitou změnou, která se bude snadněji frézovat.

Výchozí struktura, kdy je přechod proveden napřímo z obdélníkové části na kruhovou, společně se strukturou, kdy je přechod realizován postupně třemi a pěti schody jsou zobrazeny na obrázku 3.11. Srovnání dosažených parametrů pro jednotlivé případy je uvedeno na obrázku 3.12. Hodnoty jednotlivých rozměrů schodů (šířka, výška, délka) byly optimalizovány v širokém rozmezí hodnot pomocí algoritmu roje částic. Pro simulaci byl také uvážen vliv zaoblení hran jednotlivých schodů, kdy lze pomocí stopkové frézy dosáhnout zaoblení až 0,5 mm.



Obrázek 3.11 Vlnovodový přechod se schodovitou strukturou.



Obrázek 3.12 Parametry vlnovodového přechodu se schodovitou strukturou.

Z výsledků simulace je zřejmé, že nejlepších parametrů nabývá struktura s pěti schody, kdy je hodnota vstupního činitele odrazu  $S_{11} < -35$  dB dosažena v celém kmitočtovém pásmu 71-86 GHz. Tato struktura bude dále využita pro finální model a pak i pro samotnou výrobu.

# 4 VÝROBNÍ CITLIVOSTNÍ ANALÝZA

V následující kapitole je provedena výrobní citlivostní analýza pojednávající o vlivu mnoha proměnných na parametry antény. V kapitole je rozebrán vliv tvaru a umístění čočky vůči fázovému středu antény, poté vliv konečné vodivosti a drsnosti povrchu materiálu pro zhotovení antény, dále pak vliv možných mechanických nepřesností, a v neposlední řadě je představena finální verze antény určená pro výrobu. Součástí kapitoly je také část věnující se možnostem charakterizace dielektrických vlastností materiálů.

## 4.1 Citlivostní analýza tvaru, vlastností a umístění čočky

Na základě předchozích analýz poměru L/D byla zvolena hodnota 0,75, kdy pro průměr apertury D = 180 mm dosahuje délka kónického trychtýře L = 135 mm a minimální tloušťka dielektrické čočky bez části pro uchycení je 56,5 mm. Pro uchycení čočky jsou pravděpodobné dvě možnosti, které mohou nastat. První je zanoření čočky do trychtýře s přesahem (obr 4.1-a) a druhou je připevnění čočky z vnější strany trychtýře (obr 4.1-b). Aby šlo s čočkou vhodně manipulovat a lépe držela svou pozici, prodlouží se ještě alespoň o 3 mm.

## 4.1.1 Zvlnění profilu čočky

Z hlediska výrobních nepřesností byl výsledný tvar čočky doplněn o zvlnění sinusového průběhu s amplitudou 0,2; 0,4 a 0,6 mm, což je zobrazeno na obrázku 4.2. Vliv zvlnění na parametry antény je dokumentován na obrázku 4.3.



Obrázek 4.2 Modely dielektrické čočky doplněné o zvlnění tvaru.



Obrázek 4.3 Vliv zvlnění povrchu dielektrické čočky na parametry antény.

Z průběhů je zřejmé, že se zvětšujícím se zvlněním profilu čočky klesá mírně zisk a v některých případech dochází ke zhoršení potlačení bočních laloků. Předpokládané zvlnění profilu je 0,2 mm. Důsledky této nepřesnosti se nejeví být příliš podstatné.

#### 4.1.2 Změna permitivity materiálu

Čočka byla dále podrobena citlivostní analýze na změnu permitivity jejího materiálu. Prvnotním výchozím materiál byl použit teflon s relativní permitivitou  $\varepsilon_r = 2,1$ . Pro simulaci byly použity hodnoty  $\varepsilon_r = 2,06$  a  $\varepsilon_r = 2,14$ , které odpovídají relativně změně permitivity  $\Delta \varepsilon_r = \pm 2$  %. Výsledky jsou pak shrnuty na obrázku 4.4.



Obrázek 4.4 Vliv změny relativní permitivity dielektrické čočky na parametry antény.

Změna relativní permitivity materiálu dielektrické čočky k vyšším hodnotám má za následek mírný pokles zisku a nárůst bočních laloků v rovině H a snížení hodnoty relativní permitivity způsobí převážně výraznější pokles zisku. V obou případech pak došlo k poklesu bočních laloků v rovině E.

Jelikož daný materiál většinou neprojevuje anizotropní ani nehomogenní vlastnosti, tak na tyto parametry nebyla další citlivostní analýza provedena.

#### 4.1.3 Posun čočky v hlavní ose

Jelikož je možné, že se čočka posune mimo svou původní polohu vůči fázovému středu ve směru hlavní osy (z), byla provedena analýza chování antény při posunu čočky v jednotkách mm a také při vychýlení čočky o maximální úhel  $0,1^{\circ}$ . Výsledné změny jsou patrné na obrázku 4.5.



Obrázek 4.5 Vliv posunu dielektrické čočky v hlavní ose na parametry antény.

Z průběhů je zřejmé, že se zvětšujícím se posunem čočky mimo svou původní polohu dochází k poklesu zisku, ale současně dochází také k poklesu úrovně bočních laloků v obou rovinách E i H, mimo případ posunu o 5 mm, kdy se na kmitočtech 73 a 83 GHz v rovině E objevují silné boční laloky.

## 4.2 Analýza vlivu konečné vodivosti a drsnosti povrchu

Pro sériovou výrobu trychtýře antény bude zvolena metoda odlévání hliníku do formy odlitku, který může dosahovat povrchové drsnosti *Ra* až 10 µm a leštěním povrchu lze dosáhnout hodnoty až 3 µm. Pro frézovanou část počátku trychtýře a vlnovodu byla zvolena povrchová drsnost 1 µm. Ideální nekonečně vodivý povrch antény (PEC) byl nahrazen hliníkem s elektrickou vodivostí  $\sigma = 35,6\cdot 10^6$  S/m a patřičnou drsností. Dosažené parametry lze pozorovat na obrázku 4.6.



Obrázek 4.6 Vliv drsnosti povrchu na parametry antény.

Ze simulací je patrné, že povrchová drsnost 25 µm použitá na celém povrchu antény i vlnovodu způsobí redukci zisku antény o 6 dB, povrchová drsnost 10 µm sníží zisk přibližně o 1 dB a při hladké části přechodu vlnovod-trychtýř s drsností 1 µm a zbytkem trychtýře s drsností 10 µm se tento vliv téměř neprojeví. Zvyšující se drsnost povrchu antény vede k růstu úrovně bočních laloků v obou rovinách E i H. V souvislosti s drsností povrchu se jeví jako klíčová také délka úseku vlnovodu, který by měl být co nejkratší.

Vliv konečné vodivosti hliníku vůči dokonale vodivému povrchu je ten, že dojde k poklesu zisku o 0,1 až 0,2 dB pro kmitočty 71 až 86 GHz.

## 4.3 Analýza vlivu mechanických nepřesností

Při mechanické výrobě bude zvlášť vyrobena část kónického trychtýře metodou, která se později bude vyrábět odléváním hliníku do formy a druhá část s počátkem kónusu a vlnovodem bude vyfrézována do hliníkového bloku. V oblasti napojení těchto dvou částí vznikne ve struktuře schod, který může být symetrický nebo asymetrický, a to jak v oblasti přechodu vlnovodu-trychtýř, tak v oblasti umístění dielektrické čočky. Pro obě možnosti byly provedeny citlivostní simulace, jejichž konfigurace jsou zobrazeny na obrázcích 4.7 a 4.8.

#### 4.3.1 Symetrická kruhová nehomogenita

Na přechodu vlnovod-trychtýř může dojít vlivem nepřesností při odlévání formy trychtýře k tomu, že zde vznikne schodovitý skok (obr. 4.7), který může být dále vychýlen mimo hlavní osu antény (obr. 4.8). Vliv této nehomogenity je názorný na obrázku 4.9.



Obrázek 4.7 Konfigurace symetrické schodovité nehomogenity. schod 1 mm; l = 10 mm l = 20 mm; posun mimo osu 1 mm



Obrázek 4.8 Vychýlení symetrické schodovité nehomogenity.



Obrázek 4.9 Vliv symetrické schodovité nehomogenity na parametry antény.

Z průběhů lze pozorovat, že zvětšující se schod ve struktuře mírně snižuje zisk a výrazněji zvyšuje úroveň bočních laloků v rovinách E i H. Také lze pozorovat, že se tento nárůst dá kompenzovat prodloužením úseku frézované části vlnovodu, kdy dojde ke schodovité změně ve vzdálenější části vyústění vnitřního vlnovodu. Při tomto prodloužení pak dojde ke zvětšení průměru frézované oblasti a tím pádem k větší spotřebě hliníkového materiálu. Jako dostatečná délka prodloužení se jeví hodnota 20 mm. Vychýlení ze středu hlavní osy v osách *x* a *y* má tentýž charakter a lze ho tímto způsobem také částečně kompenzovat.

#### 4.3.2 Nesymetrická eliptická nehomogenita

Na tomtéž přechodu vlnovod-trychtýř může také dojít ke vzniku nesymetrické, převážně eliptické schodovité nehomogenity (obr. 4.10), jejíž vliv je patrný na obrázku 4.11. Nehomogenita je definována poloměrem elipsy v osách x a y.



Obrázek 4.10 Konfigurace nesymetrické eliptické nehomogenity.



Obrázek 4.11 Vliv nesymetrické eliptické nehomogenity na parametry antény.

Z grafu lze sledovat obdobné projevy chování antény jako v předešlém případě se symetrickou schodovitou nehomogenitou.

#### 4.3.3 Prodloužení dielektrické čočky

Na výstupu kónického trychtýře antény, kde je umístěna dielektrická čočka může vlivem odlévání dojít ke zvětšení průměru a původní tvar čočky tak může přesahovat (obr. 4.12), aby se zajistilo vhodné uchycení k anténě. Vliv tohoto přesahu u antény s nesymetrickou eliptickou nehomogenitou je dokumentován na obrázku 4.13.



Obrázek 4.12 Prodloužení dielektrické čočky v rovině vyústění antény.



Obrázek 4.13 Vliv prodloužení dielektrické čočky na parametry antény.

Vlivem prodloužení dielektrické čočky dochází k mírnému poklesu zisku a nárůstu úrovně bočních laloků v rovinách E i H, přičemž v rovině E je úroveň SL poměrně vyrovnaná pro všechny hodnoty prodloužení a pro případ délky 8 mm dochází k mírnému poklesu této úrovně v rovině E, ale zároveň k růstu v rovině H.

#### 4.3.4 Mezera dosedu ploch

Jelikož je zamýšleno konstrukční spojení frézované části vlnovodu a odlitku trychtýře pomocí šroubového spoje bez svařování obou částí, může na daném spoji vzniknout malá mezera při dosedu obrobených ploch. Znázornění mezery je na obrázku 4.14 a její vliv je pozorovatelný na obrázcích 4.15 a 4.16.



Obrázek 4.14 Mezera při dosedu obrobených ploch.



Obrázek 4.15 Zisk antény s hyperbolickou čočkou v rovině E a H (1) – vliv mezery.



Obrázek 4.16 Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI EN 302, třída 2 a 3, směrové charakteristiky antény s hyperbolickou čočkou v rovině E i H – vliv mezery.

Mezera mezi oběma částmi způsobuje vedlejší vyzařování antény a silný nárůst vzdálenějších postranních laloků v rovině E. Maximální velikost mezery, kdy ještě nedochází k znatelnému překročení masky směrové charakteristiky ve třídě 2 je 0,6 mm. Tento vliv mezery se dá redukovat použitím vodivé hmoty v místech spoje.

## 4.4 Analýza vlivu dielektrického materiálu

Pro výchozí simulace byl použit dielektrický materiál teflon s relativní permitivitou  $\varepsilon_r = 2,1$  a ztrátami tg $\delta = 0,0002$ . Během procesu předcházející výrobu bylo zjištěno, že daný materiál o průměru D = 180 mm a tloušť ce t = 60 mm by vyšel finančně velmi nákladně, řádově v tisících na samotný materiál pro jednu čočku, a proto byla provedena rešerše a analýza alternativního materiálu, který by měl elektrické vlastnosti podobné teflonu a současně by byl vhodný z hlediska tepelné roztažnosti, nízké nasákavosti vody, přijatelné náročnosti na obrobitelnost a dobré cenové dostupnosti.

Jako jedno z možných řešení se jevilo využití materiálu PET (polyethylentereftalát), který se běžně využívá při 3D tisku. Jeho elektrické parametry pro pásmo milimetrových vln byly zjištěny v literatuře [36], kdy na kmitočtu f = 90 GHz daný materiál dosahoval relativní permitivity  $\varepsilon_r = 3,5$  a ztrát tg $\delta = 0,03$ . Materiál s tak vysokými ztrátami však není na daných frekvencích pro danou aplikaci použitelný. Analýzu materiálu PET a vlivu velikosti dielektrických ztrát blíže představuje obrázek 4.17.



Obrázek 4.17 Vliv ztrátového činitele tg $\delta$  u materiálu PET na parametry antény.

Z analýzy vlivu ztrátové činitele tg $\delta$  na parametry antény vychází, že materiál PET s hodnotou tg $\delta$  = 0,03 při průměru apertury D = 190 mm dosahuje středního zisku kolem 33 dBi, což je pro danou aplikaci nedostatečné. Maximální ztrátový činitel pro dosažení patřičného zisku v dané konfiguraci je tg $\delta$  = 0,005, kdy je dosaženo zisku  $G_r$  = 38,3 dBi. S rostoucími ztrátami také roste úroveň bočních laloků v rovině H. Potlačení bočních laloků v rovině E je nízké, neboť pro daný materiál nebyla čočka dále optimalizována. Na základě výsledků z [31] a [37] a porovnáním jednotlivých materiálů byl zvolen alternativní materiál HDPE (vysoko hustotní polyethylen), který dosahuje hodnot relativní permitivity  $\varepsilon_r = 2,29$  až 2,45 a ztrát tg $\delta = 0,00027$  až 0,0004 v rozsahu kmitočtů od 22 GHz do 600 GHz. Tento materiál má hodnoty svých parametrů blízké teflonu a také vykazuje nízké dielektrické ztráty. Jelikož bylo potřeba změřit parametry konkrétního materiálu, který bude použit na výrobu dielektrické čočky, bylo provedeno měření daných parametrů v kmitočtovém rozsahu 71-86 GHz, jehož přesné výsledky jsou prezentovány ve čtvrté kapitole.

Pro přibližné parametry materiálu HDPE  $\varepsilon_r = 2,35$  a tg $\delta = 0,00035$  byla provedena simulace antény s průměry *D* od 180 mm do 200 mm a její výsledky jsou shrnuty na obrázku 4.18.



Obrázek 4.18 Parametry antény v závislosti na průměru apertury, materiál HDPE.

Z výsledků předchozí analýzy lze pozorovat, že anténa dosahuje uspokojivých parametrů pro průměr apertury 180 mm a 200 mm, přičemž varianta s průměrem 180 mm je východnější z hlediska úspory dielektrického materiálu, a tudíž i k použití pro výrobu.

## 4.5 Finální model trychtýřové antény

Na základě předchozích poznatků, výrobních a konstrukčních možností byla trychtýřová anténa s hyperbolickou dielektrickou čočkou včetně částí vstupního budicího vlnovodu i vlnovodového přechodu upravena do finální podoby, která je představena na obrázku 4.19. Výsledky jejích parametrů jsou prezentovány na obrázcích 4.20 až 4.25.



Obrázek 4.19 Finální model antény pro výrobu a detail části budícího vlnovodu.



56



Obrázek 4.22 Parametry finální verze antény s dielektrickou čočkou.



Obrázek 4.23 směrové charakteristiky finální antény s hyperbolickou čočkou v rovině E i H.



Obrázek 4.24 Vstupní činitel odrazu finální verze antény s dielektrickou čočkou.


Obrázek 4.25 Intenzita elektrického pole.

Z výsledků simulace lze pozorovat, že anténa v této konfiguraci dosahuje mírně nižšího zisku ( $G_r = 39$  dBi @ 71 GHz), avšak potlačení bočních laloků v celém frekvenčním pásmu přesahuje hodnotu 23 dB v rovině E a 40 dB v rovině H. Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI je splněna ve třídě 2 a částečně i ve třídě 3. Zadní laloky jsou pravděpodobně způsobeny nedokonalostí výpočetního řešiče simulátoru. Účinnost antény  $\eta$  dosahuje hodnoty kolem 87 %. Výroba antény a její změřené parametry jsou dále představeny v kapitole 5 a rozměry jednotlivých částí antény jsou v příloze B.

### 4.6 Charakterizace dielektrických vlastností materiálů

Tato podkapitola pojednává o možnostech charakterizace dielektrických vlastností materiálu a současně představuje výsledky této charakterizace u materiálu HDPE, a to pomocí měření využívající přenos a odraz v obdélníkovém vlnovodu.

### 4.6.1 Základní parametry

Pro popis elektromagnetických vlastností materiálů se nejčastěji používají následující parametry [38]:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' [-], \tag{4.1}$$

kde  $\varepsilon_r$  představuje komplexní relativní permitivitu materiálu, jenž charakterizuje schopnost materiálu koncentrovat elektrickou složku energie elektromagnetické vlny, komponenty  $\varepsilon'_r$  a  $\varepsilon''_r$  jsou pak reálná a imaginární část relativní permitivity.

$$\mu_r = \mu'_r - j\mu''_r [-], \tag{4.2}$$

kde  $\mu_r$  představuje komplexní relativní permeabilitu materiálu, jenž charakterizuje schopnost materiálu koncentrovat magnetickou složku energie elektromagnetické vlny, komponenty  $\mu'_r$  a  $\mu''_r$  jsou pak reálná a imaginární část relativní permeability.

$$tg\delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} [-], \tag{4.3}$$

kde tg $\delta$  představuje ztrátový činitel, jenž charakterizuje míru transformace energie elektromagnetické vlny na teplo.

Vzájemný přepočet mezi hodnotou vodivosti  $\sigma$  a ztrátové činitele tg $\delta$  je dle vztahu:

$$tg\delta = \frac{\sigma}{2\pi \cdot \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0} \ [-], \tag{4.4}$$

kde tg $\delta$  určuje ztrátový činitel,  $\sigma$  je vodivost materiálu,  $\varepsilon_r$  a  $\varepsilon_0$  jsou relativní permitivita materiálu a relativní permitivita ve vakuu.

Vybraný dielektrický materiál nemá magnetický charakter, a proto se bude v další části práce pojednávat jen o elektrických parametrech materiálu.

### 4.6.2 Metoda otevřené koaxiální sondy

Princip měření pomocí koaxiální sondy je zobrazen obrázku 4.26. Pro měření vybraného vzorku, který může být pevného nebo kapalného skupenství, se provede kalibrace měřicího pracoviště pro minimalizaci nejistoty měřicího přístroje (VNA) a také se provede posun referenční roviny z roviny vstupního konektoru k rovině měřeného vzorku, kde se přiloží měřicí sonda. Na základě hodnoty činitele odrazu  $S_{11}$  se pak zpětně pomocí iterace dopočítají parametry vzorku jako je relativní permitivita  $\varepsilon_r$  a ztrátový činitel tg $\delta$  [39].

Výhodou této metody je její nedestruktivnost, kdy většinou není potřeba měřený vzorek výrazně upravovat, její další výhodou je relativně vysoká přesnost ( $\Delta \varepsilon_r \approx \pm 3 \%$ ) a pro nízké kmitočty od 50 MHz do 10 GHz je poměrně širokopásmová [40]. Nevýhodou této metody je nutnost využít iterační proces pro extrakci parametrů měřeného vzorku, vysoká citlivost na netěsnost mezi sondou a měřeným vzorkem a pro frekvenční pásmo E je také potřeba specializované měřicí pracoviště a drahé komponenty (kabely, konektory), které nejsou k dispozici.



Obrázek 4.26 Principiální znázornení merení pomoci koaxialní sondy [39].

### 4.6.3 Metoda volného prostoru

Princip měření pomocí bistatického uspořádání antén ve volném prostoru je znázorněn na obrázku 4.27. Měřený vzorek je umístěn mezi vysílací a přijímací anténu, kdy se následně měří činitel přenosu  $S_{21}$  a činitel odrazu  $S_{11}$ . Pokud je k dispozici pouze jedna měřící anténa, lze použít monostatickou konfiguraci, kdy se měří jen činitel odrazu  $S_{11}$ , ale je zapotřebí oddělení duplexní vysílací a přijímací části s dostatečnou úrovní izolace mezi porty. Pro vyhodnocení parametrů vzorku se pak nejčastěji využívá metoda zpětné extrakce pomocí činitele přenosu  $S_{21}$  a činitele odrazu  $S_{11}$ , kdy je informace o relativní permitivitě a ztrátovém činiteli uchována ve změně amplitudy a fáze průchodem vlny vzorkem o dané tloušťce. Druhým způsobem určení parametrů vzorku je využití metody TDOA (time difference of arrival), pomocí niž se z časového zpoždění příchodu vlny při průchodu měřeným materiálem vůči zpoždění příchodu vlny ve volnému prostoru určí hodnota patřičné hodnoty parametrů. Metoda se dále může doplnit pomocí techniky timegatingu, kdy se z časového průběhu vyfiltrují vlivy mnohonásobných odrazů [31].

Výhodou této metody je její nedestruktivnost a možnost měřit bezkontaktně. Metoda je dále širokopásmová a lze pomocí ní měřit i anizotropní charakter materiálů [39]. Nevýhodou této metody je potřeba relativně drahých vysoce směrových antén s nízkými postranními laloky pro minimalizaci odrazů od externích předmětů (držák, mnohonásobné odrazy ve vzorku, difrakce na hranách atd.). Další nevýhodou je potřeba přesného polohovacího zařízení a držáku pro správnost usazení antén i materiálu v jedné ose. Přesnost metody se odhaduje na  $\Delta \varepsilon_r = 1-10$  % a  $\Delta tg\delta = 5-20$  % [40].



Obrázek 4.27 Uspořádání měřicího pracoviště pro metodu měření ve volném prostoru [40].

#### 4.6.4 Metoda dutinového rezonátoru

Princip měření pomocí dutinového rezonátoru je demonstrován na obrázcích 4.28 a 4.29. Jedná se o výchylkovou metodu měření, kdy se na rezonančním kmitočtu dutiny provede měření činitele přenosu  $S_{21}$  nejprve prázdné dutiny bez vzorku, kdy se odečte šířka pásma pro pokles přenosu o 3 dB a z těchto hodnot se následně určí činitel jakosti prázdné dutiny. Poté se do dutiny vloží vhodně připravený měřený vzorek do místa maxima intenzity elektrického nebo magnetického pole v závislosti na tom, zdali chceme měřit elektrické nebo magnetické vlastnosti tak, aby byly siločáry vybraného vidu rovnoběžné s měřeným vzorkem. Vložením vzorku dojde ke změně rezonanční frekvence dutiny v závislosti na hodnotě relativní permitivity materiálu a k poklesu činitele jakosti, což se projeví na přenosu  $S_{21}$  rozšířením šířky pásma pro pokles o 3 dB. Tyto nové hodnoty se odečtou a společně s původními se pomocí následujících vztahů dopočítají patřičné parametry [41]:

$$\varepsilon_r' = 1 + \frac{2}{c} \cdot \frac{f_0 - f_s}{f_s} [-], \tag{4.5}$$

kde  $\varepsilon'_r$  představuje reálnou část relativní permitivity, C značí objemovou konstantu,  $f_0$  je rezonanční kmitočet prázdné dutiny a  $f_s$  je rezonanční kmitočet dutiny se vzorkem.

$$\varepsilon_r^{\prime\prime} = \left(\frac{1}{c}\right) \cdot \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_0}\right) [-],\tag{4.6}$$

kde  $\varepsilon_r''$  je imaginární část relativní permitivity,  $Q_s$  představuje činitel jakosti dutiny s měřeným vzorkem a  $Q_0$  je pak činitel jakosti prázdné dutiny.

$$C = \frac{4V_S}{V_0} [-], \tag{4.7}$$

kde C značí objemovou konstantu, Vs je objem prázdné dutiny a V<sub>0</sub> je objem vzorku.



Obrázek 4.28 Demonstrace průběhů činitele přenosu S<sub>21</sub> při změně relativní permitivity.

Výhodou této metody je její vysoká přesnost určení relativní permitivity a ztrátového činitele s rozlišením až 0,0001 a chybou 1-5 %. Další výhodou je, že pro měření není nutné provádět složitou kalibraci a také lze použít tenké materiály (tloušťka řádově v jednotkách mm). Danou metodou se dá měřit také anizotropní charakter vzorku. Velkou nevýhodou této metody je její úzkopásmovost, kdy lze kmitočet měření měnit pouze změnou rozměrů dutiny a dále pak velká náročnost na opracování, hladkost vnitřního povrchu a vysoká vodivost materiálu dutiny proto, aby se zabránilo poklesu vlastního činitele jakosti dutiny, což vede ke snižování přesnosti určení daných parametrů. Pro frekvenční pásmo E je problém s realizovatelností rezonátoru, neboť jeho rozměry vycházejí příliš malé (jednotky cm) a také nejsou dostupné potřebné konektory.



Obrázek 4.29 Princip měření vzorku pomocí dutinového rezonátoru.

### 4.6.5 Metoda mikropáskového vedení

Princip měření pomocí mikropáskového vedení je znázorněn na obrázku 4.30. Pro měření relativní permitivity se používá porovnávací metoda, kdy pro vybraný rezonanční kmitočet navrhne nejčastěji flíčková anténa s parametry pro vybranou relativní permitivitu a ztrátový činitel, ta se následně vyrobí na měřeném vzorku neznámého materiálu a z naměřených hodnot se pak zpětně pomocí simulace nalezne hodnota relativní permitivity, která bude odpovídat výsledkům měření [42]. Pro určení ztrátového činitele není tento způsob z důvodu velké nepřesnosti vhodný, a proto se namísto antény využívá měření pomocí přenosového vedení, které se umístí na měřený vzorek a z obou stran se propojí konektory. Pro zamezení vlivu konektoru a vyzařování samotného vedení se vyrábějí dvě přenosové vedení s rozdílnou délkou, kdy se měření parametrů vzorku provádí na delším z nich a kratší úsek slouží ke kompenzaci. Z rozdílů fáze a délek vedení se pak určí relativní permitivita a ztrátový činitel [43].



Obrázek 4.30 Praktické uspořádání při měření vzorku pomocí mikropáskového vedení [42].

Výhodou použití této techniky je její nedestruktivnost, relativně snadná výroba motivu na vzorku, v případě použití přenosového vedení i širokopásmovost. Nevýhodou je pak citlivost na nejistoty impedančního nepřizpůsobení, vlivu konektorů, nutnost kalibrace a pro frekvenční pásmo E nutnost použít čtyři 1 mm konektory, které jsou velmi nákladné.

#### 4.6.6 Metoda otevřeného obdélníkového vlnovodu

Princip měření pomocí otevřeného ústí obdélníkového vlnovodu je představen na obrázku 4.31. Materiál o dostatečné tloušťce a rozměrech se vloží mezi otevřené ústí vlnovodu rozšířeného o přírubu a zkratovací stěnu (lze nahradit rozlehlým poloprostorem bez odrazů – měřicí prostor s absorbéry). Dále se provede kalibrace měřicích přístrojů a posun referenční roviny portu do roviny vyústění vlnovodu. Poté se změří hodnota činitele odrazu  $S_{11}$  a pomocí iterací se dohledají odpovídající parametry materiálu vzorku. Pro zjištění požadovaných hodnot lze využít porovnání hodnoty admitance apertury ústí vlnovodu *Y* odvozenou z činitele odrazu  $\Gamma$  s hodnotou vypočtenou. Při dostatečné shodě a nízké hodnotě chybové funkce mezi naměřenými, vypočtenými a nasimulovanými hodnotami se iterace ukončí.

Měření se provádí buď pomocí dvou vzorků stejného materiálu s rozdílnou tloušťkou nebo pomocí jednoho vzorku na dvou rozdílných frekvencích natolik blízkých, aby byla změna činitele odrazu  $\Gamma$  minimální a hodnota relativní permitivity  $\varepsilon_r$  téměř shodná. Další možností je změření neznámého vzorku, který je zakrytý vzorkem se známými parametry a po provedení dehomogenizace se ze známé hodnoty tlouštěk obou vzorků a parametrů referenčního vzorku určí zbývající parametry neznámého vzorku [43].

Výhodou této metody je nedestruktivnost, možnost použití v terénu, možnost měřit anizotropii a dále pak širokopásmovost daná mezní frekvencí dominantní vidu vlnovodu a následujícího vyššího vidu. Nevýhodou, obzvlášť u nízkoztrátových materiálů, může být nutnost použití relativně tlustého vzorku (v závislosti na permitivitě, ztrátách a frekvenci) a potřeba velké příruby vlnovodu i zkratovací stěny, neboť při nesplnění těchto podmínek pro měření dochází k tomu, že se vystupující EM vlna z vlnovodu v materiálu dostatečně neutlumí a na okrajích příruby nebo vzorku dojde k zpětnému odrazu směrem k apertuře vlnovodu, což negativně ovlivní vstupní admitanci a to může vést k velké chybě při určení parametrů. Na základě analýzy v [44] bylo zjištěno, že by měla intenzita elektrického pole na hranách příruby poklesnout o 50 dB vůči úrovni na apertuře ústí. Tento problém se týká převážně hran v rovině E a může být do značné míry eliminován použitím přizpůsobení apertury pomocí eliptického nebo kruhového zakončení jako v případě [45]. Další nevýhodou této metody je větší nejistota určení parametrů, kdy  $\Delta \varepsilon_r = \pm 5 \%$  a  $\Delta tg\delta = \pm 14 \%$  [43].

S rostoucí frekvencí většinou dochází k zvyšování ztrát v materiálech a tím pádem je možné použít kratší přírubu. Totéž platí i pro materiály s vysokou hodnotou relativní permitivity ( $\varepsilon_r > 8$ ), kdy daný materiál lépe koncentruje energii v sobě.



Obrázek 4.31 Uspořádání otevřeného vlnovodu s měřeným vzorkem a zkratovací stěnou [43].

Pro výpočet admitance na apertuře ústí vlnovodu lze využít následující vztahy [46]:

$$Y = \frac{j}{(2\pi)^2 \cdot \mu \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2 \cdot a}\right)^2}} \cdot \int_{R=0}^{\infty} \int_{\theta=0}^{2\pi} \Im \cdot \left\{ \left(\varepsilon \cdot \mu - R^2 \cdot \cos^2(\theta)\right) \cdot \left(2 \cdot C_{\phi} + \frac{\Im}{x_z}\right) \right\} \cdot Rd\theta d \cdot R,$$
(4.8)

$$\Im = 4\pi \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot A}{B}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{x_y \cdot B}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{x_x \cdot A}{2}\right)}{x_y \cdot [\pi^2 - (x_x \cdot A)^2]},\tag{4.9}$$

$$C_{\phi} = -\frac{\Im \cdot e^{j \cdot x_z \cdot D}}{2 \cdot x_z \cdot \sin(x_z \cdot D)'}$$
(4.10)

$$A = k_0 \cdot a, \qquad B = k_0 \cdot b, \qquad D = k_0 \cdot d, \qquad k_0 = 2\pi \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}, \qquad (4.11)$$

$$x_x = R \cdot \cos(\theta), \quad x_y = R \cdot \sin(\theta), \qquad x_z = \sqrt{\varepsilon \cdot \mu - R^2},$$
(4.12)

$$\varepsilon = \varepsilon' - j \cdot \varepsilon'' = \varepsilon' \cdot (1 - j \cdot \operatorname{tg} \delta_{\varepsilon}), \qquad \mu = \mu' - j \cdot \mu'' = \mu' \cdot (1 - j \cdot \operatorname{tg} \delta_{\mu}), \quad (4.13)$$

kde *Y* představuje admitanci,  $\lambda_0$  je vlnová délka ve volném prostoru,  $k_0$  představuje vlnové číslo ve volném prostoru,  $\varepsilon_0$  a  $\mu_0$  jsou permitivita a permeabilita ve vakuu, *f* je frekvence, *a* je rozměr širší strany vlnovodu, *b* je rozměr užší strany vlnovodu, *d* je tloušťka vzorku,  $\theta$  a *R* jsou sférické integrační proměnné, které určují plochu apertury vlnovodu,  $x_x$ ,  $y_y$  a  $z_z$  představují přepočet na kartézské souřadnice, *A*, *B*, *D*,  $C_{\phi}$  a  $\Im$  slouží jako pomocné proměnné pro výpočty.

### 4.6.7 Metoda průchozího obdélníkového vlnovodu

Princip měření pomocí průchozího obdélníkového vlnovodu je obdobný jako u měření ve volném prostoru. Metoda vychází z měření činitele přenosu  $S_{21}$  a činitele odrazu  $S_{11}$  ve vlnovodu, do jehož středu se umístí měřený vzorek, který pro správnost metody musí vyplňovat celý příčný rozměr vlnovodu. Pro umístění vzorku existuje také speciální držák, který se instaluje mezi dva vlnovody, které se pak dohromady vzájemné spojí. Po kompletaci měřicího přípravku se provede kalibrace pro konfiguraci bez vzorku a posune se referenční rovina měření až k místům, kde bude umístěný vzorek, aby se při vyhodnocení odečetla správná hodnota fáze signálu. V závislosti na parametrech vzorku se pro danou tloušťku spočítá relativní permitivita, případně permeabilita a ztráty. Situaci blíže demonstruje obrázek 4.32.

Podstatnou výhodou této metody je její cenová dostupnost i přijatelná časová náročnost spojená s manipulací měřicího přípravku i ve frekvenčním pásmu E, dále možnost měřit tenké i tlustší materiály včetně jejich anizotropie a poměrně vysoká přesnost  $\Delta \varepsilon_r = \pm 1.5$ %,  $\Delta tg\delta = \pm 0,01$  [40]. Metoda je také vcelku širokopásmová v rámci šíření dominantního vidu vlnovodu (TE<sub>10</sub>) dle jeho rozměrů. Nevýhodou dané metody je silná citlivost na případnou netěsnost a mezeru mezi vzorkem a stěnou vlnovodu (především v rovině E), která se dá částečně korigovat výpočtem nebo se musí použít nízkoztrátový tmel, který negativně ovlivní určení ztrátového činitele. Dále je potřeba kalibrace před měřením a pokud má vzorek tloušťku  $\lambda_{mat}/2$  pro danou frekvenci v materiálu a je nízkoztrátový, nastane při extrakci parametrů pro tuto frekvenci neurčitost a překmit hodnoty, jenž je způsobený nízkou hodnotou činitele odrazu  $S_{11}$  při odrazu energie zpět k budícímu portu, a tradiční výpočet tento efekt neuvažuje [47]. Tuto skutečnost lze však dále kompenzovat odlišným výpočetním algoritmem [48]. Možnou nevýhodou je i destruktivnost metody, kdy se musí připravit vzorky vhodných rozměrů, pro kmitočtové pásmo E jsou však v řádu jednotek mm a spotřeba materiálu je tak nízká.

Obecně je metoda vhodná jak pro nízkoztrátové materiály s nízkou permitivitou (tg $\delta = 0,0001$ ,  $\varepsilon_r = 2$ ), tak i pro materiály se středními až vysokými ztrátami v řádu tg $\delta = 0,01$  až 1 nebo také pro materiály se střední relativní permitivitou  $\varepsilon_r = 5$  až 20 v závislosti na tloušť ce vzorku.



Obrázek 4.32 Konfigurace vlnovodu a nastavení portů pro měření parametrů vzorku.

Pro extrakci parametrů vzorku z průběhu rozptylových parametrů  $S_{21}$  a  $S_{11}$  se dá využít neiterační NRW (Nicholson-Ross Weir) algoritmus, který poskytuje rychlé výsledky. Pro výpočet parametrů vzorku se využijí následující vztahy [49]:

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2 \cdot S_{11}},\tag{4.14}$$

kde X představuje pomocnou proměnnou pro výpočet činitele odrazu  $\Gamma$ .

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1}$$
, pro správné určení musí platit  $|\Gamma| < 1$  (4.15)

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21}) \cdot \Gamma'}$$
(4.16)

kde T určuje činitel přenosu a parametry  $S_{11}$  a  $S_{21}$  jsou naměřené hodnoty vstupního činitele odrazu a činitele přenosu.

$$\frac{1}{\Lambda^2} = \left(\frac{\varepsilon_r \cdot \mu_r}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}\right) = -\left(\frac{1}{2\pi \cdot d} \cdot \ln\left(\frac{1}{T}\right)\right)^2,\tag{4.17}$$

kde  $\Lambda$  představuje pomocnou proměnnou,  $\varepsilon_r$  a  $\mu_r$  jsou relativní permitivita a permeabilita,  $\lambda_0$  a  $\lambda_c$  jsou vlnová délka ve volném prostoru a mezní vlnová délka ve vlnovodu a d je tloušťka měřeného vzorku.

$$\mu_{r\_ext} = \frac{1+\Gamma}{\Lambda \cdot (1-\Gamma) \cdot \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}},$$
(4.18)

$$\varepsilon_{r\_ext} = \frac{\lambda_0^2}{\mu_r} \cdot \left(\frac{1}{\lambda_c^2} - \left[\frac{1}{2\pi \cdot d} \cdot \ln\left(\frac{1}{T}\right)\right]^2\right),\tag{4.19}$$

kde  $\mu_{r_{ext}}$  a $\varepsilon_{r_{ext}}$  představují extrahované parametry relativní permeability a permitivity.

Jelikož mají rovnice (4.17) a (4.19) nekonečné množství kořenů pro násobky  $d/\lambda_{mat}$ , je pro správné určení kořenu potřeba porovnat vypočtené a změřené fázové zpoždění a tuto hodnotu iterovat, dokud nebude jejich odchylka dostatečně malá. Další možností je zvolit počáteční odhad hodnot  $\mu_r$  a  $\varepsilon_r$  a sledovat konvergenci algoritmu.

Odlišnou metodou výpočtu je použití Newton-Raphson iterační metody (NIST) pro kterou je potřebný počáteční odhad parametrů. Tato metoda je složitější na implementaci, neboť se musí počítat Jacobiho matice z derivace komplexních funkcí rozptylových parametrů. Využitím postupu dle Baker-Ravisova algoritmu lze daný výpočet dále zjednodušit a jeho přesnost se vyrovná způsobu výpočtu dle NIST [48][49].

Fotografie měřicího pracoviště je představena na obrázku 4.33. Pro charakterizaci materiálu byl použit vektorový analyzátor R&S ZVA67 a frekvenční konvertory R&S ZVA-Z110, které umožňují měření až do kmitočtu 110 GHz.



Obrázek 4.33 Uspořádání měřicího pracoviště pro charakterizaci materiálu.

Po vyhodnocení měření metodou průchozího vlnovodu byly zjištěny hodnoty relativní permitivity a ztrátového činitele dielektrického materiálu HDPE, které jsou prezentovány na obrázku 4.34.



Obrázek 4.34 Parametry materiálu HDPE (relativní permitivita, vodivost).

Z naměřených hodnot je patrné, že se hodnota relativní permitivity  $\varepsilon_r = 2,29$  shoduje s hodnotami získanými v [31] a [37] a hodnoty ztrátového činitele se pohybují od tg $\delta = 0,00079$  do 0,00083 (vodivost  $\sigma$  od 0,0075 do 0,011 S/m). Z výsledků vyplývá, že je daný materiál HDPE vhodný pro použití ve frekvenčním pásmu E, jak z hlediska dielektrických vlastností, tak z hlediska cenové dostupnosti.

# 5 VÝROBA A MĚŘENÍ

Následující kapitola pojednává o výrobě antény a o konfiguraci antény při měření jejich parametrů v bezodrazové komoře společně s prezentací finálních výsledků, které jsou srovnány s návrhem pomocí simulace.

### 5.1 Výroba antény

Antény byla vyrobena se spoluprací firmy RACOM, s. r. o. podle finálního modelu představeného ve třetí kapitole. Samotná anténa se tedy skládá ze čtyř částí, z čočky, velkého trychtýře, malého budícího trychtýře a přechodu z kruhového na obdélníkový vlnovod (WC12 – WR12). Z důvodu mechanického uchycení antény pro měření byly do frézované části velkého trychtýře vyvrtány díry, které slouží pro připevnění antény k měřicímu přípravku v bezodrazové komoře. Vyrobená anténa je představena na obrázku 5.1.



Obrázek 5.1 Vyrobená anténa s dielektrickou čočkou.

### 5.2 Měření parametrů antény

#### 5.2.1 Měření impedančního přizpůsobení a směrové charakteristiky

Měření vstupního činitele odrazu bylo provedeno pomocí vektorového obvodového analyzátoru a frekvenčního konvertoru ve frekvenčním pásmu 71-86 GHz. Naměřené hodnoty společně se simulovanými jsou prezentovány na obrázku 5.2.





Výsledky naměřených a simulovaných hodnot se téměř shodují. Anténa je z impedančního hlediska přizpůsobena v celém kmitočtovém rozsahu 71-86 GHz a vstupní činitel odrazu dosahuje hodnot kolem -15 dB.

Měření směrových charakteristik antény probíhalo v bezodrazové komoře na pracovišti VUT v Brně. Samotný proces měření těchto parametrů zahrnuje změření přenosu  $S_{21_{REF}}$  mezi dvěma referenčními anténami ve směru maxim jejich hlavních laloků, následné změření přenosu  $S_{21_{AUT}}$  mezi referenční a měřenou anténou, kdy je s měřenou anténou rotováno na podstavci anténního skeneru ovládaného počítačem v rozsahu úhlů od 0° do 360° v rovinách E i H pro frekvence od 71 GHz do 86 GHz. Výsledné hodnoty zisku byly dopočítány ze známé hodnoty zisku referenční antény pro dané kmitočty a ze změřených hodnot jednotlivých přenosů podle vztahu:

$$G_{AUT}(\theta,\varphi) = S_{21\_AUT}(\theta,\varphi) - \left(S_{21\_REF\_MAX} - G_{REF\_MAX}\right), \tag{5.1}$$

kde  $G_{AUT}(\theta, \varphi)$  představuje zisk měřených antén v daném směru,  $S_{21\_AUT}(\theta, \varphi)$  je přenos mezi referenční a měřenou anténou v daném směru,  $S_{21\_REF\_MAX}$  udává přenos mezi dvěma referenčními anténami v maximech vyzařovacích charakteristik a  $G_{REF\_MAX}$  je zisk referenční antény na daném kmitočtu ve směru maxima vyzařování.

Uspořádání měřicího pracoviště pro měření antény je vyobrazeno na obrázku 5.3 a výsledné hodnoty parametrů dané antény jsou zachyceny na obrázcích 5.4. až 5.7. Další směrové charakteristiky jsou v příloze C.



Obrázek 5.3 Uspořádání měřicího pracoviště pro měření antén.



Obrázek 5.4 Změřený zisk antény s dielektrickou čočkou v rovině E – detail.



Obrázek 5.5 Změřený zisk antény s dielektrickou čočkou v rovině H – detail.



Obrázek 5.6 Změřené parametry trychtýřové antény s hyperbolickou čočkou.





Pro samotné měření směrových charakteristik je potřeba, aby se anténa nacházela ve vzdálené oblasti, která je určena vzdáleností [2]:

$$d_{ff} = \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot D^2}{\frac{c}{f}} = \frac{2 \cdot 0.2^2}{\frac{3 \cdot 10^8}{86 \cdot 10^9}} = 22,95 \text{ [m]},$$

kde  $d_{\rm ff}$  představuje potřebnou vzdálenost pro vzdálenou oblast, D je průměr apertury antény,  $\lambda$  je vlnová délka, c je rychlost světla a f je frekvence.

Hraniční vzdálenost, od které je definována blízká zářivá oblast antény je určena vztahem [2]:

$$d_{nf} = 0.62 \cdot \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} = 0.62 \cdot \sqrt{\frac{D^3}{\frac{C}{f}}} = 0.62 \cdot \sqrt{\frac{0.2^3}{\frac{3 \cdot 10^8}{86 \cdot 10^9}}} = 0.94 \text{ [m]},$$

kde  $d_{nf}$  představuje potřebnou vzdálenost pro blízkou zářivou oblast, *D* je průměr apertury antény,  $\lambda$  je vlnová délka, *c* je rychlost světla a *f* je frekvence.

Měření probíhalo ve vzdálenosti d = 2,3 m, což je stále oblast, kde dochází k formování směrové charakteristiky a k nežádoucí interakci elektromagnetického pole v blízkosti antény.

Jelikož je podélný rozměr měřicího pracoviště menší, než je potřebná vzdálenost pro vzdálenou oblast antény, tak tuto podmínku měření nešlo splnit, což se negativně projevilo na zkreslení a rozšíření hlavního svazku antény, což lze pozorovat snížením zisku vůči simulaci až o 6,5 dB. Určení bočních laloků bude pravděpodobně také zatíženo nejistotou vzniklou v důsledku měření v blízké zóně antény, avšak výsledky se i přesto simulaci přibližují. Maximální rozdíl potlačení bočních laloků v rovině E vůči simulaci je 5,3 dB a v rovině H pak 8,9 dB. Maska směrové charakteristiky dle normy ETSI je splněna ve třídě 2 a částečně také ve třídě 3.

Celkově je z naměřených hodnot zjevné, že je dosaženo impedančního přizpůsobení pro hodnotu  $S_{11} < -10$  dB v celém kmitočtovém pásmu 71-86 GHz a že jsou hodnoty zisku vůči simulacím nižší, ať už z důvodu méně přesného měření v blízké oblasti antény nebo z důvodu konečné drsnosti povrchu, případně dalších nepřesností při měření. Změřená hodnota zisku pro f = 71 GHz je  $G_r = 34,93$  dBi, pro f = 76 GHz je  $G_r = 34,83$  dBi, pro f = 81 GHz je  $G_r = 35,24 \text{ dBi a pro} f = 86 \text{ GHz}$  je  $G_r = 34,38 \text{ dBi}$ . Z průběhu lze pozorovat, že s rostoucím kmitočtem nedochází k růstu zisku, ale spíše k jeho snižování, což může být zapříčiněno zvyšujícím se vlivem záření v blízké oblasti antény. Na základě současných výsledků měření tak není splněn požadavek minimálního zisku 38 dBi. Pro další ověření by bylo vhodné anténu přeměřit ve větší bezodrazové komoře ve vzdálené oblasti. Potlačení zadního laloku je alespoň 70 dB, což vyvrací výsledek simulovaných hodnot a potvrzuje tak nepřesnost v simulačním programu. Potlačení bočních laloků v rovině E dosahuje hodnoty  $SLL_E = 21,3 \text{ dB}$ ; 22,5 dB; 20,7 dB a 21,7 dB pro kmitočty f = 71 GHz; 76 GHz; 81 GHz a 86 GHz, což splňuje požadavek na potlačení laloků alespoň o 15 dB. V rovině H je pak potlačení bočních laloků *SLL*<sub>H</sub> = 36,74 dB; 33,1 dB; 36,2 dB a 38,7 dB pro kmitočty f = 71 GHz; 76 GHz; 81 GHz a 86 GHz, což je pro danou aplikaci plně dostačující.

## 6 ZÁVĚR

Cílem diplomové práce bylo seznámit se s metodami potlačení bočních laloků trychtýřové antény a využít vybranou metodu pro návrh antény dle požadovaných parametrů zadání. Na základě rešerše byl proveden podrobný rozbor jednotlivých metod včetně příkladů jejich řešení.

Pro samotný návrh byla použita metoda využívající zatížení apertury antény hyperbolickou dielektrickou čočku, která se pro danou aplikaci jevila jako nejvýhodnější z hlediska dosažitelnosti požadovaných parametrů, tj. zisku i potlačení bočních laloků s mírnou rezervou na nepřesnosti i z hlediska zachování kompaktních rozměrů a nízkých předpokládaných výrobních nákladů. Dielektrická čočka byla umístěna směrem dovnitř antény, což oproti jiným řešením nezpůsobuje prodloužení celkové délky antény. Rozsah změřeného zisku v daném frekvenčním pásmu E (71-86 GHz) dosahuje hodnoty od 32,7 dBi do 36,3 dBi, přičemž simulované hodnoty zisku finální úpravy antény byly v rozmezí 39 dBi až 40,3 dBi. Potlačení bočních laloků se pohybuje v rozmezí 19,5 dB až 26,5 dB pro rovinu E a v rozmezí 30 dB až 39,9 dB pro rovinu H. Potlačení zadního laloku vůči hlavnímu svazku je pak minimálně 70 dB. Měření potvrdilo, že je daný způsob řešení schopen splnit požadavky masky směrové charakteristik dle normy ETSI EN 302 214-4 ve třídě 2 a částečně i ve třídě 3. Jako výchozí materiál pro dielektrickou čočku byl prvotně zvolen teflon s parametry  $\varepsilon_r = 2,1$  a tg $\delta = 0,0002$ , ale pro lepší cenovou dostupnost byl pro vlastní výrobu zvolen materiál HDPE (vysoko hustotní polyetylen), který dosahuje parametrů  $\varepsilon_r = 2,29$  a tg $\delta = 0,0008$ .

Pro druhé řešení, které by dokázalo splnit požadavky zadání byl využit návrh děrované ploché dielektrické čočky na bázi vysílacího pole, které navíc snižuje spotřebu dielektrického materiálu o jednu polovinu. Tento návrh čočky korigující fázi na apertuře v jednotlivých buňkách je poněkud náročnější jak z hlediska správného rozmístění buněk na apertuře, výsledné citlivosti struktury na nepřesnosti, tak i z hlediska času potřebného pro modelování struktury. Výsledný simulovaný zisk této antény se pohybuje od 38,8 dBi do 40,3 dBi a potlačení bočních laloků se pohybuje mezi 16,4 dB až 21,9 dB v rovině E a od 23,1 dB do 24,2 dB v rovině H. Tento způsob řešení však nedokáže splnit požadavky normy ETSI EN 302 214-4 ani ve třídě 2.

Jako třetí řešení byla vybrána anténa s integrovanou dielektrickou čočkou, jejíž výhodou může být jednodušší konstrukční řešení bez nutnosti použití kovového šasi, což se projeví snížením hmotnosti, ale její nevýhodou je značná spotřeba dielektrického materiálu. Výsledný simulovaný zisk této antény se pohybuje od 38,8 dBi do 41,5 dBi a potlačení bočních laloků se pohybuje mezi 16 dB až 18,2 dB v rovině E a od 14 dB do 24 dB v rovině H. Tento způsob řešení splňuje požadavky normy ETSI EN 302 214-4 ve třídě 2 a do 90° směrové charakteristiky i ve třídě 3.

V další částí diplomové práce byla provedena rozsáhlá parametrická a citlivostí analýza, která měla za cíl zjistit možnosti minimalizace rozměrů antény a vliv možných nepřesností výroby, které mohou nastat, na parametry antény. Z výsledků těchto analýz byly provedeny úpravy antény tak, aby byla citlivost těchto parametrů na výrobní nepřesnosti ve výsledku co nejmenší.

Jelikož bylo v průběhu řešení diplomové práce potřeba změnit dielektrický materiál k výrobě čočky antény na cenově dostupnější, a jehož přesné parametry nebyly v daném

kmitočtovém pásmu výrobcem definované, bylo tak potřeba jeho parametry zjistit a upřesnit. Na základě analýzy metod měření dielektrických vlastností byla vybrána metoda průchozího obdélníkového vlnovodu, který v daném frekvenčním pásmu nejvhodnější jak z hlediska přípravy a dostupnosti měřicího pracoviště, přesnosti samotné metody, jejího vyhodnocení a také spotřebě materiálu pro měření. Výsledky měření se shodovaly s literaturou a daný materiál HDPE tak mohl být použit pro výrobu čočky.

Výroba antény probíhala ve spolupráci s firmou RACOM, s. r. o., pro kterou byla tato anténa navržena a měření jejích parametrů probíhalo v prostorách pracoviště UREL FEKT VUT v Brně. Z vyhodnocení výsledků měření lze usoudit, že daná anténa splňuje veškeré požadavky zadání, kromě dostatečného zisku. Samotné měření však probíhalo v blízké oblasti antény, kde dochází ke zkreslení výsledků vůči měření ve vzdálené oblasti antény, a proto je potřeba brát tyto výsledky s rezervou.

V dalším pokračování diplomové práce by se mohlo provést přeměření směrových charakteristik antény v blízké oblasti za použití speciální měřicí sondy s následnou transformací do vzdálené oblasti antény a porovnáním obou výsledků měření. V návaznosti na zlepšování kvality a větší dostupnost 3D tisku by se mohla diplomová práce ubírat směrem k využití této technologie právě pro tisk trychtýřových antén.

### LITERATURA

- [1] Standard ETSI EN 302 217-4. Fixed Radio Systems; Characteristics and requirements for point-to-point equipment and antennas; Part 4: Antennas. France. 2016. [cit. 2017-11-22]. Dostupné
   kttp://www.etsi.org/deliver/etsi\_en/302200\_302299/30221704/02.00.03\_20/en\_30221704v 020003a.pdf.
- [2] VOLAKIS, J.L. Antenna engineering handbook. 4rd ed. McGraw-Hill Companies, 2007, Ch 14, Ch 18, 1800 s. ISBN 0-07-154685-5.
- [3] POZAR, D.M. *Microwave Engineering*. 4th ed. John Wiley & Sons, Inc., 2012, s. 128, 756 s. ISBN 978-0-470-63155-3.
- [4] MILLIGAN, T.A. Modern antenna design. 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2005, s. 20– 40, 355–384. 633 s. ISBN-13 978-0-471-45776-3.
- [5] GRANET, CH., JAMES, G.L. Design of corrugated horns: A primer. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, April 2005, vol. 47, no. 2, s. 76-84. DOI: 10.1109/MAP.2005.1487785.
- [6] BALEGH, H., ARAND, B. A., YOUSEFI, L. Side lobe level reduction in horn antennas using graphene. In: 2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). Shiraz, 2016, s. 1937-1941. DOI: 10.1109/IranianCEE.2016.7585838.
- [7] POTTER, P.D. A new horn antenna with suppressed sidelobes and equal beamwidths. Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology. 1963, 21 s.
- [8] BORNEMANN, J. Corrugated Horns. [online]. University of Victoria, Electrical and Computer Engineering, 2017. [cit. 2017-10-20]. Dostupné z: http://ds5evu.tistory.com/attachment/cfile28.uf@2323BD3B5257E87A3CCC52.pdf.
- [9] KRAUS, J.D. Antennas. 2nd ed. McGraw-Hill Companies, 1998, Ch 13-14, 460 s. ISBN 0-07-463219-1.
- [10] WANG, J., YAO, Y., et al. Design of novel tanh/linear dual profiled smooth horn with low sidelobes. In: *Electronics letters*, March 2017, vol. 53, issue 6, s. 371-373. DOI: 10.1049/el.2016.4525.
- [11] ROBERTSON, D.A., SPEIRS, P.J., et al. Compact corrugated feedhorns with high gaussian coupling efficiency and -60 dB sidelobes. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, issue 6, s. 2518-2522, June 2016. DOI: 10.1109/TAP.2016.2543799.
- [12] RIO BOCIO, C. High performance horn antenna design II. [online]. University of Navarra, 2010. [cit. 2017-10-20]. Dostupné z: http://www.radio.feec.vutbr.cz/kosy/soubory/bocia/ High\_performance\_horn\_antenna\_design\_II.pdf.
- [13] MCKAY, J.E., et al. Compact wideband corrugated feedhorns with utra-low sidelobes for very high performance antennas and quasi-optical systems. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no 4, s. 1714-1721, April 2013. DOI: 10.1109/TAP.2013.2243097.
- [14] AL-NUAIMI, M. K. T, HONG, W. Design of high-directivity compact-size conical horn lens antenna. In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, vol. 13, s. 467-470. DOI: 10.1109/LAWP.2013.2297519.
- [15] AL-NUAIMI, M. K. T, HONG, W. Fabrication and experimental validation of high gain

lens antenna for 71–86GHz band. In: 2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015, Shenzhen, 2015, s. 1-4. DOI: 10.1109/IEEE-IWS.2015.7164571.

- [16] WU, D., FENG, Z., LIU, W. A novel conical horn antenna loaded with ball cone dielectric. In: *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Harbin, 2014, s. 631-634. DOI: 10.1109/APCAP.2014.6992574.
- [17] VOSOUGHI-NIRI, O., MOHAMMADPOUR-AGHDAM, K. A 77 GHz stepped diffractive dielectric lens with enhanced directivity and reduced SLL. In: 2016 Fourth International Conference on Millimeter-Wave and Terahertz Technologies (MMWaTT), Tehran, 2016, s. 91-94. DOI: 10.1109/MMWaTT.2016.7869924.
- [18] AL-NUAIMI, M.K.T., HONG, W. Compact size pyramidal horn lens antenna for E-band gigabit point-to-point communications. In: *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Harbin, 2014, s. 1183-1186. DOI: 10.1109/APCAP.2014.6992725.
- [19] BALANIS, C.A. Antenna Theory Analysis and Design. 3rd ed. John Wileys & Sons, Inc., 2005, s. 792. 1099 s. ISBN: 9780471667827.
- [20] QI, M.Q, TANG, W.X, et al. Suppressing side-lobe radiations of horn antenna by loading metamaterial lens. In: *Scientific Reports*, 2015, Nanjing, s. 1-6, DOI: 10.1038/srep09113.
- [21] CHEN, X., GE, Y., BIRD, T.S. Reduction of sidelobe radiations of the standard pyramidal horn using a thin metamaterial lens. In: *Electronics Letters*, vol. 52, issue. 24, s. 1973-1974, 2016. DOI: 10.1049/el.2016.3336.
- [22] Flann Microwave Main Catalogue 2015 Lens Horn Antenna Series 810/820/880, s. 90-91, 2015. [cit. 2017-11-22]. Dostupné z: http://flann.com/wpcontent/uploads/2015/09/Flann-Final-2015-for-Website-Use-06082015.pdf.
- [23] SAGE Millimeter, Inc. Linear to Circular Polarizer, E Band, 71 to 86 GHz, s. 1-2, 2017. [cit. 2017-11-22]. Dostupné z: https://www.sagemillimeter.com/content/datasheets/SAS-793-11012-F1.pdf.
- [24] Lo, Y. T, Lee, S. W. Antenna handbook: Theory, Applications, and Design, Volume II. Van Nostrand Reinhold, International Thomson Publishing, Inc. 1993, s. 771–798, 830 s. ISBN 0-442-01594-1.
- [25] AL-NUAIMI, M. K. T., HONG, W. Phase Error Analysis of Discrete Dielectric Lens With Experimental Results at 94 GHz. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 10, s. 4000-4007, October 2015. DOI: 10.1109/TAP.2015.2456978.
- [26] BALANIS, C. A. NASA Technical Note: Measurement of dielectric constants and loss tangents at E-band using a Fabry-Perot interferometer. Langley Research Center. December 1969. Dostupné z: https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19700003017.pdf.
- [27] GABER, S. M., et al. Transmitarray using perforated dielectric material for wideband applications. In: *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 24, 1–13, 2012. Dostupné z: www.jpier.org/PIERM/pierm24/01.12020110.pdf.
- [28] KARTTUNEN, A., SAULEAU, R., et al. Reduction of internal reflections in integrated lens antennas for beam-steering. In: *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 134, 2013, s. 63–78. DOI: 10.2528/PIER12102206.
- [29] ARTEMENKO, A., MOZHAROVSKIY, A., et al. Electronically beam steerable lens antenna for 71–76/81–86 GHz backhaul applications. In: 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ, 2015, s. 1-4. DOI: 10.1109/MWSYM.2015.7166971.
- [30] KARKI, S. K., VIIKARI, V., et al. Lens antenna design for E-band point-to-point radio

links. In: 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS), St. Petersburg, 2017, s. 1625-1631. DOI: 10.1109/PIERS.2017.8262010.

- [31] KARKI, S. *Beam-steerable E-band lens antenna for 5G backhaul link*. Finland, Espoo: Aalto University. Radio Science and Engineering, 2016, 72+12 s., Master's thesis. Supervising professor: Viikari, Ville.
- [32] KURIYAMA, A., et al. A high efficiency antenna with horn and lens for 77 GHz automotive long range radar. In: 2016 European Radar Conference (EuRAD), London, 2016, s. 378-381.
- [33] MUSTHOFA, M. F. Y., MUNIR, A. Design of rectangular to circular waveguide converter for S-band frequency. In: *Proceedings of the 2011 International Conference on Electrical Engineering and Informatics*, Bandung, 2011, s. 1-5. DOI: 10.1109/ICEEI.2011.6021720
- [34] DOHERTY, S., et al. Rectangular to large diameter conical corrugated waveguide converter based on stacked rings. In: 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, s. 1-4.
- [35] Katalogový list PE-W12B001: WR-12 Instrumentation Grade Waveguide E-Bend with UG-387/U Flange Operating from 60 GHz to 90 GHz. [cit. 2018-03-11]. Dostupné z: https://www.pasternack.com/images/ProductPDF/PE-W12B001.pdf.
- [36] KHANAL, S., et al. Towards printed millimeter-wave components: Material characterization. In: 2016 Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM) & ESA Workshop on Millimetre-Wave Technology and Applications, Espoo, 2016, s. 1-3. DOI: 10.1109/GSMM.2016.7500324.
- [37] LAMB, J., W. Miscellaneous data on materials for millimetre and submillimetre optics. In: *International Journal of Infi'ared and Millimeter Waves*, Vol, 17, No. 19., 1996. DOI: 10.1007/BF02069487.
- [38] HUANG, S. Y. Loss Tangent, Notes. 02/2012. [cit 2018-03-12]. Dostupné z: http://people.sutd.edu.sg/~huangshaoying/wpcontent/uploads/2014/04/SYHUANG\_notes\_losstangent.pdf.
- [39] Aplikační zpráva: Agilent Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials Application Note, June 2006, 5989-2589EN. [cit. 2018-03-20]. Dostupné z: http://academy.cba.mit.edu/classes/input\_devices/meas.pdf.
- [40] KRUPKA, J. Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies. Department of Electronics and Information Technology, Institute of Microelectronics and Optoelectronics, Warsaw University of Technology, Poland. 2006. DOI: 10.1088/0957-0233/17/6/R01.
- [41] ASTM D2520-13, Standard Test Methods for Complex Permittivity (Dielectric Constant) of Solid Electrical Insulating Materials at Microwave Frequencies and Temperatures to 1650oC, ASTM International, West Conshohocken, PA, 2013, DOI: 10.1520/D2520.
- [42] AAKASHDEEP, BASU, S. K., et al. Measurement of effective dielectric constant: A comparison. In: 2011 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), Kolkata, 2011, s. 1-3. DOI: 10.1109/AEMC.2011.6256866.
- [43] NARAYANAN, P. M. Microstrip Transmission Line Method for Broadband Permittivity Measurement of Dielectric Substrates. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 11, s. 2784-2790, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TMTT.2014.2354595.
- [44] MAODE, N., et al. An Improved Open-Ended Waveguide Measurement Technique on Parameters εr and μr of High-Loss Materials. In: IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 47, no. 2, s. 476-481, Apr 1998. DOI: 10.1109/19.744194.

- [45] KEMPIN, M., et al. Finite Flange Correction for Microwave and Millimeter-Wave Nondestructive Material Characterization. In: 2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), Minneapolis, MN, 2013, s. 1435-1440. DOI: 10.1109/I2MTC.2013.6555651.
- [46] BAKHTIARI, S., et. al. Open-Ended Rectangular Waveguide for Nondestructive Thickness Measurement and Variation Detection of Lossy Dielectric Slabs Backed by a Conducting Plate. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no. 1, s. 19-24, Feb 1993. DOI: 10.1109/19.206673.
- [47] ASTM D5568 01 Standard Test Method for Measuring Relative Complex Permittivity and Relative Magnetic Permeability of Solid Materials at Microwave Frequencies Using Waveguide. ASTM International, West Conshohocken, PA, 2011. DOI: 10.1520/D5568-01.
- [48] BOUGHRIET, A. H., LEGRAND, C., CHAPOTON, A. Noniterative stable transmission/reflection method for low-loss material complex permittivity determination. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 1, s. 52-57, Jan. 1997. DOI: 10.1109/22.552032.
- [49] WEIR, W. B. Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies. In: *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 1, s. 33-36, Jan. 1974. DOI: 10.1109/PROC.1974.9382.

# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

| $\theta$   | Úhel v rovině elevace  |
|------------|--|
| λ          | Vlnová délka   |
| З          | Permitivita  |
| EM         | Elektromagnetický  |
| ETSI       | European Telecommunications Standards Institute,<br>Institut pro telekomunikační standardy |
| CNC        | Computer Numeric Control, číslicové řízení počítačem                                       |
| G          | Zisk   |
| $G_{ m r}$ | Realizovaný zisk   |
| HE         | Hybridně elektrické  |
| HDPE       | High density polyethylene, vysoko hustotní polyetylen                                      |
| MNČ        | Metoda nejmenších čtverců  |
| SLL        | Side lobe level, úroveň bočních laloků   |
| SL         | Side lobe, boční lalok   |
| TE         | Transverzálně elektrické   |
| ТМ         | Transverzálně magnetické   |
| TEM        | Transverzálně elektricko-magnetické  |
| X          | Reaktance  |
| Zs         | Povrchová impedance  |

## A VÝPOČETNÍ SKRIPTY

### A.1 Rozměry standardní pyramidální trychtýřové antény

```
function [a,b,h,Lh,Le] = pyramid horn (f,G,aw,bw)
% aw = 3.7592 mm WR12 - 3.0988 mm
bw = 1.8796 \text{ mm}
                            1.5494 mm
c=3e8;
                        % rychlost svetla
lambda = c/(f*1e9);
                        % vlnova delka
aw=aw*1e-3;
                        % prevod rozmeru z milimetru na metry
bw=bw*1e-3;
G=10^(G/10);
                       % prevod zisku z dBi
g1= 2*pi;
                       % koeficienty pro standardni antenu
a1=3*lambda;
b1=2*lambda;
c0=G*lambda^2/g1*a1/b1; % vypocet pomocnych koeficientu
P = c0/12*(G*lambda^2/g1-aw*bw/4);
Q = c0^{2}/128 * (aw^{2}*b1/a1-bw^{2});
u = (Q + (Q^2 + P^3)^{(1/2)})^{(1/3)};
A2 = (u - P/u) + aw^{2}/8;
A1=(A2^2+3*(u+P/u)^2)^(1/2);
a=(A1+A2)^(1/2)-(bw*c0-aw^2/8)/(4*A1)+aw/4; % sirka apertury
b=G*lambda^2/(g1*a);
                       % vyska apertury
Lh=a^2/a1;
                        % sikma vyska apertury
Le=b^2/b1;
                        % sikma delka apertury
h=Lh*(1-aw/a);
                       % delka trychtyre
a=a*1e3;
                        % prevod rozmeru z metru na milimetry
b=b*1e3;
Lh=Lh*1e3;
Le=Le*1e3;
h=h*1e3;
```

### A.2 Rozložení a korekce fáze na apertuře kónické antény

```
c = 3e8;
                         % rychlost svetla
f=79e9;
                         % frekvence pro vypocet
lam 0 = c/f;
                         % vlnova delka ve vakuu
r = -90.48:2.32:90.48; % vektor rozmeru apertury, krok = velikost bunky
F = 250 - 2;
                         % ohniskova vzdalenost
% F = celkova delka anténa + vstupni vlnovod - fazovy stred
rad = 0.2:0.05:0.5; % permitivita teflonu
D = 2*rad; % prumer der
S = 1.16:
% polohy fazoveho stredu 7/2/1 mm pro 71/79/86 GHz
S = 1.16;
                        % roztec der v bunce
d=18e-3;%
                        % tloustka cocky
```

```
for i = 1:length(r) % korekce faze podel apertury
phi(i) = (2*pi/lam_0)*(sqrt((r(i)*10^-3).^2+(F*10^-3).^2)-(F*10^-3));
deg(i) = phi(i)*180/pi; % prevod z radianu na stupne
while deg(i) > 360 % prevod na rozsah 0 az 360 stupnu
    deg(i) = deg(i) - 360;
end
end
figure(1) % vykresleni prubehu korekce faze
plot(r,deg,'r','LineWidth',2.5)
xlabel('r [mm]')
ylabel('fáze [°]')
hold on
    xlim([-100 100])
    ylim([0 400])
```

### A.3 Fázový posun dielektrické buňky – výpočet, simulace

```
c = 3e8;
                       % rychlost svetla
f=79e9;
                        % frekvence pro vypocet
lam 0 = c/f;
                       % vlnova delka ve vakuu
r = -90.48:2.32:90.48; % vektor rozmeru apertury, krok = velikost bunky
F = 250 - 2;
                       % ohniskova vzdalenost
% F = celkova delka anténa + vstupni vlnovod - fazovy stred
% polohy fazoveho stredu 7/2/1 mm pro 71/79/86 GHz
                       % permitivita teflonu
er = 2.1;
rad = 0.2:0.05:0.5;
                       % polomer der
D = 2 * rad;
                       % prumer der
S = 1.16;
                       % roztec der v bunce
d=18e-3;%
                       % tloustka cocky
for j = 1:length(rad)
                      % delka vektoru polomeru der
 eref(j) = er*(1-(pi/(2*sqrt(3)))*(D(j)/S)^2)+...
 +(pi/(2*sqrt(3)))*(D(j)/S)^2;
                                   % vypocet efektivni permitivity
 phase(j) = 2*pi*f*sqrt(eref(j))*d*180/(pi*c); % vypocet zmeny faze
  while phase(j) > 360
      phase(j) = phase(j) - 360; % prevod do rozsahu 0 az 360 stupnu
  end
end
figure(2) % vykresleni prubehu zmeny faze pro dany prumer der bunky
plot(2*rad, phase, 'r', 'LineWidth', 2.5)
xlabel('průměr díry [mm]')
ylabel('fáze [°]')
hold on
% oectene simulovane hodnoty v CST pro dane frekvence
f71 = [-139.9 - 102.4 - 57.6 - 362.5 - 299.2 - 230.2 - 153.5];
f79 = [-446.5 - 404.8 - 351.5 - 652.4 - 584.7 - 504.4 - 421.4];
f86 = [-712.3 -665.5 -613.2 -906.4 -832.4 -747.6 -654.8];
               % vychozi hodnota referencni bunky
f71 \ 2(1) = 0;
f79^{2}(1) = 0;
                 % nejmensi bunka ma prumer 0.2 = referencni
f86 2(1) = 0;
```

```
for k = 2:length(f71) % uprava faze do rozsahu 0 az 360 stupnu
    while abs(f71(k) - f71(k-1))> 180 % rozdil mezi sousedními hodnotami
    f71(k) = f71(k) + 360;
     end
    f71 2(k) = abs(f71(1) - f71(k)); % rozdil vuci referencni hodnote
    while abs(f79(k) - f79(k-1)) > 180
    f79(k) = f79(k) + 360;
     end
    f79 2(k) = abs(f79(1) - f79(k));
    while abs(f86(k) - f86(k-1) > 180
    f86(k) = f86(k) + 360;
     end
     f86 2(k) = abs(f86(1) - f86(k));
end
figure(3)
          % vykresleni prubehu faze v zavislosti na prumer der bunky
plot(2*rad,f86 2,'b','LineWidth',2.5) % vztazeno k referencni bunce
xlabel('průměr díry [mm]')
ylabel('změna fáze [°]')
hold on
```

### A.4 Rozměry antény s integrovanou čočkou – výpočet

| D = 180;                 | 00 | prumer cocky antcny [mm]    |
|--------------------------|----|-----------------------------|
| b = D/2;                 | 00 | polomer cocky anteny        |
| er = 2.1;                | 00 | permitivita materialu       |
| e = 0.95/sqrt(er);       | 00 | excentricita elipsy         |
| a = sqrt((b*b)/(1-e*e)); | 00 | delka hlavni poloosy elipsy |
| L = e*a;                 | 00 | delka absorberu             |
| h = a+L;                 | 00 | celkova vyska cocky anteny  |

# **B** ROZMĚRY FINÁLNÍ VERZE ANTÉNY

### B.1 Trychtýře





Výrobní výkres trychtýřů.

B.2 Čočka



Obrázek 6.2 Výrobní výkres dielektrické čočky.

### B.3 Vlnovodový přechod



Obrázek 6.3 Vlnovodový přechod – boční pohled.



Obrázek 6.4 Vlnovodový přechod – horní pohled – polovina struktury.

# C SMĚROVÉ CHARAKTERISTIKY ANTÉNY



Obrázek 6.5 Směrové charakteristiky antény s dielektrickou čočkou – měření (rovina E).



Obrázek 6.6 Směrové charakteristiky antény s dielektrickou čočkou – měření (rovina H).