

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

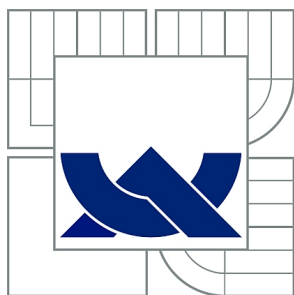
OZAŘOVAČ DO BEZODRAZOVÉ ANTÉNNÍ KOMORY S DVOJÍ
KRUHOVOU POLARIZACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

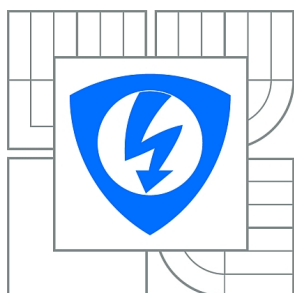
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. MICHAL MRNKA

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

OZAŘOVAČ DO BEZODRAZOVÉ ANTÉNNÍ KOMORY S DVOJÍ KRUHOVOU POLARIZACÍ

TRANSMITTING ANTENNA WITH DUAL CIRCULAR POLARISATION FOR INDOOR ANTENNA
MEASUREMENT RANGE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

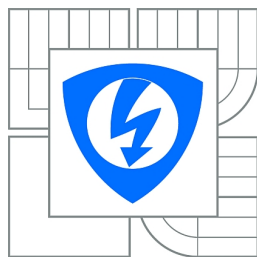
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. MICHAL MRNKA

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. ZBYNĚK RAIDA

BRNO 2013



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Michal Mrnka

ID: 111107

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Ozařovač do bezodrazové anténní komory s dvojí kruhovou polarizací

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Zaměřte se na návrh antény pro měření GPS L1 antén s kruhovou polarizací. Požadavkem je co nejlepší osový poměr kruhových polarizací. Seznamte se s principem vytváření dvojí kruhové polarizace ve vlnovodu. Seznamte se s teorií trychtýřových ústí vlnovodových antén. Anténa je určena pro měření ve vzdáleném poli v klasické pravoúhlé bezodrazové komoře. Seznamte se s problematikou přesnosti měření ve vzdáleném poli antény.

Na základě specifikace požadavků na konkrétní elektrické a mechanické parametry antény vyberte typ vlnovodu, navrhnete polarizátor a vyberte vhodné ústí antény. Snažte se dosáhnout kompaktního tvaru antény.

Připravte trojrozměrný model, případně základní výkresovou dokumentaci pro realizaci antény. Anténu zadejte k realizaci a výsledný výrobek proměřte. Výroba a měření proběhne ve spolupráci s firmou ERA a. s. Pardubice.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PROCHÁZKA, M. Antény – Encyklopedická příručka. Praha: BEN – technická literatura, 2005.

[2] KRAUS, J. D. Antennas. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1988.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Konzultanti diplomové práce: Ing. Martin Pavlovič, ERA a.s.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Práca sa zaoberá návrhom ožarovača na báze septum polarizátoru v štvorcovom vlnovode pre účely merania kruhovo polarizovaných antén. Návrh ožarovača je rozdelený na tri časti. V prvej je pozornosť venovaná vlnovodom, ich analýze a predbežnému výberu rozmerov. Nájdeme tu i zmienku o dôležitom prvku polarizátoru s prepážkou - o π -vlnovode. Druhá časť je pre návrh kľúčová - zaoberá sa analýzou a návrhom samotného polarizátoru. Vhodné lieviové ústia sú navrhnuté v tretej časti. Takto vytvorené časti polarizátoru sú spojené do jedného modelu a odsimulované s výbornými výsledkami pre osový pomer, polarizačnú diskrimináciu, prispôsobenie na vstupe i medziportovú izoláciu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Ožarovač, septum polarizátor, vlnovod, lieviová anténa, bezodrazová komora.

ABSTRACT

The purpose of the thesis is to design transmitting antenna based on septum polarizer solution for indoor measurement range. The antenna is considered for both square and circular waveguide. The design is divided into three main sections. First section is devoted to analysis and selection of a suitable waveguide. Ridge waveguide as a crucial part of a septum polarizer is mentioned in this section. Second part is the most critical; here the septum polarizer is analyzed and based on simple procedure also designed. Two suitable horn apertures are then developed as a part of the third section. Individual transmitting antenna parts are assembled together into one model and simulated with excellent results for axial ratio, cross-polarization discrimination, return loss and isolation between ports.

KEYWORDS

Transmitting antenna, septum polarizer, waveguide, horn antenna, anechoic chamber.

MRNKA, Michal *Ožarovač do bezodrazové anténnej komory s dvojí kruhovou polarizáci:* diplomová práca. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2013. 121 s. Vedoucí práce byl prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida,

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Ozařovač do bezodrazové anténní komory s dvojí kruhovou polarizací“ 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 autorského 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.

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Ďakujem v prvom rade odbornému konzultantovi mojej diplomovej práce Ing. Martinovi Pavlovičovi za konzultácie, trpezlivosť a podnetné návrhy k práci. Pedagogickému vedúcemu diplomovej práce pánovi prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi za účinnú metodickú a pedagogickú pomoc pri spracovaní tejto práce.

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....
(podpis autora)

Výzkum realizovaný v rámci této diplomové práce byl finančně podpořen projektem
CZ.1.07/2.3.00/20.0007 **Wireless Communication Teams**
operačního programu **Vzdělávání pro konkurenceschopnost**.



evropský
sociální
fond v ČR



EVROPSKÁ UNIE



MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ,
MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY



OP Vzdělávání
pro konkurenceschopnost

INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Finanční podpora byla poskytnuta Evropským sociálním fondem
a státním rozpočtem České republiky.

Tento příspěvek vzniknul za podpory projektu CZ.1.07/2.3.00/20.0007 WICOMT,
financovaného z operačního programu Vzdělávání pro konkurenceschopnost



evropský
sociální
fond v ČR



EVROPSKÁ UNIE



MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ,
MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY



OP Vzdělávání
pro konkurenceschopnost

INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

OBSAH

Úvod	15
1 Motivácia	16
1.1 GPS signál	16
1.2 Vplyv šírenia na polarizáciu GPS signálu	17
2 Požiadavky na ožarovač bezodrazovej komory	18
2.1 Cieľová bezodrazová komora	18
2.2 Požiadavky na ožarovač	22
3 Vlnovody	25
3.1 Teória vlnovodov	25
3.2 Návrh vlnovodu	27
3.3 Návrh obdĺžnikového vlnovodu	27
3.4 Návrh kruhového vlnovodu	30
3.5 Vlnovod s prepážkou (Ridge waveguide)	31
4 Septum Polarizátor	34
4.1 Generovanie kruhovej polarizácie	34
4.2 História	35
4.3 Popis funkcie	37
4.4 Postup návrhu	38
5 Septum polarizátor v štvorcovom vlnovode	41
5.1 Vplyv výšky prepážky na vlastnosti štvorcového vlnovodu	41
5.2 Vplyv šírky prepážky na vlastnosti štvorcového vlnovodu	50
5.3 Diskontinuita	51
5.4 Návrh septum polarizátoru v štvorcovom vlnovode	55
6 Septum polarizátor v kruhovom vlnovode	62
6.1 Vplyv výšky prepážky na vlastnosti kruhového vlnovodu	62
6.2 Diskontinuita	67
6.3 Návrh septum polarizátoru v kruhovom vlnovode	67
7 Napájanie polarizátoru	70
7.1 Napájanie vlnovodu prúdovou sondou	70
7.2 Napájanie polarizátoru prúdovou sondou	71
8 Pyramídový lievik	74

9	Viacmódové lievikové ústie	78
9.1	Teoretický popis	78
9.2	Návrh dvojmodového ústia	81
9.3	Výsledky pre dvojmodové ústie	86
10	Meranie parametrov ožarovača	90
10.1	Presnosť merania vo vzdialenej zóne	90
10.2	Meranie zisku	92
10.3	Meranie vyžarovacích diagramov	93
10.4	Postranné laloky	94
10.5	Polarizačné merania	95
10.6	Meranie činiteľa odrazu na vstupných portoch	96
10.7	Meranie medziportovej izolácie	97
11	Ožarovač s jednoduchým ústím	98
11.1	Výsledky simulácií	98
11.2	Tolerančná analýza	100
11.3	Analýza zakončenia nevyužitého portu	102
12	Ožarovač s dvojmodovým ústím	104
12.1	Výsledky simulácie	104
12.2	Tolerančná analýza	106
12.3	Analýza zakončenia nevyužitého portu	107
13	Výroba	109
14	Záver	110
	Literatura	112
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	116
	Seznam příloh	119
A	Rozmery ožarovaču s jednoduchým ústím	120
B	Rozmery ožarovaču s dvojvidovým ústím	121

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Vytváranie GPS signálu	16
2.1	Cieľová bezodrazová komora z profilu	18
2.2	Dopad vlny na pyramidálny absorbér	19
3.1	Prierez obdĺžnikovým vlnovodom	27
3.2	Vlnová dĺžka vo vlnovode vs. dĺžka dlhšej strany vlnovodu pre dva najnižšie vidy TE_{10} , TE_{20} pri frekvencií 1,57542 GHz	28
3.3	Vlnová dĺžka vo vlnovode vs. frekvencia vstupného signálu pri konštantnom priereze vlnovodu, pre vid TE_{10}	28
3.4	Vlnová dĺžka vo vlnovode vs. priemer vlnovodu pre dva najnižšie vidy TE_{11} , TM_{01} pri frekvencií 1,57542 GHz	30
3.5	Vlnová dĺžka vo vlnovode vs. frekvencia vstupného signálu pri konštantnom priereze vlnovodu, pre vid TE_{11}	31
3.6	Príklad vlnovodu s prepážkou	32
3.7	Náhradný obvod prepážky	32
4.1	Septum polarizátor s postupnou zmenou výšky prepážky (vľavo) [21] a so schodovitou prepážkou - stepped septum (vpravo) [19]	35
4.2	Septum polarizátor navrhnutý v [20]	36
4.3	Septum polarizátor v kruhovom vlnovode (Prevzaté z [26])	37
4.4	Elektrické pole v priečnom priereze polarizátoru: a) vytvorenie nepárnych vidov na portoch R a L, b) vytvorenie párných vidov na portoch R a L (prevzaté z [21]).	38
4.5	Principiálne zobrazenie septum polarizátoru z profilu.	40
5.1	K parametrom vlnovodu s prepážkou	42
5.2	Medzné kmitočty a vlnové dĺžky vo vlnovode pre dva najnižšie vidy.	42
5.3	Medzná frekvencia ako závislosti na výške prepážky pre štyri najnižšie vidy TE_{10} a TE_{01} , TE_{11} , TM_{11}/TE_{02}	43
5.4	Rozloženie intenzity elektrického poľa E vidu TE_{10} - vľavo a vidu TE_{01} - vpravo.	44
5.5	Rozloženie intenzity elektrického poľa E vidu TE_{11} - vľavo a intenzity magnetického poľa H vidu TM_{11} - vpravo.	44
5.6	Rozloženie intenzity elektrického poľa E vidu TE_{02}	45
5.7	Dĺžka vlny vo vlnovode ako závislosti na výške prepážky pre štyri najnižšie vidy TE_{10} a TE_{01} , TE_{11} , TM_{11}/TE_{02} , pri kmitočte 1,575 GHz.	45
5.8	Závislosť dĺžky vlnovodu potrebnej pre útlm 40 dB na rozmere vlnovodu.	46
5.9	Charakteristická impedancia vs. výška prepážky pre uvažované vidy.	46

5.10	Medzný kmitočet, délka vlny vo vlnovode a charakteristická impedancia ako funkcie výšky prepážky pre rôzne rozmery vlnovodu pre vid TE_{10}	47
5.11	Medzný kmitočet, délka vlny vo vlnovode a charakteristická impedancia ako funkcie výšky prepážky pre rôzne rozmery vlnovodu pre vid TE_{01}	48
5.12	Medzný kmitočet, délka vlny vo vlnovode a charakteristická impedancia ako funkcie výšky prepážky pre rôzne rozmery vlnovodu pre vid TE_{11}	49
5.13	Medzný kmitočet, délka vlny vo vlnovode a charakteristická impedancia ako funkcie výšky prepážky pre rôzne rozmery vlnovodu pre vidy TM_{11} a TE_{02}	50
5.14	K vysvetleniu šírky prepážky.	51
5.15	Medzný kmitočet vs. výška prepážky pre tri rôzne šírky prepážky (vidy TE_{10} - vľavo a TE_{01}) - vpravo.	51
5.16	Medzný kmitočet vs. výška prepážky pre tri rôzne šírky prepážky (vidy TE_{11} - vľavo a TM_{11}), TE_{02} - vpravo.	52
5.17	Geometria modelu určeného pre analýzu nespojitosti	52
5.18	Fázový posun spôsobený nespojitosťou v závislosti na výške nespojitosti	54
5.19	Náhradný obvod diskontinuity	54
5.20	Pohľad na navrhovaný septum polarizátor	55
5.21	Parametre septup polarizátoru pri pohľade z profilu	57
5.22	Činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia.	58
5.23	Modul prenosu pre oba vidy.	58
5.24	Argument prenosu pre oba vidy	58
5.25	Činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia.	60
5.26	Modul prenosu pre oba vidy.	60
5.27	Argument prenosu pre oba vidy	60
6.1	Vlnovod s prepážkou v kruhovom vlnovode.	63
6.2	Medzné kmitočty a vlnové dĺžky vo vlnovode pre dva najnižšie vidy. .	63
6.3	Medzný kmitočet a vlnová dĺžka vo vlnovode vs. výška schodu pre päť najnižších módov v kruhovom vlnovode.	64
6.4	Závislosť dĺžky vlnovodu potrebnej pre útlm 40 dB na rozmere vlnovodu.	65
6.5	Charakteristická impedancia pracovných vidov ako závislosť na výške prepážky v kruhovom vlnovode.	65
6.6	Medzná frekvencia a dĺžka vlny vo vlnovode ako závislosti na výške prepážky pre rôzne priemery vlnovodu (Rovnoběžný vid TE_{11}). . . .	66

6.7	Medzná frekvencia a dĺžka vlny vo vlnovode ako závislosti na výške prepážky pre rôzne priemery vlnovodu (Kolmý vid TE_{11}).	66
6.8	Medzná frekvencia a dĺžka vlny vo vlnovode ako závislosti na výške prepážky pre rôzne priemery vlnovodu (vid TM_{01}).	66
6.9	Septum polarizátor v kruhovom vlnovode s označením portov.	67
6.10	Činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia.	68
6.11	Modul prenosu pre oba vidy.	68
6.12	Argument prenosu pre oba vidy	69
7.1	Umiestnenie sondy vo vlnovode a možné tvary sond (prevzaté z [?])	70
7.2	Použitý N konektor	71
7.3	Polarizátor s oboma konektormi	72
7.4	K rozmerom a umiestneniu prúdovej sondy	72
7.5	Výsledné parametre polarizátoru napájaného prúdovou sondou	73
8.1	Pyramídový lievnik v sférickom súradnicovom systéme	74
8.2	Geometria lievnikovej antény (prevzané z [34] a upravené)	75
8.3	Frekvenčná závislosť činiteľa odrazu na vstupe)	77
8.4	Vyžarovacie diagramy pre súhlasnú i krížovú polarizáciu)	77
9.1	Rozloženie intenzity elektrického poľa módov TE_{11} - vľavo a TM_{11} - vpravo	78
9.2	Dva spôsoby budenia vyššieho vidu: skokovou zmenou - naľavo, postupným rozširovaním - napravo	80
9.3	Zvolená varianta dvojmódového ústia	82
9.4	Umiestnenie sond elektrického poľa	83
9.5	Rozloženie intenzity elektrického poľa v ústí. Vľavo hore - základný vid TE_{10} , vpravo hore - vyšší vid TM_{12} , dole - súčet oboch vidov	84
9.6	Modul prenosu $ S_{21} $ pre vidy TE_{10} , TM_{12} , TE_{12} pre tri hodnoty rozmeru d_2	85
9.7	Činiteľ odrazu na vstupe $ S_{11} $ ako funkcia uhlu roztvorenia γ pre tri hodnoty rozmeru d_2	85
9.8	Intenzita elektrického poľa $ \mathbf{E} $ určená sondami	86
9.9	Vľavo - vyžarovacie diagramy pre súhlasnú i krížovú polarizáciu normované k zisku 11,4 dBi, vpravo - osový pomer	87
9.10	Vyžarovacie diagramy pre súhlasnú i krížovú polarizáciu normované k zisku 16 dBi	88
9.11	Porovnanie absolútneho zisku a osového pomeru oboch navrhnutých ústí	88
9.12	Porovnanie vyžarovacích diagramov pre súhlasnú i krížovú polarizáciu oboch navrhnutých ústí	89
10.1	K odvodeniu vzdialenej zóny antény.	91

10.2 Štandardný sférický systém súradníc pre merania antén (prevzaté z [49]).	94
10.3 Pracovisko pre meranie činiteľa odrazu na vstupoch S_{11} , S_{33}	96
10.4 Pracovisko pre meranie medziportovej izolácie S_{31} , S_{13}	97
11.1 Činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia.	98
11.2 Vyžarovacie diagramy pre súhlasnú a krížovú zložku polarizácie. . . .	99
11.3 Osový pomer.	99
11.4 Činiteľ odrazu na vstupe.	101
11.5 Medziportová izolácia.	101
11.6 Osový pomer.	101
11.7 Zisk krížovo polarizovanej zložky žiarenia.	102
11.8 Krížová polarizácia pre nevyužitý vstupný port naprázdno a zakončený bezodrazovou záťažou.	103
11.9 Osový pomer pre nevyužitý vstupný port naprázdno a zakončený bezodrazovou záťažou.	103
12.1 Činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia.	104
12.2 Vyžarovacie diagramy pre súhlasnú a krížovú zložku polarizácie. . . .	105
12.3 Osový pomer.	105
12.4 Činiteľ odrazu na vstupe.	106
12.5 Medziportová izolácia.	106
12.6 Osový pomer.	107
12.7 Zisk krížovo polarizovanej zložky žiarenia.	107
12.8 Krížová polarizácia pre nevyužitý vstupný port naprázdno a zakončený bezodrazovou záťažou.	108
12.9 Osový pomer pre nevyužitý vstupný port naprázdno a zakončený bezodrazovou záťažou	108

SEZNAM TABULEK

2.1	Odrazivost pyramidálnych absorbérov pri kolmom dopade	19
2.2	Koeficienty pre určenie odrazivosti pre rôzne uhly dopadu	19
2.3	Útlmy odrazenej vlny pri vzdialenosti apertúr 8 m	21
2.4	Útlmy odrazenej vlny pri vzdialenosti apertúr 6 m	21
2.5	Útlmy odrazenej vlny pri vzdialenosti apertúr 4 m	21
2.6	Uhly dopadu pre dva hlavné smery bistatického odrazu pre rôzne vzdialenosti medzi anténami	22
2.7	Porovnanie celkovej úrovne odrazov spôsobených bistatickým odrazom, vzťahnuté k priamemu signálu	22
2.8	Potrebné hodnoty šírky hlavného zväzku a maximálne zisky pre rôzne vzdialenosti medzi anténami	23
3.1	Porovnanie vlastností vidu TE_{10} získaných analyticky a numericky . .	29
3.2	Porovnanie medzných vlnových dĺžok a frekvencií získaných analyticky a numericky	29
3.3	Medzné frekvencie a vlnové dĺžky vidov v štvorcovom vlnovode	30
3.4	Parametre kruhového vlnovodu pre vid TE_{11} získané analyticky i numericky, $d=0,137$ m	31
3.5	Porovnanie medzných vlnových dĺžok a frekvencií kruhového vlnovodu získaných analyticky a numericky, $d=0,137$ m	31
5.1	Fázový posun rovnobežného vidu na schode s dĺžkou 50 mm	53
5.2	Počiatkové rozmery pre návrh septum polarizátoru v štvorcovom vlnovode	57
5.3	Výsledné rozmery septum polarizátoru v štvorcovom vlnovode	59
5.4	Výsledné parametre navrhnutého polarizátoru v štvorcovom vlnovode	61
6.1	Výsledné rozmery pre návrh septum polarizátoru v kruhovom vlnovode.	67
6.2	Výsledné parametre navrhnutého polarizátoru v kruhovom vlnovode .	69
7.1	Rozmery a výsledné parametre septum polarizátoru budeného prúdovou sondou	73
8.1	Rozmery a výsledné parametre navrhnutého pyramidového lieviku . .	76
9.1	Rozmery navrhnutého dvojmodového ústia	86
9.2	Výsledné parametre navrhnutého dvojmodového ústia	87
11.1	Výsledné parametre simulovaného dvojmodového ožarovača.	100
12.1	Výsledné parametre simulovaného dvojmodového ožarovača.	106

ÚVOD

Ožarovače na báze lievikovvej antény (horn antenna) našli svoje využitie napr. ako primárne žiariče pre väčšie reflektorové a šošovkové antény používané napr. v radarovej technike, komunikácií s družicami, rádioastronómií atď. Ďalšou významnou oblasťou je ich použitie ako referenčných antén pre anténne merania a práve návrhom takejto antény sa predložená práca zaoberá. Dôvodom sú ich priaznivé vlastnosti ako širokopásmovosť, smerovosť, v princípe jednoduchý návrh a konštrukcia a v neposlednom rade i cena.

Cieľom diplomovej práce je návrh ožarovača s dvojitou kruhovou polarizáciou určeného pre presné merania GPS L1 antén v bezodrazovej komore. Požiadavkami sú výborný osový pomer a čo možno najlepšie potlačenie vyžarovania do smerov mimo hlavného zväzku. Pri návrhu je potrebné sústrediť pozornosť na témy ako vlnovodná technika (t.j. vlnovody, vlnovodné polarizátory), lievikové antény, merania antén vo vzdialenej zóne, vlastnosti bezodrazových komôr a taktiež vlastnosti GPS signálu.

Ako najvhodnejšia možnosť pre splnenie všetkých požiadaviek sa ukazuje tzv. polarizátor s prepážkou (septum polarizer). Všetky vlastnosti tohto zariadenia ho povyšujú nad ostatné spôsoby budenia kruhovej polarizácie, t.j. excelentný osový pomer, výborné prispôsobenie na vstupe, medziportová izolácia. Samotný polarizátor môže byť navrhnutý v štvorcovom i kruhovom vlnovode. V rámci práce je polarizátor navrhnutý pre obe varianty vlnovodu, avšak kvôli jednoduchosti konštrukcie je ústie navrhnuté iba pre štvorcovú variantu. Kvôli možnosti potlačenia postranných lalokov bolo okrem jednoduchého lievikového ústia navrhnuté i ústie založené na kombinácii dominantného vidu s vyšším vidom v apertúre.

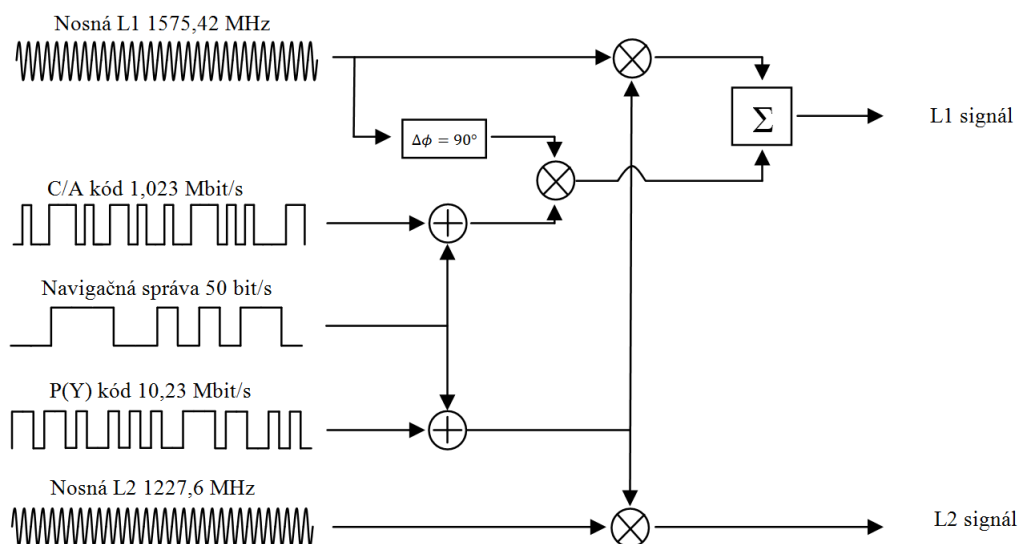
Úvodná kapitola stručne popisuje motiváciu predloženej práce a špecifikuje pracovnú frekvenciu a minimálnu šírku pásma ožarovača. V druhej kapitole sú popísané vlastnosti cieľovej bezodrazovej komory, a tiež je tu uvedený popis a analýza hlavných odrazov, ku ktorým v bezodrazových komorách dochádza. Na základe tejto analýzy sú špecifikované požiadavky na vyžarovacie diagramy. Nasleduje analýza a návrh použitých vlnovodov, pozornosť je venovaná i vlnovodu s prepážkou, ktorý je základným prvkom septum polarizátoru. Kapitoly 4, 5 a 6 sa zaoberajú polarizátorom s prepážkou, vysvetlením jeho funkcie, modálnou analýzou jednotlivých častí a samotným návrhom polarizátoru v štvorcovom i kruhovom vlnovode. V siedmej kapitole je stručne popísaný návrh budenia pomocou prúdovej sondy. Kapitoly 8 a 9 sa zaoberajú návrhmi vhodných ústí. Okrem jednoduchého štvorcového pyramídového lieviku je navrhnutá i dvojvidová lieviková anténa. V kapitole 10 sú popísané metódy pre meranie výsledných parametrov ožarovača. Následne kapitoly 11 a 12 prezentujú výsledky simulácií spoločne s analýzou vplyvu výrobných tolerancií.

1 MOTIVÁCIA

Motiváciou návrhu ožarovača je jeho použitie pri meraní prototypových GPS L1 antén v pravouhlej bezodrazovej komore v spoločnosti ERA a.s., ktorá sa zaoberá vývojom pasívnych rádiolokačných systémov. V tejto kapitole sú stručne zhrnuté tie vlastnosti GPS systému, ktoré priamo určujú, prípadne majú vplyv na vlastnosti a kvalitu navrhovanej prijímacej GPS antény. Detailne je problematika GPS popísaná napr. v [1]-[2].

1.1 GPS signál

V súčasnosti prebieha vysielanie GPS signálu na dvoch nosných frekvenciách L1 (1575,42 MHz) a L2 (1227,6 MHz) pomocou technológie CDMA. Modernizácia systému prinesie ďalšiu nosnú L5 na 1176,45 MHz. GPS signál je tvorený nasledovne (obrázok 1.1): Navigačná správa (50 b/s je rozprestieraná PRN kódmi C/A (1,023 Mbit/s) a P(Y) (10,23 Mbit/s)) pomocou operácie modulo 2. Takto vytvoreným číslicovým signálom sú následne modulované nosné vlny na základe BPSK modulácie. Nosná L1 je pritom modulovaná oboma kódmi, civilnému sektoru dostupným C/A i presnejším P(Y) kódom, ktorý je dostupný len autorizovaným používateľom. Nosná L2 je modulovaná len P(Y) kódom. Pri vytváraní signálu L1 je nosná modulovaná P(Y) kódom pričítaná k ortogonálne posunutej nosnej modulovanej C/A kódom.



Obr. 1.1: Vytváranie GPS signálu

Pre návrh antény je okrem frekvencie použitej nosnej potrebné poznať aj šírku

pásma daného signálu. Pre civilný C/A kód je šírka pásma rovná 2,046 MHz a je daná bitovou rýchlosťou C/A kódu. Pre P(Y) je šírka pásma 20,46 MHz. Keďže relatívna šírka pásma C/A signálu je len približne 0,13 percenta, dá sa tento signál považovať za úzkopásmový (1.1).

$$BW = \frac{f_h - f_l}{f_c} = \frac{2,046\text{MHz}}{1575,42\text{MHz}} = 0,0013 \quad (1.1)$$

kde f_h značí horný medzný kmitočet, f_l dolný medzný kmitočet a f_c kmitočet nosnej.

Práve z týchto vlastností plyní aj jedna z požiadaviek na navrhovaný ožarovač. Keďže použitie antén sa predpokladá len v systémoch s C/A kódom je *stredný kmitočet ožarovača $f = 1575,42$ MHz a šírka pásma minimálne 2,046 MHz.*

1.2 Vplyv šírenia na polarizáciu GPS signálu

GPS signál je vysielaný s pravotočivou kruhovou polarizáciou pre minimalizáciu vplyvu šírenia signálu na zmenu polarizácie (stáčanie roviny polarizácie, orientácia prijímacej antény tu nemá vplyv). S polarizáciou súvisí chyba mnohocestným šírením signálu, ktorá má za následok znižovanie presnosti určovania polohy v systéme GPS. K mnohocestnému šíreniu dochádza hlavne kvôli odrazom signálu od objektov v blízkosti prijímača. Na anténe dochádza k interferenciám pôvodného signálu so signálmi odrazenými. Tento jav má vplyv na oba typy GPS meraní, fázové (presné) i kódové (menej presné). Pri kódovom meraní, kde sa využívajú korelačné vlastnosti C/A kódu sa chyba spôsobená mnohocestným šírením môže vyšplhať až na niekoľko desiatok metrov [2]. Modernými metódami spracovania signálov a pokrokmi v technológiách prijímačov je táto chyba do určitej miery redukovaná.

Po odraze, pravotočivo polarizovaný GPS signál mení svoju polarizáciu na ľavotočivú. Na úrovni antény je preto možné sa s vplyvom mnohocestného šírenia vysporiadať tak, že prijímacia anténa bude mať minimálnu úroveň krížovej polarizácie (LHCP). Problémom ale je, že pri nasledujúcom odraze sa polarizácia opäť mení späť na pravotočivú. Pre potlačenie vplyvu mnohocestného šírenia sa používajú napr. choke ring antény, s ktorými je možné dosiahnuť výbornú presnosť. U najbežnejších antén v GPS prijímačoch (mikropáskové antény) je problémom, že pri budení RHCP v hlavnom laloku je polarizačná situácia úplne opačná v zadnom laloku, kde je anténa polarizovaná ľavotočivo.

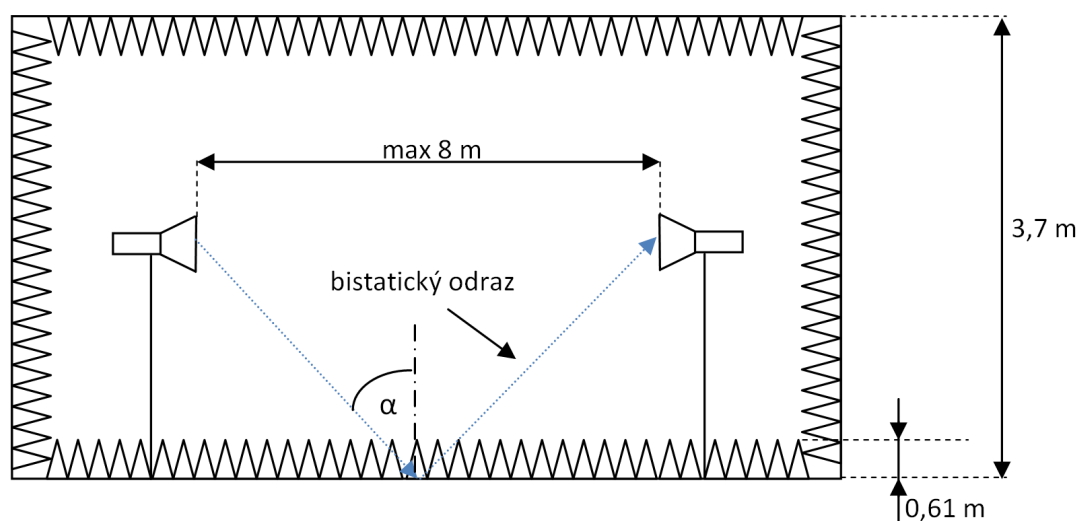
Práve toto sú dôvody prečo sa na navrhovaný ožarovač kladie požiadavka, aby bol schopný generovať oba typy kruhovej polarizácie (RHCP i LHCP).

2 POŽIADAVKY NA OŽAROVAČ BEZODRAZOVEJ KOMORY

Táto kapitola uvádza detaily bezodrazovej komory, pre ktorú je samotný ožarovač navrhovaný. Je tu uvedená analýza tzv. bistatického odrazu od vnútorných stien bezodrazovej komory. V poslednej kapitole budú vysvetlené všeobecné požiadavky na ožarovače bezodrazových komôr a taktiež budú špecifikované konkrétne požiadavky na navrhovaný ožarovač.

2.1 Cieľová bezodrazová komora

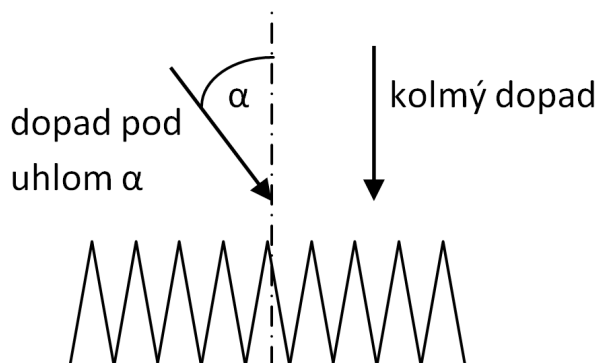
Jedná sa o pravouhlú bezodrazovú komoru s vnútorným povrchom pokrytým pyramidálnymi absorbérmi [3]. Maximálnu možnú vzdialenosť medzi vysielacou a prijímacou anténou je možné nastaviť na 8 m. Výška bezodrazovej komory je 3,7 m a šírka 5 m. Výška pyramidálnych absorbérov je 0,61 m. Ožarovacie i meracie stanovisko je možné po komore posúvať, tiež je možné nastaviť výšky oboch antén.



Obr. 2.1: Cieľová bezodrazová komora z profilu

Úlohou pyramidálnych absorbérov, ktorými je vnútro bezodrazovej miestnosti pokryté je útlm dopadajúcej vlny ideálne tak, aby boli všetky odrazy maximálne tlmené. Absorpčné vlastnosti absorbérov (odrazovísk) sa ale menia s uhlom, pod ktorým vlna na absorbér dopadá. Najlepšie hodnoty útlmu sú dosahované pri kolmom dopade (obrázok 2.2). Čím je uhol α väčší, tým sa stáva absorpcia menej efektívnou. Výsledkom je potom tzv. bistatický odraz tak ako je naznačený na obrázku 2.1. V našom prípade dochádza k bistatickému odrazu na podlahe a strope komory

a tiež na bočných stenách komory. Hodnoty odrazivosti na rôznych kmitočtoch a pri rôznych uhloch dopadu je možné nájsť v datasheete [3]. Pre naše účely boli uvádzané hodnoty lineárne aproximované.



Obr. 2.2: Dopad vlny na pyramidálny absorbér

Tabuľka 2.1 uvádza hodnoty odrazivosti pri rôznych kmitočtoch za predpokladu kolmého dopadu. V prípade, že nás zaujíma odrazivosť pod určitým uhlom α , je potrebné hodnoty uvádzané v tabuľke 2.1 vynásobiť zodpovedajúcou hodnotou koeficientu v tabuľke 2.2. Aby bolo možné využiť hodnoty z týchto tabuliek je potrebné určiť uhly, pri ktorých k bistatickému odrazu v bezodrazovej komore dochádza. Vychádzame pri tom z obrázku 2.1 a uvedených rozmerov bezodrazovej komory.

Tab. 2.1: Odrazivosť pyramidálnych absorbéroov pri kolmom dopade

f [GHz]	0,1	0,3	0,5	1	1,575	3	6	10	18
Odrazivosť [dB]	-9	-30	-34	-40	-41,5	-45	-50	-50	-50

Tab. 2.2: Koeficienty pre určenie odrazivosti pre rôzne uhly dopadu

Výška absorbéru vo vlnových dĺžkach	Uhol dopadu α [°]							
	45	50	55	60	65	70	75	80
4	1,00	0,95	0,86	0,75	0,70	0,60	0,51	0,43
2	0,90	0,82	0,74	0,66	0,58	0,49	0,42	0,34
1	0,72	0,65	0,58	0,50	0,44	0,37	0,31	0,25

Pri umiestnení ožarovacej i prijímacej antény vo výške $h = 1,85$ m, ktorá zodpovedá presne polovici celkovej výšky komory. Ak tiež uvážime maximálnu možnú

vzdialenosť apertúr 8 m vychádza pre uhol dopadu $\alpha = 65,2^\circ$. Pre určenie uhlu dopadu na bočné steny komory je potrebné vychádzať z šírky bezodrazovej komory, pre výpočet sú obe antény umiestnené presne v strede šírky - kolmá vzdialenosť od antény ku každej z bočných stien je presne 2,5 m. Uhol dopadu α je v tomto prípade 58° .

V našom prípade je vlnová dĺžka $\lambda = 0,1904$ m, Výška absorberu 0,61 m vyjadrená vo vlnových dĺžkach je potom 3,2. Interpoláciou hodnôt tabuľky 2.2 je možné pre oba uhly dopadu určiť hľadaný koeficient. Použitím tohto koeficientu a interpoláciou hodnôt tabuľky 2.1 je potom možné určiť odrazivosť absorberov v kritických smeroch.

Lineárnou interpoláciou získavame odrazivosť na pracovnom kmitočte 1,575 GHz približne -41,5 dB. Postupnou lineárnou interpoláciou najprv výšky absorberu a jej zodpovedajúcim koeficientom pri uhloch dopadu 55° a 60° a následnou interpoláciou medzi týmito uhlami vychádza pre uhol dopadu 58° (odraz od bočných stien) koeficient úmernosti 0,68. Pre uhol dopadu 65° interpolujeme iba pre výšku absorberu vo vlnových dĺžkach a zodpovedajúci koeficient je 0,65. Pri odraze od podlahy a stropu je teda odrazivosť -27 dB, a pre odrazy od bočných stien je odrazivosť -28,2 dB.

Toto sú najkritickejšie odrazy, ku ktorým v bezodrazovej komore dochádza. Tzv. spätný odraz je jednak redukovaný Predno-zadným pomerom ožarovača (FBR) a tiež účinnosť absorberov je v tomto smere maximálna. Problematika odrazov na absorberoch pri rôznych uhloch dopadu je detailne popísaná v [4].

Z takéhoto usporiadania meracieho pracoviska je možné ďalej určiť útlm šírením pre priamu cestu a pre jednotlivé odrazené vlny. Vychádzajúc zo vzťahu pre útlm šírením vo voľnom priestore (Free Space Path Loss):

$$FSPL(dB) = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2, \quad (2.1)$$

kde d je vzdialenosť vysielača a prijímača a λ je vlnová dĺžka.

Pri vzdialenosti apertúr 8 m potom pre priamu cestu platí:

$$FSPL(dB) = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = 10 \log \left(\frac{32\pi}{0,1904} \right)^2 = 10 \log(278782) = 54,45 \text{ dB}, \quad (2.2)$$

Pri uvažovaní odrazu od bočných stien je vzdialenosť medzi apertúrami rovná $d = 9,44$ m a zodpovedajúci útlm šírením je 55,9 dB. Pri uvažovaní odrazov od podlahy a stropu je vzdialenosť medzi apertúrami $d = 8,82$ m čomu zodpovedá útlm šírením 55,3 dB. Dodatočný útlm pre bočné odrazy je potom 1,45 dB a pre odraz od podlahy a stropu 0,85 dB. Výsledné potlačenie signálov šíriacich sa diskutovanými smermi je zhrnuté v tabuľke 2.3.

Tab. 2.3: Útlmy odrazenej vlny pri vzdialenosti apertúr 8 m

Odraz od	Útlm absorbérmi [dB]	Dodatočný útlm šírením [dB]	Výsledný útlm oproti priamemu signálu [dB]
Bočných stien	28,20	1,45	29,65
Podlahy a stropu	27,00	0,85	27,85

Pri súčte všetkých 4 útlmov je výsledná úroveň odrazených signálov 22,64 dB pod úrovňou priameho signálu. Ďalšie potlačenie signálov v neželaných smeroch bude dosiahnuté pomocou smerovej vyžarovacej charakteristiky ožarovača.

Takto popísaná situácia predstavuje najhorší možný prípad z hľadiska bistatických odrazov. Pri vzdialenosti antén menšej ako 8 metrov bude uhol dopadu menší a útlm absorbérmi sa tak stane účinnejší. Rovnakú analýzu ako je uvedená vyššie je možné zopakovať i pre prípady, v ktorých sú vysielač a prijímač bližšie. Výsledky analýzy bistatických odrazov pre vzdialenosti apertúr 6 m a 4 m sú podobne ako v prípade 8 m prehľadne zhrnuté v tabuľkách 2.4 a 2.5. Uhly dopadu, pri ktorých dochádza k bistatickému odrazu sú pre všetky prípady vzdialeností antén zhrnuté v tabuľke 2.6. Výsledný útlm súčtu odrazených signálov v mieste prijímu je pre tieto vzdialenosti antén uvedený v tabuľke 2.7. Pri vzdialenosti apertúr 8 m je maximálna fázová chyba na testovanej anténe s maximálnou veľkosťou apertúry 0,5 m $7,56^\circ$, pri vzdialenosti 6 m je fázová chyba $9,83^\circ$ a pri vzdialenosti apertúr 4 m je maximálna fázová chyba $14,75^\circ$. Na hranici vzdialenej zóny, pri vzdialenosti apertúr $2D^2/\lambda = 2 \cdot 0,5^2/\lambda = 2,63$ m je fázová chyba, ako je uvedené v kapitole 10, $22,5^\circ$.

Tab. 2.4: Útlmy odrazenej vlny pri vzdialenosti apertúr 6 m

Odraz od	Útlm absorbérmi [dB]	Dodatočný útlm šírením [dB]	Výsledný útlm oproti priamemu signálu [dB]
Bočných stien	37,35	2,30	39,65
Podlahy a stropu	28,22	1,41	29,63

Tab. 2.5: Útlmy odrazenej vlny pri vzdialenosti apertúr 4 m

Odraz od	Útlm absorbérmi [dB]	Dodatočný útlm šírením [dB]	Výsledný útlm oproti priamemu signálu [dB]
Bočných stien	41,50	4,09	45,59
Podlahy a stropu	38,18	2,67	40,85

Tab. 2.6: Uhly dopadu pre dva hlavné smery bistatického odrazu pre rôzne vzdialenosti medzi anténami

Odraz od	Vzdialenosť medzi anténami d		
	4 m	6 m	8 m
Bočných stien	38,66 °	50,20 °	58,00 °
Podlahy a stropu	47,23 °	58,34 °	65,18 °

Tab. 2.7: Porovnanie celkovej úrovne odrazov spôsobených bistatickým odrazom, vztiahnuté k priamemu signálu

Vzdialenosť antén [m]	Celkový útlm bistatických odrazov [dB]
8	22,64
6	26,21
4	36,58

2.2 Požiadavky na ožarovač

Vo všeobecnosti je úlohou ožarovača uniformné ožiarenie testovanej antény správne polarizovanou vlnou s dostatočnou čistotou polarizácie. Z požiadavky na uniformnosť ožiarovania a zo znalosti maximálneho rozmeru testovanej antény je potom možné určiť požadovaný zisk. Vyžarovanie vo všetkých ostatných smeroch okrem smeru k testovanej anténe by malo byť minimalizované kvôli redukcii vnútorných odrazov v bezodrazovej komore. Najčastejšie sa v praxi v mikrovlnných pásmach používa lieviková anténa alebo parabolický reflektor podľa hodnoty požadovaného zisku.

Pri požiadavke na rovnomernosť ožiarovania testovanej antény s chybou amplitúdy maximálne 0,2 dB by výsledná šírka zväzku pre pokles o 3 dB mala podľa [6] byť:

$$\phi_{3dB} = \sqrt{\frac{3}{0,20}} \cdot 2 \cdot \arctan \frac{D_r}{2d}, \quad (2.3)$$

kde D_r predstavuje maximálny rozmer testovanej antény a d je vzdialenosť medzi ožarovačom a testovanou anténou.

Podľa zadania platí $\max D_r = 0,5$ m a vzdialenosť medzi anténami $d = 8$ m. Šírka hlavného zväzku pre pokles o 3 dB by potom mala byť najmenej:

$$\phi_{3dB} = \sqrt{\frac{3}{0,20}} \cdot 2 \cdot \arctan \frac{0,5}{2 \cdot 8} = 13,9^\circ, \quad (2.4)$$

Pri zjednodušení a uvažovaní rotačne symetrického vyžarovacieho diagramu je možné približne určiť požadovanú smerovosť ožarovacej antény [5] a pri celkovej účinnosti antény rovnej 1, čomu sa lievikové antény približujú, je smerovosť v dB priamo rovná

maximálnemu povolenému zisku:

$$G_0 = 10 \log \frac{35000}{\phi_{3dB} \cdot \phi_{3dB}} = 10 \log \frac{35000}{13,9 \cdot 13,9} = 22,6 \text{ dBi}. \quad (2.5)$$

Pri vzdialenosti testovanej a ožarovacej antény menej ako 8 m sa požadovaný zisk bude znižovať. Keďže sme v predchádzajúcej kapitole ukázali, že priblíženie antén je z hľadiska potlačenia odrazov žiaduce, je potrebné určiť potrebné šírky diagramov a zisky i pre tieto vzdialenosti. Porovnanie potrebnej šírky vyžarovacieho diagramu a tomu zodpovedajúcich ziskov pre tri rôzne vzdialenosti testovanej a ožarovacej antény sú zhrnuté v tabuľke 2.8.

Tab. 2.8: Potrebné hodnoty šírky hlavného zväzku a maximálne zisky pre rôzne vzdialenosti medzi anténami

	Vzdialenosť medzi anténami d		
	4 m	6 m	8 m
Šírka zväzku -3 dB	27,7°	18,5°	13,9°
Približný zisk G_0	16,6 dBi	20,1 dBi	22,6 dBi

Z tabuľky 2.8 vyplýva, že pri uvážení vzdialenosti medzi anténami 4 m, by sa zisk navrhovaného ožarovača mal pohybovať v intervale približne 16 dBi - 17 dBi.

Antény s nesymetrickým vyžarovacím diagramom môžu byť pri meraniach problémom. Pri ich otáčaní okolo osi zväzku nie je bezodrazová komora ožarovaná vždy rovnako. Preto sú často preferované antény so symetrickým diagramom. Pri použití ožarovača navrhovaného v tejto práci sa s jeho rotáciou neuvažuje a preto je možné použiť i anténu s nesymetrickým vyžarovacím diagramom. Preferované sú samozrejme žiariče s čo možno najnižšou úrovňou postranných lalokov, v súčasnosti sa ako dostatočne nízka hodnota uvádza 20 dB, v zmysle maximálnej úrovne postranných lalokov vzťahnutej k maximu vyžarovania. Pri dôkladnom návrhu sú dosiahnuteľné i úrovne postranných lalokov 30 až 40 dB [6].

Parametre ako osový pomer a úroveň krížovej polarizácie sú pre nás zaujímavé iba v uhlovej blízkosti osi hlavného zväzku. Pri uvážení apertúry testovanej antény 0,5 m a pri vzdialenosti vysielačnej a testovanej antény 8 m je uhlová šírka prijímacej antény pri pohľade z miesta ožarovača iba približne 3,6°. Opačný prípad by nastal napr. pri ožarovaní parabolického zrkadla, kde by osový pomer a nízka hodnota krížovej polarizácie museli byť dosiahnuté v podstatne väčšom priestorovom uhle.

Osový pomer ako ukazovateľ čistoty polarizácie by ideálne mal byť v hlavnom zväzku čo najnižší. Maximálna hodnota pozdĺž testovanej antény by nemala prevýšiť hodnotu 0,5 dB, pričom v ose hlavného zväzku by mala byť ešte nižšia (napr. 0,2 dB). Maximálna hodnota pomeru súhlasnej a krížovej polarizácie v dB miere (XPD) by

v hlavnom laloku nemala poklesnúť pod 20 dB. Ako bude popísané v kapitole 4, bol pre tieto účely zvolený tzv. stepped septum polarizátor.

Posledné parametre, ktoré ale už nesúvisia s vyžarovacími charakteristikami sú činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia. Dostatočne nízka hodnota pre oba tieto parametre je pod -15 dB, ideálne pod -20 dB.

3 VLNOVODY

Základným prvkom navrhovaného ožarovača je vlnovod. Počiatočná fáza návrhu bude prebiehať ako pre obdĺžnikový, tak aj pre kruhový vlnovod. Na základe dosiahnutých výsledkov bude vybraná jedna varianta, pre ktorú bude navrhnuté vlnovodné ústie (trychtýř).

Pri výpočtoch i modelovaní bude do úvahy braný ideálny vlnovod s nekonečnou elektrickou vodivosťou stien γ , nekonečne tenkými stenami a vyplnený vákuom $\varepsilon_r = \mu_r = 1$. Reálne vlastnosti budú do modelov zahrnuté až v konečnom štádiu návrhu.

V úvodnej podkapitole budú stručne zhrnuté najdôležitejšie vzťahy popisujúce správanie sa vlnovodov a slúžiace pri návrhu. Nasledovať bude analýza a návrh vlnovodu s obdĺžnikovým, štvorcovým i kruhovým prierezom. Pozornosť bude tiež venovaná vlnovodu s prepážkou.

3.1 Teória vlnovodov

Teória vlnovodov je komplexne popísaná v nespočetnom množstve učebníc, kníh a odborných článkov napr. [3]-[11], nie je preto potrebné všetky známe fakty opakovať. Niektoré vzťahy a závislosti je ale pre úplnosť textu potrebné uviesť. Všetky dôležité vlastnosti pozdĺžne homogénneho vlnovodu môžu byť určené z prierezu vlnovodu (geometria a rozmery), za predpokladu, že poznáme prostredie, ktoré vlnovod vyplňa a prípadne frekvenciu, na ktorej vlnovod charakterizujeme.

V nasledujúcom texte vychádzame z predpokladu, že na určenie elektromagnetického poľa vo vnútri vlnovodu sú použité pozdĺžne zložky Herzových vektorov (i.e. $\mathbf{\Pi}^e$, $\mathbf{\Pi}^m$). Výsledné pole môže byť za tohto predpokladu vyjadrené ako superpozícia transverzálne elektrických TE a transverzálne magnetických TM polí [3]. V obdĺžnikovom vlnovode je situácia o poznanie jednoduchšia ako v prípade vlnovodu kruhového. Pre konštantu prierezu Γ platí (pre vlny TE i TM):

$$\Gamma = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (3.1)$$

kde m , n sú vidové čísla, a a b sú rozmery vlnovodu. Pre medznú vlnovú dĺžku a medznú frekvenciu potom platí:

$$\lambda_m = \frac{2\pi}{\Gamma} \quad (3.2)$$

$$f_m = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}\lambda_m}, \quad (3.3)$$

kde μ je permeabilita a ε permitivita prostredia vo vlnovode. Merná fáza (fázová konštanta šírenia) je v takomto vlnovode daná nasledovne:

$$\alpha = \sqrt{k^2 - \Gamma^2}, \quad (3.4)$$

kde $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ je vlnové číslo, $\omega = 2\pi f$ je uhlový kmitočet signálu, f je pracovná frekvencia. Charakteristická impedancia je potom pre vlny TM definovaná ako:

$$Z = \frac{\alpha}{\omega\varepsilon} \quad (3.5)$$

a pre vlny TE ako:

$$Z = \frac{\omega\mu}{\alpha} \quad (3.6)$$

Fázová rýchlosť šírenia je:

$$v_f = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}} \quad (3.7)$$

a skupinová rýchlosť šírenia je:

$$v_{sk} = \frac{d\omega}{d\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2} \quad (3.8)$$

Pre dĺžku vlny vo vlnovode platí:

$$\lambda_v = \frac{1}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}} \quad (3.9)$$

Medzi vlnovou dĺžkou vo vlnovode a mernou fázou vo vlnovode vyplnenom vákuom platí:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_v} \quad (3.10)$$

Pri **kruhovom vlnovode** zostáva väčšina uvedených vzťahov v platnosti. Jedinou zmenou je vzťah, ktorým je určená konštanta prierezu. Pre vlny TE platí:

$$\Gamma = \frac{\alpha'_{mn}}{r} \quad (3.11)$$

kde r predstavuje polomer vlnovodu a α'_{mn} vyjadruje hodnotu n-tého koreňa derivácie Besselovy funkcie 1. druhu m-tého rádu. A pre vlny TE je konštanta prierezu daná nasledovne:

$$\Gamma = \frac{\alpha_{mn}}{r}, \quad (3.12)$$

v tomto prípade α_{mn} značí n-tý koreň Besselovej funkcie 1. druhu m-tého rádu. Hodnoty α_{mn} i α'_{mn} sú tabelované a je možné ich nájsť napríklad v [3].

Z teórie plynie, že vidy s rôznymi vidovými číslami majú rôzne medzné vlnové dĺžky a medzné frekvencie. Všetky parametre, ktoré charakterizujú vlny šíriace sa vlnovodom sú rôzne: fázová rýchlosť v_f , skupinová rýchlosť v_{sk} , dĺžka vlny vo vlnovode λ_v , konštanta šírenia γ (pre bezstratový vlnovod fázová konštanta šírenia α , keďže merný útlm je nulový) a samozrejme charakteristická impedancia Z_0 . Pre optimálny návrh a prácu s vlnovodom je potrebné dobre rozumieť vyššie uvedeným veličinám a ich závislosti na rozmeroch vlnovodu a pracovnej frekvencii.

3.2 Návrh vlnovodu

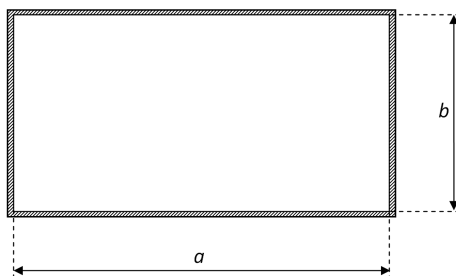
Keďže celý ožarovač sa bude vyrábať na mieru, nie je potrebné sa obmedzovať len na štandardné veľkosti vlnovodov. Voľba priečných rozmerov vlnovodu bude daná nasledujúcimi kritériami:

- Pracovný kmitočet musí ležať v pásme jednovidovosti vlnovodu
- Zmena vlnovej dĺžky v závislosti na rozmeroch a pracovnej frekvencii by mala byť čo možno najmenšia

Polarizátor je v prípade štvorcového ústia budený jedným z dvoch obdĺžnikových vlnovodov a v prípade kruhového ústia jedným z dvoch polkruhových vlnovodov. V tejto kapitole budú určené rozmery pre obdĺžnikový i polkruhový vlnovod, a tým budú určené i rozmery štvorcového a kruhového ústia. Zvolené rozmery nie sú finálne a pri optimalizácii funkcionality polarizátoru ich bude možné meniť. Ako ukážeme neskôr, zmena bude priam nevyhnutná.

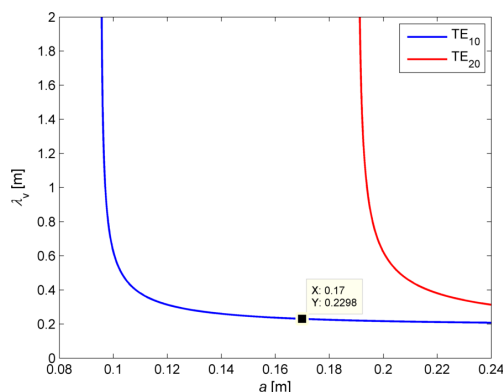
3.3 Návrh obdĺžnikového vlnovodu

V nasledujúcich obrázkoch je uvedená závislosť vlnovej dĺžky v obdĺžnikovom vlnovode na rozmeroch vlnovodu pre dva najnižšie vidy TE_{10} , TE_{20} (vidy s najnižšími kritickými frekvenciami). Práve tieto dva vidy sú dôležité pre správny návrh ob-



Obr. 3.1: Prierez obdĺžnikovým vlnovodom

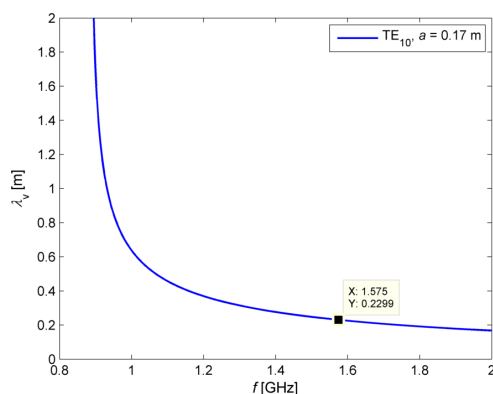
dĺžnikového vlnovodu. V praxi sa pre obdĺžnikový vlnovod volia rozmery $a > 2b$, pričom význam parametrov je zrejmý z nasledujúceho obrázku (3.1).



Obr. 3.2: Vlnová dĺžka vo vlnovode vs. dĺžka dlhšej strany vlnovodu pre dva najnižšie vidy TE_{10} , TE_{20} pri frekvencii 1,57542 GHz

Na obrázku 3.2 je výška vlnovodu b zafixovaná na 0,06 m a frekvencia vstupného signálu je 1,57542 GHz (GPS L1). Určuje sa hodnota vlnovej dĺžky vo vlnovode λ_v v závislosti na meniacej sa šírke vlnovodu a , keďže u prvých dvoch módov nemá výška vplyv na ich vlastnosti. Vlnová dĺžka rastie nadto všetky medze pri určitých hodnotách a , tieto hodnoty zodpovedajú kritickej / medznej vlnovej dĺžke λ_m / frekvencií f_m . Ako už bolo spomenuté, pri nižších kmitočtoch sa vlna vlnovodom nešíri, ale dochádza k jej exponenciálnemu tlmeniu.

Ako počiatočnú hodnotu môžeme zvoliť rozmer $a = 0,17$ m. Z vyššie uvedeného grafu vidíme, že táto hodnota vyhovuje obom podmienkam: nachádzame sa v pásme jednovidovosti a tiež zmena vlnovej dĺžky so zmenou šírky vlnovodu je minimálna. Ďalej môžeme vidieť závislosť vlnovej dĺžky vo vlnovode na kmitočte (3.3)



Obr. 3.3: Vlnová dĺžka vo vlnovode vs. frekvencia vstupného signálu pri konštantnom priereze vlnovodu, pre vid TE_{10}

Na zadanej **GPS L1(1,57542 GHz)** frekvencií a pre zvolený rozmer **0,17 m x 0,085 m** sú vlastnosti vlnovodu zhrnuté v tabuľke 3.1 a kritické kmitočty a vlnové dĺžky sú pre uvedený rozmer vlnovodu a pre niekoľko najnižších vidov (až po TE₂₁/TM₂₁) uvedené v tabuľke 3.2. V tabuľkách sú porovnané hodnoty vypočítané analyticky pomocou vzťahov uvedených v kapitole 3.1 a hodnoty určené numericky programom CST Microwave Studio.

Tab. 3.1: Porovnanie vlastností vidu TE₁₀ získaných analyticky a numericky

	Γ	f_m [GHz]	λ_m [m]	λ_v [m]	v_{sk} [m/s]	v_f [m/s]	α [rad/m]	Z_0 [Ω]
Analyticky	18,48	0,882	0,340	0,230	2,49e8	3,62e8	27,34	455,1
CST	-	0,881	0,340	-	-	-	27,36	454,5

S použitím CST MWS softwaru je možné pre vlnovodový port určiť typ buďdeného vidu (i.e. TE/TM), medznú frekvenciu f_m , fázovú konštantu šírenia α a charakteristickú impedanciu Z_0 . Výsledky simulácie sú uvedené v tabuľkách 3.1 a 3.2.

Tab. 3.2: Porovnanie medzných vlnových dĺžok a frekvencií získaných analyticky a numericky

Vid	Analyticky		CST	
	f_m [GHz]	λ_m [m]	f_m [GHz]	λ_m [m]
TE ₁₀	0,8818	0,3400	0,8813	0,3404
TE ₂₀	1,7635	0,1700	1,7598	0,1705
TE ₀₁	1,7635	0,1700	1,7598	0,1705
TE ₁₁ /TM ₁₁	1,9717	0,1521	1,9681	0,1524
TE ₂₁ /TM ₂₁	2,494	0,1202	2,4887	0,1205

Porovnaním s hodnotami získanými analyticky, vidíme, že numerické riešenie je v tomto prípade veľmi presné, napriek pomerne hrubej sieti. Mierne odchýlky sú dané typickými chybami, ktoré pri numerickom modelovaní vznikajú:

- Chyby vznikajúce priestorovou diskretizáciou modelu (sietovanie)
- Chyby zaokrúhľovania

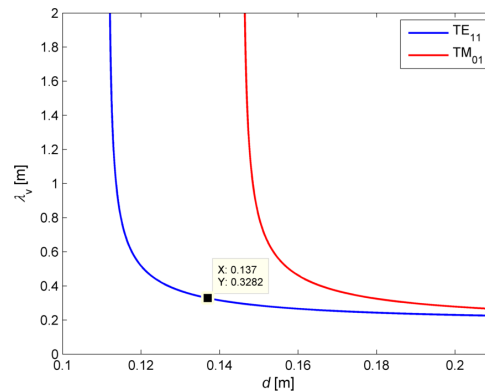
Pri štvorcovom vlnovode, ako špeciálnom prípade vlnovodu obdĺžnikového bude situácia mierne odlišná. Zmení sa totiž i poradie vidov podľa ich medzných kmitočtov. Medzné kmitočty štvorcového vlnovodu vypočítané analyticky sú dané v nasledujúcej tabuľke:

Tab. 3.3: Medzné frekvencie a vlnové dĺžky vidov v štvorcovom vlnovode

Vid	$f_m [GHz]$	$\lambda_m [m]$
TE ₁₀	0,8818	0,3400
TE ₀₁	0,8818	0,3400
TE ₁₁ /TM ₁₁	1,247	0,2404
TE ₂₀	1,7635	0,1700
TE ₀₂	1,7635	0,1700

3.4 Návrh kruhového vlnovodu

Hlavnou nevýhodou kruhového vlnovodu v porovnaní s vlnovodom obdĺžnikovým je podstatne užšie pásmo jednovidovosti. Nasledovné obrázky opäť demonštrujú závislosti vlnovej dĺžky vo vlnovode na rozmeroch, v tomto prípade, na priemere d , pri tej istej frekvencii 1,57542 GHz. Vyobrazené sú opäť prvé dva najnižšie vidy. U kruhového vlnovodu sú to vidy TE₁₁ a TM₀₁.

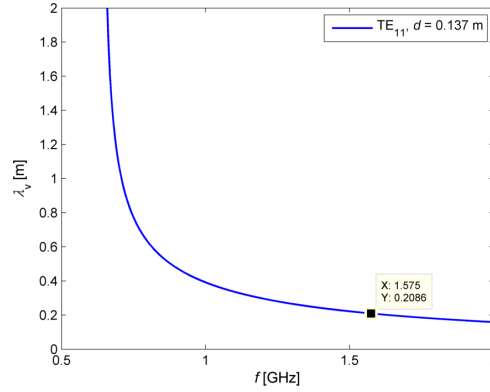


Obr. 3.4: Vlnová dĺžka vo vlnovode vs. priemer vlnovodu pre dva najnižšie vidy TE₁₁, TM₀₁ pri frekvencii 1,57542 GHz

V tomto prípade je výber vhodného rozmeru (priemer d) zložitejší, ako tomu bolo v predchádzajúcom prípade. Ak sa chceme pohybovať v pásme jednovidovosti, musíme sa zmieriť s výraznejšou závislosťou vlnovej dĺžky vo vlnovode na priemere vlnovodu. Ako počiatočný priemer vlnovodu je zvolená hodnota $d = 0,137$ m. Tento rozmer poskytuje rezervu v pásme jednovidovosti a tiež sklon závislosti $\lambda_v(d)$ je pomerne nízky. Avšak výrazne vyšší ako v prípade obdĺžnikového vlnovodu.

Nasleduje závislosť vlnovej dĺžky na frekvencii f pre dominantný mód TE₁₁.

V tabuľkách 3.4, 3.5 sú opäť zhrnuté vlastnosti najnižšieho vidu TE₁₁ a kritické vlnové dĺžky a frekvencie niekoľkých najnižších módov. Všetky hodnoty sú určené



Obr. 3.5: Vlnová dĺžka vo vlnovode vs. frekvencia vstupného signálu pri konštantnom priereze vlnovodu, pre vid TE_{11}

pomocou vzťahov uvedených v kapitole 3.1 a porovnané s numerickými výsledkami programu CST MWS. Opäť vidíme výbornú zhodu s analytickým modelom.

Tab. 3.4: Parametre kruhového vlnovodu pre vid TE_{11} získané analyticky i numericky, $d=0,137$ m

	Γ	f_m [GHz]	λ_m [m]	λ_v [m]	v_{sk} [m/s]	v_f [m/s]	α [rad/m]	Z_0 [Ω]
Analyticky	26,879	1,2825	0,2338	0,3283	1,74e8	5,17e8	19,137	650
CST	-	1,2823	0,2339	-	-	-	19,167	648,8

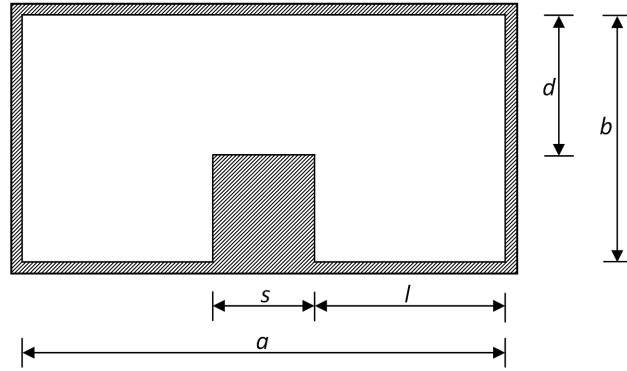
Tab. 3.5: Porovnanie medzných vlnových dĺžok a frekvencií kruhového vlnovodu získaných analyticky a numericky, $d=0,137$ m

Vid	Analyticky		CST	
	f_m [GHz]	λ_m [m]	f_m [GHz]	λ_m [m]
TE_{11}	1,2825	0,2338	1,2823	0,2339
TM_{01}	1,6751	0,1790	1,6749	0,1791
TE_{21}	2,1274	0,1409	2,1270	0,1410
TE_{01}/TM_{11}	2,6690	0,1123	2,6679	0,1124
TE_{31}	2,9264	0,1024	2,9250	0,1026

3.5 Vlnovod s prepážkou (Ridge waveguide)

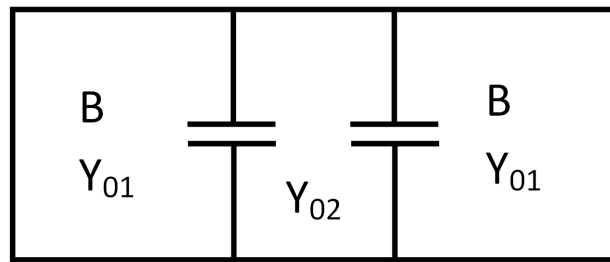
Samotný polarizátor bude navrhnutý ako tzv. stepped septum polarizátor. Bude sa skladať z niekoľkých úsekov π -vlnovodu (3.6). Základné vlastnosti takéhoto vlnovodu

sú preto stručne načrtnuté v tejto podkapitole. Pravdepodobne najkomplexnejšie je problematika vlnovodu s prepážkou popísaná v [15]. Taktiež veľmi užitočné pre návrh vlnovodu s prepážkou sú články [16], [17]. Niečo málo o tomto type vlnovodu je tiež uvedené v [8]. Základnou myšlienkou je predĺženie vnútorného obvodu vlnovodu vlnovodu a , pri zachovaní vonkajších rozmerov vlnovodu. Dochádza tak k poklesu medzného kmitočtu dominantného vidu TE_{10} , pričom ďalší vyšší vid TE_{20} je vplyvom umiestnenia prepážky tlmený. Výsledkom je značné rozšírenie pásma jednovidovosti.



Obr. 3.6: Príklad vlnovodu s prepážkou

Kritické podmienky (kmitočty a vlnová dĺžka) je možné pre vlnovod s prepážkou určovať metódou pričnej rezonancie [8], [17]. Využíva sa pri tom náhradný obvod uvedený na obrázku 3.7. Na základe spomenutej metódy je prierez vlnovodu rozdelený do troch častí, ktorým zodpovedajú určité hodnoty pričných charakteristických admitancií (Y_{01} a Y_{02}). Vplyv pričných nespojitostí je zahrnutý susceptanciami B .



Obr. 3.7: Náhradný obvod prepážky

Pre párne TE vidy platí podľa [17]:

$$\cot k_x l - \frac{b}{d} \tan \frac{k_x s}{2} - \frac{B}{Y_{01}} = 0, \quad (3.13)$$

a pre nepárne TE vidy platí [17]:

$$\cot k_x l - \frac{b}{d} \cot \frac{k_x s}{2} - \frac{B}{Y_{01}} = 0, \quad (3.14)$$

Význam väčšiny parametrov je zrejmý z obrázku 3.6, k_x predstavuje mernú fázu v smere x (smer dlhšej strany vlnovodu, ležiaci v rovine stránky) pri medznom stave ($f = f_m$, $\lambda = \lambda_m$) a platí:

$$k_x = \frac{2\pi}{\lambda_m}, \quad (3.15)$$

kde λ_m je hľadaná medzná vlnová dĺžka. Charakteristické priečne admitancie sú podľa [17] dané nasledovne:

$$Y_{01} = \frac{k_x}{\omega\mu} \frac{1}{b}, \quad (3.16)$$

$$Y_{02} = \frac{k_x}{\omega\mu} \frac{1}{d}, \quad (3.17)$$

Normalizované hodnoty susceptancie B/Y_{01} , ktoré reprezentujú priečnu nespojitost môžu byť nájdené napr. v [8]. Približne môže byť normovaná susceptancia určená zo vzťahu podľa [15]:

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx 4 \frac{b}{a} \frac{a}{\lambda_m} \ln \csc \frac{\pi d}{2b}. \quad (3.18)$$

4 SEPTUM POLARIZÁTOR

4.1 Generovanie kruhovej polarizácie

Kruhovo polarizovanú elektromagnetickú vlnu je možné budiť rôznymi druhmi antén, jedná sa napr. o mikropáskové, šroubovicové, lievikové, ale aj ortogonálne dipóly. Pri budení je potrebné vytvárať dve ortogonálne zložky $\mathbf{E}$, medzi ktorými je v každom bode uvažovaného priestoru fázový posun $\pi/2$ rad (to isté platí i pre pole magnetické). Z hľadiska požadovaných parametrov sa najmenej hodia mikropáskové antény, ktoré svojimi vlastnosťami nevynikajú, ale sú vhodné skôr pre nenáročné aplikácie.

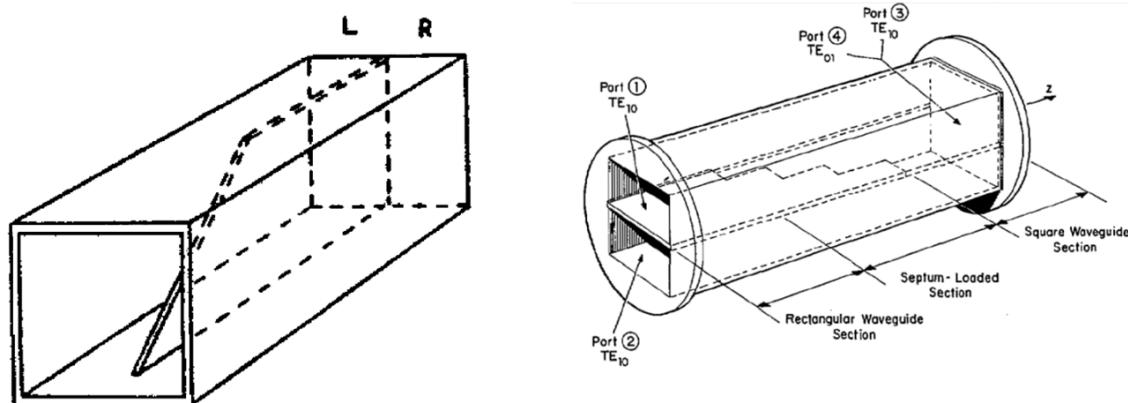
Najvhodnejším sa javí riešenie založené na vlnode s integrovanou prepážkou (i.e. septum) nasledované lievikovou anténou. Je možné získať excelentný osový pomer a tiež výbornú čistotu polarizácie v hlavnom laloku. Obmedzené hodnoty zisku, typické pre jednoduché lievikové ústia, v tomto prípade nevýhodou nie sú. Ďalšou pozitívnou vlastnosťou je, že pri dôslednom návrhu je možné dosiahnuť relatívne nízku hodnotu postranných a zadných lalokov vyžarovacieho diagramu.

S ožarovačom na báze vlnovodnej prepážky je možné budiť oba zmysly kruhovej polarizácie RHCP i LHCP. Táto vlastnosť vychádza priamo z princípu septa a je uvedená v ďalšej kapitole. Takúto vlastnosť by sme mohli získať napr. i u mikropáskovej antény, kde by sme mechanicky menili body napájania pre získanie želaného typu polarizácie, avšak pre našu aplikáciu nevýhody tejto antény prevažujú. Vo vlnovode by sme kruhovú polarizáciu mohli budiť i pomocou dvoch prúdových sond, ktoré by budili dva ortogonálne vidy (u obdĺžnikového vlnovodu: TE_{10} , TE_{01}) s fázovým rozdielom $\pi/2$ rad, prípadne $-\pi/2$ rad, čo závisí na zmysle polarizácie. Takýmto spôsobom by bolo principiálne možné dosiahnuť rovnaké výsledky ako pri budení vlnovodu so septom. Bolo by teda potrebné použiť dva články pre zmenu fáze a podľa požiadaviek medzi nimi prepínať. U polarizátoru založenom na prepážke tomu tak nie je, sú využité dve sondy a podľa želanej polarizácie je jedna aktívna a druhá ukončená bezodrazovou záťažou. Pre účely tejto práce sa počíta s využitím antény ako vysielačej.

Je samozrejme možné použiť septum v obdĺžnikovom i kruhovom vlnovode. Pre oba typy vlnovodov budú vytvorené modely v prostredí CST Microwave Studio a porovnané dosiahnuteľné vlastnosti a parametre. Na základe týchto výsledkov bude návrh pokračovať iba pre výhodnejšiu geometriu septa.

4.2 História

Prvýkrát bol princíp polarizátoru s prepážkou popísaný v roku 1947 v [18]. Jednalo sa o polarizátor v kruhovom vlnovode so spojitou zmenou výšky prepážky. Prvý návrh septa so skokovou zmenou výšky prepážky (stepped septum) publikovali Chen a Tsandoulas z Lincolnových laboratórií [19] v roku 1973 pre štvorcový vlnovod. Tento typ polarizátoru vykazoval v každom ohľade lepšie vlastnosti v podstatne širšom frekvenčnom pásme (až 20 %) a bol určený pre dosiahnutie veľmi čistej pravo resp. ľavotočivo polarizovanej vlny vo fázových anténnych radách. Nevýhodou však bola potreba dodatočnej úpravy fázy medzi ortogonálnymi vidmi pomocou dielektrickej vložky.

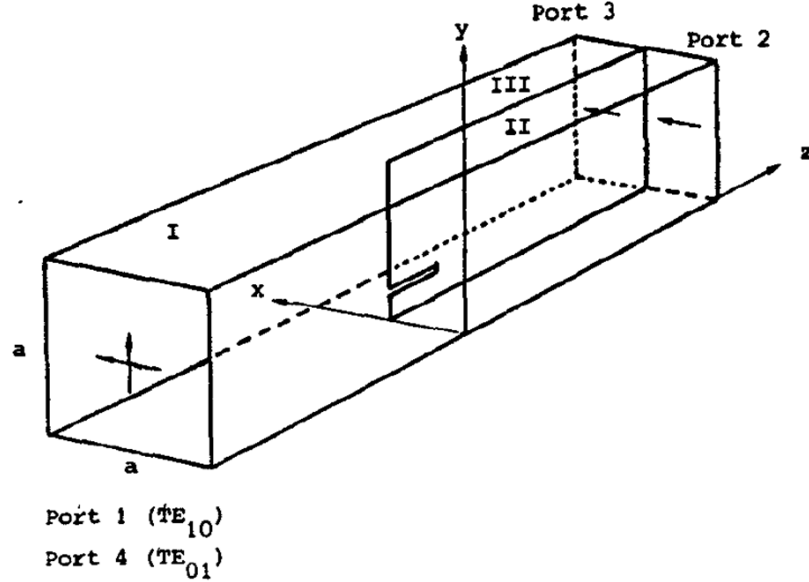


Obr. 4.1: Septum polarizátor s postupnou zmenou výšky prepážky (vľavo) [21] a so schodovitou prepážkou - stepped septum (vpravo) [19]

Úzkopásmový septum polarizátor s odlišnou geometriou bol analyzovaný analyticky v [20]. Jedná sa o geometriu s jedným prípadne dvomi zárezmi v spoločnej stene. Výsledky ukázali šírku pásma pre izoláciu medzi vstupnými portami 2 a 3 iba 3,2 % (izolácia lepšia ako 20 dB) zároveň však fázový posun ortogonálnych vidov dosahoval namiesto želaných 90° až 140° . Pre riešenie s dvomi zárezmi bolo možné dosiahnuť vhodný fázový posun pri dostatočnej medziportovej izolácií. Šírka pásma pre izoláciu lepšiu ako 20 dB činila približne 3,7 %. V článkoch [21] [22] sú jednoduchou formou zhrnuté dovtedajšie vedomosti o tomto type polarizátoru, ale hlavne navrhnuté ďalšie možnosti využitia, napr. pre meracie aplikácie. Prvým možným využitím je polarizačný analyzátor - obecné elipticky polarizovaná vlna dopadá na štvorcové ústie, kde je rozložená do dvoch kruhovo polarizovaných zložiek. Porovnaním úrovne signálu na oboch obdĺžnikových portoch môže byť okamžite rozhodnuté o zmysle polarizácie (pravo- resp. ľavo-točivá) a tiež o osovom pomere. Vyššia úroveň na jednom z portov určuje zmysel polarizácie a vzájomný pomer signálov udáva

hodnotu polarizačnej diskriminácie XPD [23]. Osový pomer je teda daný nasledovne:

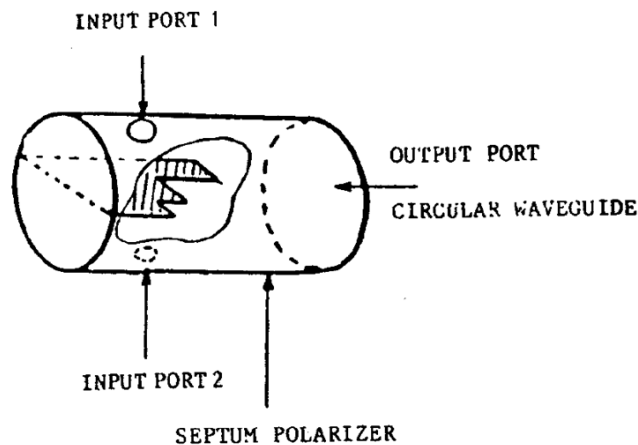
$$AR = \frac{XPD + 1}{XPD - 1} \quad (4.1)$$



Obr. 4.2: Septum polarizátor navrhnutý v [20]

Ďalšou možnosťou je využiť septum ako zdroj rotujúcej lineárnej polarizácie bez použitia mechanickej rotácie antény. Značná časť literatúry sa zaoberá možnosťami analýzy septum polarizátoru. Najčastejšie je uvádzané spojenie metódy priečnej rezonancie, pomocou ktorej sú analyzované časti polarizátoru s konštantnou výškou prepážky a metód Mode-matching, ktorými sú riešené deformácie polí na nespojitostiach medzi úsekmi s rôznymi výškami prepážok. Takýto spôsob riešenia je časovo efektívnejší ako výpočet pomocou Full-wave metód. V [24] [25] sú príklady takýchto metód popísané a výsledky porovnané s experimentom s veľmi dobrou zhodou. V [26] je prvýkrát popísaný návrh septa v kruhovom vlnovode pre potreby budenia oboch zmyslov kruhových polarizácií s vysokou čistotou polarizácie. Problém je v tomto prípade analyzovaný metódou konečných prvkov, ale bez uvažovania vplyvu pozdĺžnych diskontinuit septa na výsledné vlastnosti.

Všetky doteraz uvádzané práce uvažovali nekonečne úzku prepážku a dva stupne voľnosti na každý schod (dĺžka a výška). Až Bornemann s kolegami sa zaoberali vplyvom konečnej šírky prepážky na dosiahnuteľné parametre septa [27] [28]. Taktiež analyzovali možnosť zavedenia ďalšieho stupňa voľnosti pre každý schod (premenná hrúbka) najmä kvôli možnosti modelovania odlievacieho procesu výroby (casting). V práci [27] sú tiež po prvý krát uvedené kompletné rozmery polarizátoru bez potreby dodatočných prvkov pre možnosti návrhu polarizátoru na želaných frekvenciách.



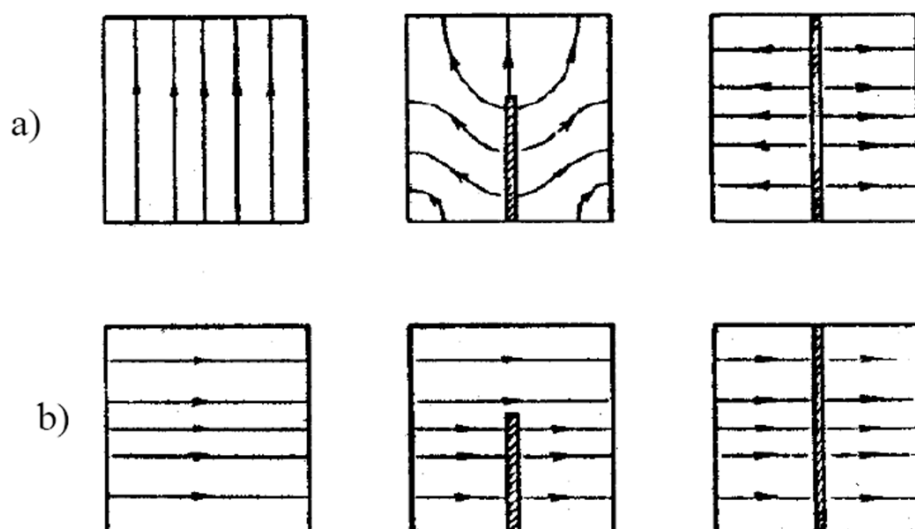
Obr. 4.3: Septum polarizátor v kruhovom vlnovode (Prevzaté z [26])

Zdokumentovaný návrh septum polarizátoru v rôznych aplikačných oblastiach je uvedený napr. v prácach [29]-[33].

4.3 Popis funkcie

Na prvý pohľad by sa mohlo zdať, že sa jedná o trojportové zariadenie: obdĺžniky s označením L a R sú dva vstupné vlnovodné porty a tretím, výstupným portom je štvorcové ústie vlnovodu. V skutočnosti ale štvorcové ústie vlnovodu predstavuje dva porty, pretože je schopné vybudiť dva ortogonálne módy. Jedná sa teda o štvorportové zariadenie. Medzi portami L a R sa nachádza prepážka, ktorá na začiatku úplne oddeľuje porty a postupne klesá až zanikne. Pre účely modelovania je možné štvorcové ústie vlnovodu uvažovať ako jeden port umožňujúci vznik dvoch ortogonálnych módov. Pokiaľ budíme jeden z obdĺžnikových portov (R,L) je signál transformovaný na kruhovo polarizovaný v ústí štvorcového vlnovodu. Pri budení portu R dostaneme pravotočivo a pri budení portu L naopak ľavotočivo polarizovaný signál. Táto vlastnosť sa prejaví i v opačnom smere šírenia EM vlny: ak na štvorcové ústie dopadá pravotočivo polarizovaná vlna, signál je viazaný len na port R a naopak. Rozloženie intenzity elektrického poľa v troch rôznych miestach polarizátoru je na obrázku 14, je tu uvedené rozloženie v ústí, v mieste, kde prepážka má výšku asi polovice vlnovodu a v mieste portov R a L.

Pre analýzu poľa vo vnútri polarizátoru sa používa analýza založená na šírení párneho a nepárneho vidu (módu). Pri analýze je možné postupovať tak, že si predstavíme polarizátor ako prijímaciu anténu. V situácií, keď na štvorcový port vlnovodu dopadá pole so smerom $\mathbf{E}$ kolmom k prepážke, na portoch R a L vzniknú



Obr. 4.4: Elektrické pole v priečnom priereze polarizátoru: a) vytvorenie nepárnych vidov na portoch R a L, b) vytvorenie párných vidov na portoch R a L (prevzaté z [21]).

párne vidy, obrázok 4.4 b). Ak naopak na štvorcový vlnovodový port dopadá pole rovnobežne s prepážkou vznikajú na portoch R a L nepárne vidy, obrázok 4.4 a). Pri dopade kruhovo polarizovanej vlny na štvorcové ústie vlnovodu je fázový rozdiel ortogonálnych módov $\pi/2$ rad. Úlohou prepážky je teda oneskoriť jeden z módov (rovnobežný so septom) presne o $\pi/2$ rad. V takomto prípade sa polia na jednom z portov R resp. L vyrušia, pretože tu majú opačný smer a pri dôkladnom návrhu i rovnakú úroveň a naopak na druhom porte sa výsledné pole zosilní. Samozrejme úlohou navrhovaného ožarovača je signál vysielat a nie prijímať, situácia je tu ale obdobná. Elektrické pole na jednom z portov R/L sa rozloží vplyvom prechodu polarizátorom na dva vidy s rôznymi fázovými rýchlosťami. Ak je septum navrhnuté tak, že na dĺžke prepážky sa jeden z vidov oneskorí o $\pi/2$ rad, v ústí štvorcového vlnovodu dostaneme kruhovo polarizovanú EM vlnu.

4.4 Postup návrhu

Pred samotným návrhom polarizátoru, bude dôkladne preskúmaná jeho činnosť pomocou 3D EM simulátoru CST Microwave Studio. V predchádzajúcej kapitole je popísaný základný princíp, na ktorom tento polarizátor funguje. V tejto kapitole bude určený kvalitatívny a kvantitatívny vplyv geometrických parametrov septa na jeho funkcionality. Ako už bolo spomenuté sú 2 základné typy septum polarizátoru:

- So spojitou zmenou výšky prepážky / schodu (septa)
- So skokovou zmenou výšky prepážky (tzv. stepped septum)

Zatiaľ čo návrh prvého je jednoduchší (1 stupeň voľnosti - uhol sklonu), návrh druhého je podstatne zložitejší (stupňami voľnosti sú počet, výška a dĺžka jednotlivých schodov). Na základe analýzy v [27] [28] je možné zaviesť ďalší stupeň voľnosti na každý schod - šírku schodu. V prípade stepped septum polarizátoru získavame polarizátor so značne väčšou šírkou pásma. Cenou zaň je podstatne zložitejší návrh. Vo vlnovode so septom, ktorý je vlastne π -vlnovod sa šíria dva hlavné vidy, v prípade, že zanedbáme tzv. lokálne vyššie vidy, ktoré vznikajú na diskontinuitách a v úsekoch s prepážkou. Prvý vid je na septum kolmý (v literatúre označovaný $\perp$) a jeho vlastnosti nie sú závislé na výške prepážky (pri zanedbaní šírky prepážky), druhý je s ním rovnobežný (označovaný $\parallel$) a jeho vlastnosti sú naopak na výške prepážky závislé. Obrázok 4.5 zobrazuje navrhovaný septum polarizátor z profilu. Časť napravo s impedanciou Z_0 predstavuje vstupný (budiaci) vlnovod. Časti s impedanciami Z_1 - Z_3 predstavujú samotný polarizátor. Každý z týchto úsekov je π -vlnovod, pričom výška prepážky je pre každý schod rôzna. Taktiež na každom z týchto úsekov dochádza k vzájomnému fázovému posunu vyššie spomenutých vidov, tak, že na vyššom schode je fázový rozdiel väčší. Pre vzájomný posun platí:

$$\Delta\phi = 2\pi\Delta l \left(\frac{1}{\lambda_{v\perp}} - \frac{1}{\lambda_{v\parallel}} \right), \quad (4.2)$$

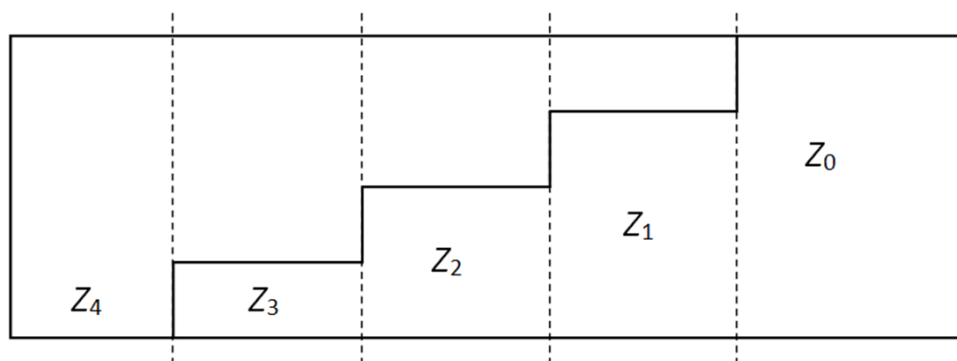
kde Δl je dĺžka, na ktorej dochádza k uvažovanému fázovému posunu a $\lambda_{v\perp}$ a $\lambda_{v\parallel}$ predstavujú vlnové dĺžky vo vlnovode pre dva ortogonálne módy. V časti s impedanciou Z_4 by sme ideálne mali dostať dva ortogonálne módy s fázovým rozdielom 90° . Na každý schod septum polarizátoru je možné nahliadať ako na impedančný transformátor, ktorý transformuje impedanciu ľavého úseku vlnovodu na impedanciu pravého úseku vlnovodu, tak napríklad schod s impedanciou Z_1 transformuje impedanciu Z_2 na impedanciu vstupného vlnovodu Z_0 . Platí teda, že pri dĺžke $\lambda_v/4$ by jeho impedancia mala byť $Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_2}$.

Ak by sme na celý polarizátor nahliadali len ako na impedančný transformátor, dosiahli by sme výbornú hodnotu prispôsobenia na vstupe. Tým by však neboli splnené amplitúdové a fázové podmienky kolmých vidov, rovnako ako izolácia. Návrhové kritériá je možné zhrnúť do nasledujúcich bodov:

- prispôsobenie na vstupe (aspoň -20 dB)
- izolácia medzi portami (aspoň -20 dB)
- rovnosť amplitúd ortogonálnych vidov
- vzájomné fázové oneskorenie vidov 90°

V súčasnosti nie je dostupná žiadna návrhová metóda, ktorá by brala do úvahy dva a viac vyššie uvedených kritérií a viedla by na počet a geometriu jednotlivých

prepážok. Postup návrhu musí byť preto interaktívnejší. Navrhnutá metóda berie do úvahy iba fázové kritérium. Určíme si koľko schodový návrh budeme riešiť podľa toho si rozpočítame fázové posuny na jednotlivých schodoch (a ako ukážeme neskôr aj na nespojitostiach). Výškou a dĺžkou schodov bude daný fázový posun medzi uvažovanými vidmi. V úsekoch so značnou výškou prepážky a rovnako i na nespojitostiach budú budené vyššie vidy - dĺžka polarizátoru musí byť dostatočná, aby boli tieto vidy tlmené pod určitú úroveň. Na tejto úrovni bude potrebné uvažovať o zmene rozmeru vlnovodu tak, aby boli vyššie vidy maximálne tlmené.



Obr. 4.5: Principiálne zobrazenie septum polarizátoru z profilu.

5 SEPTUM POLARIZÁTOR V ŠTVORCOVOM VLNOVODE

Táto kapitola popisuje modálnu analýzu štvorcového vlnovodu s prepážkou. Pozornosť je zameraná na závislosti medzného kmitočtu, vlnovej dĺžky vo vlnovode a charakteristickej impedancie na geometrii vlnovodu s prepážkou - i.e. rozmer vlnovodu, výška a šírka prepážky. Nasleduje analýza pozdĺžnej diskontinuity (prechod medzi schodmi) a samotný návrh septum polarizátoru. V závere kapitoly sú prezentované výsledné parametre takto navrhnutého polarizátoru.

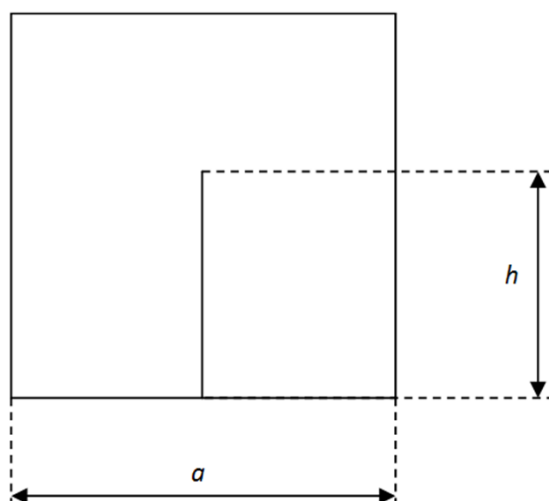
5.1 Vplyv výšky prepážky na vlastnosti štvorcového vlnovodu

Ako už bolo spomenuté, vstupným signálom je budený jeden z dvoch obdĺžnikových vlnovodov - tomuto sa venovala predchádzajúca kapitola. Stena, ktorá oba vlnovody oddeľuje (prepážka) sa bude postupne znižovať. V tejto kapitole bude analyzovaný vplyv výšky predelu na základné vlastnosti štvorcového vlnovodu potrebné pre návrh - medzný kmitočet $f_{k\perp}$, $f_{k\parallel}$, vlnovú dĺžku oboch módov vo vlnovode $\lambda_{v\perp}$, $\lambda_{v\parallel}$ a ich impedancie $Z_{\perp}$, $Z_{\parallel}$. Oba želané vidy (kolmý i rovnobežný s prepážkou) sú typu TE. Predel bude modelovaný s konečnou hrúbkou steny 0,1 mm, 1 mm a 10 mm. Rovnako budeme meniť i rozmer samotného vlnovodu a pozorovať vplyvy na vyššie uvedené parametre.

Celá analýza je riešená pre kmitočet vstupného signálu 1,575 GHz, čomu zodpovedá dĺžka vlny vo vákuu 0,1904 m.

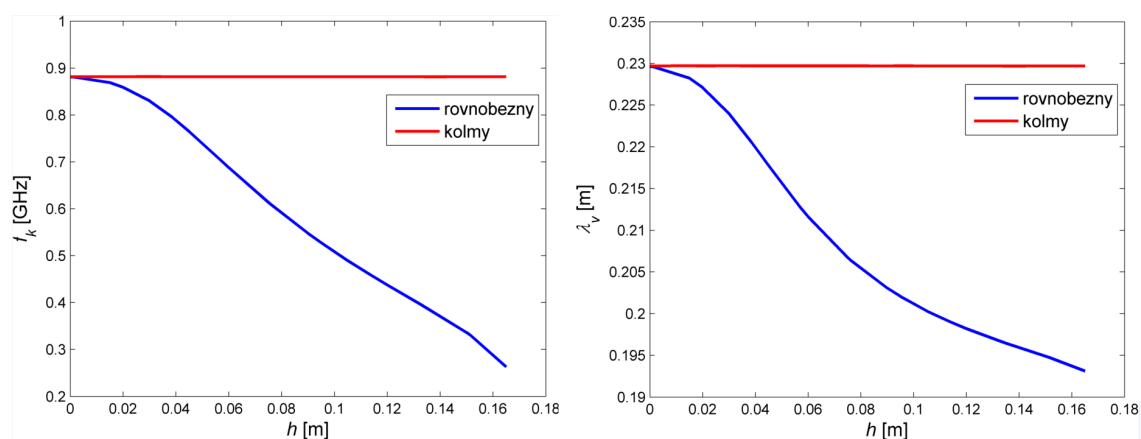
V tomto bode, pri určovaní módov, ktoré sa vlnovodom so septom môžu šíriť, zisťujeme, že naša voľba rozmerov vlnovodu nemusí byť úplne najvhodnejšia. Prepážka vo vlnovode znižuje medznú frekvenciu nielen pre náš želaný vid, ale aj pre niektoré vyššie vidy, ktoré sa tak vlnovodom môžu šíriť. Pre zabezpečenie *dostatočného útlmu* vyšších módov môžeme buď zmenšiť rozmer vlnovodu, čím posunieme medzné frekvencie vyšších módov (tým pádom sa nevybudia), alebo navrhujeme dostatočne dlhý štvorcový vlnovod, ktorý bude nasledovať za septom. Štvorcový vlnovod má dĺžku strany a a výšku schodu h (obrázok 5.1). Keďže jednou z požiadaviek na polarizátor sú jeho kompaktné rozmery, vhodnejším bude postupné zmenšovanie rozmerov vlnovodu.

Strana a bola zvolená s dĺžkou 170 mm v kapitole o výbere vlnovodu. Z nasledujúcich grafov 5.2 môžeme vidieť, že so zvyšujúcou sa výškou prepážky h klesá medzný kmitočet vidu rovnobežného s prepážkou. Naopak medzný kmitočet vidu



Obr. 5.1: K parametrom vlnovodu s prepážkou

kolmého na prepážku zostáva podľa predpovede rovnaký.

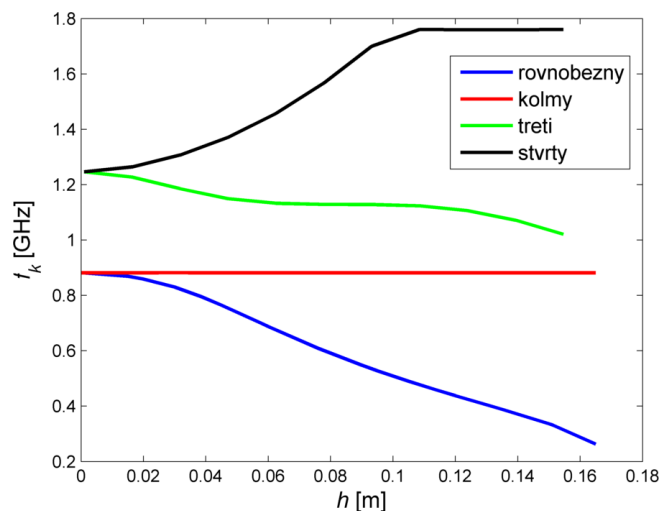


Obr. 5.2: Medzné kmitočty a vlnové dĺžky vo vlnovode pre dva najnižšie vidy.

Ako bolo spomenuté, pri tomto rozmere vlnovodu budú v sekciách vlnovodu s prepážkou budené i niektoré vyššie vidy, nakoľko sa ich kritické kmitočty so stúpajúcou výškou prepážky taktiež menia.

Porovnanie parametrov prvých štyroch vidov, ktoré vznikajú v priestore s prepážkou je na nasledujúcich grafoch. Želané módy sú označené ako "rovnobežný" a "kolmý", pričom vyššie módy sú označené poradovým číslom. Takéto označenie vyšších vidov je zvolené preto, lebo pri určitej výške prepážky dochádza k zmene poradia vidov. Napr. na obrázku 5.3 môžeme vidieť, že vid označený ako štvrtý je pri výške prepážky pod 0,1 m predstavovaný transversálne magnetickou vlnou TM_{11} , pričom

pri výške prepážky nad 0,1 m sa začína vlnovodm šíriť skôr (nižšia medzná frekvencia) transversálne elektická vlna TE_{02} . Vid TE_{02} je opäť kolmý k prepážke, čoho následkom je konštantný medzný kmitočet pri rôznych výškach prepážky.



Obr. 5.3: Medzná frekvencia ako závislosti na výške prepážky pre štyri najnižšie vidy TE_{10} a TE_{01} , TE_{11} , TM_{11}/TE_{02} .

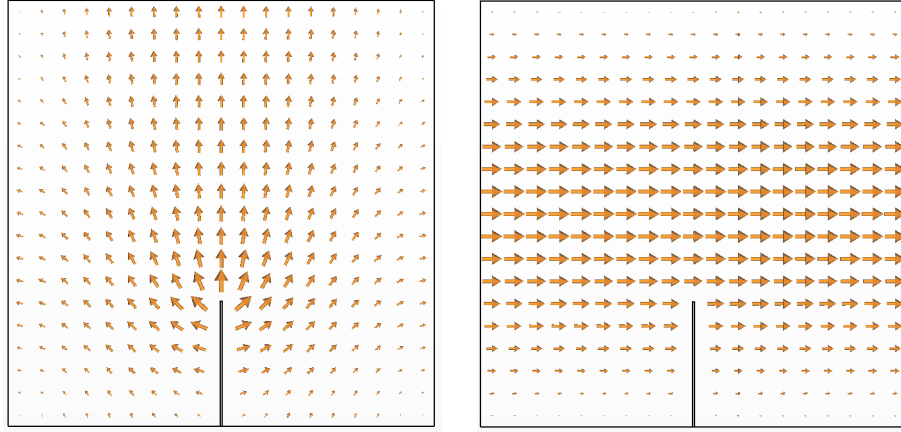
Ako bolo spomenuté, časť vlnovodu so septom predstavuje π -vlnovod, čo je jeden z druhov vlnovodu s prepážkou. Pri vlnovodoch s prepážkou sa vidy označujú názvami korešpondujúcich vidov v obdĺžnikovom/štvorcovom vlnovode [17]. Teda:

- vid s pracovným označením "rovnobežný" je vid TE_{10}
- vid s pracovným označením "kolmý" je vid TE_{01}
- vid s pracovným označením "tretí" je vid TE_{11}
- vid s pracovným označením "štvrtý" je vid TM_{11} a vid TE_{02}

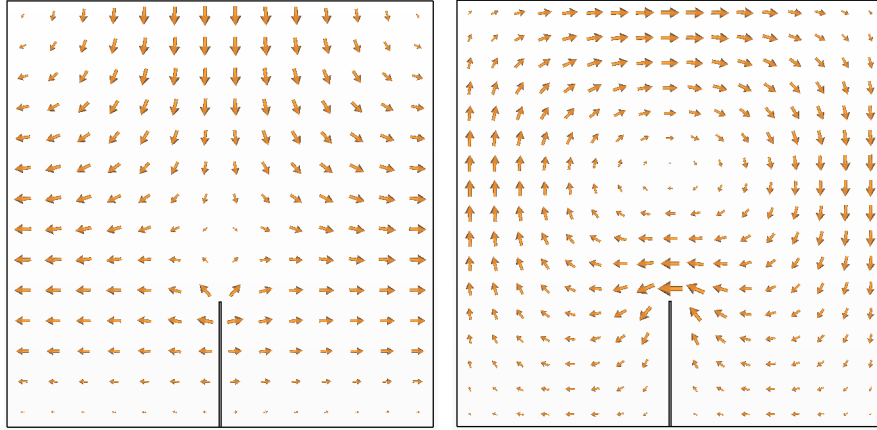
Rozloženia poľa $\mathbf{E}$ v priereze vlnovodu s prepážkou sú na nasledujúcich obrázkoch.

V nižšie uvedených obrázkoch 5.7 je vynesená dĺžka vlny vo vlnovode v závislosti na výške prepážky. V obrázku naľavo, v krivke pre štvrtý vid (čierna) je prudký nárast v charakteristike spôsobený prechodom do zádržného pásma. Pri výške predelu nad približne 0,08 m a pracovnej frekvencii 1,575 GHz sa prestáva vlnovodom šíriť štvrtý vid. Z tohto dôvodu je v obrázku 5.9 pre charakteristické impedancie, vynesená charakteristická impedancia štvrtého vidu len pre hodnoty h do približne 80 mm. Po prekročení tejto hodnoty sa vlna vlnovodom prestáva šíriť, dochádza k jej exponenciálnemu útlmu a charakteristická impedancia sa stáva rýdzo imaginárnou.

Dôležitým parametrom je tiež útlm vyšších vidov v závislosti na rozmere vlnovodu. Závislosť dĺžky vlnovodu, ktorá je potrebná pre potlačenie vyšších vidov o 40 dB v závislosti na rozmere vlnovodu je uvedená v nasledujúcom grafe 5.8 (pre vlnovod bez prepážky).



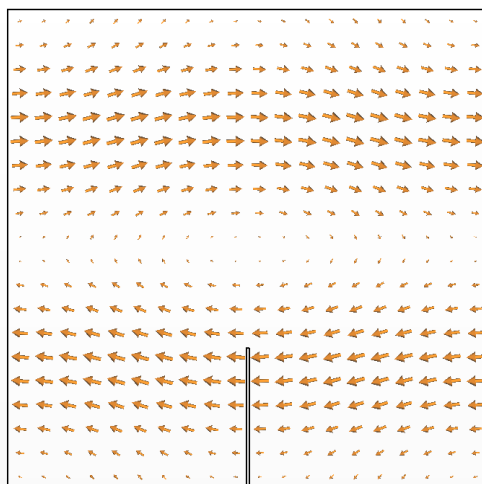
Obr. 5.4: Rozloženie intenzity elektrického poľa $\mathbf{E}$ vidu TE_{10} - vľavo a vidu TE_{01} - vpravo.



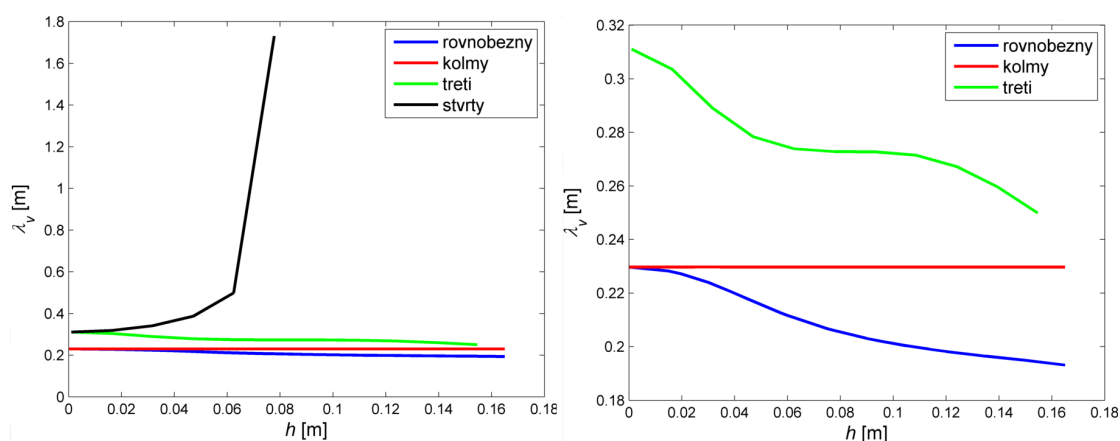
Obr. 5.5: Rozloženie intenzity elektrického poľa $\mathbf{E}$ vidu TE_{11} - vľavo a intenzity magnetického poľa $\mathbf{H}$ vidu TM_{11} - vpravo.

Na obrázku 5.9 sú tiež uvedené vlnové impedancie jednotlivých vidov pre rôzne výšky prepážky h .

V tomto bode sa ako vhodný krok javí postupné zmenšovanie rozmeru vlnovodu a opätovná analýza jeho vlastností. Ideálne, za vhodný rozmer vyhlásime taký rozmer vlnovodu, pri ktorom sa budú vlnovodom šíriť iba vidy TE_{10} a TE_{01} označené v grafoch ako "rovnobežný" a "kolmý". Pre určenie vhodného rozmeru vlnovodu bude potrebné skúmať rovnaké charakteristiky ako v predchádzajúcom prípade, pričom zavedieme parameter, ktorým bude dĺžka strany štvorcového vlnovodu a . Každému zo štyroch najnižších vidov prislúchajú tri obrázky, jeden pre medznú frekvenciu, druhý pre dĺžku vlny vo vlnovode a tretí pre charakteristickú impedanciu. Nasledujú grafy pre každý z vidov, kde boli opätovne vynášané závislosti štvorcového



Obr. 5.6: Rozloženie intenzity elektrického poľa $\mathbf{E}$ vidu TE_{02} .

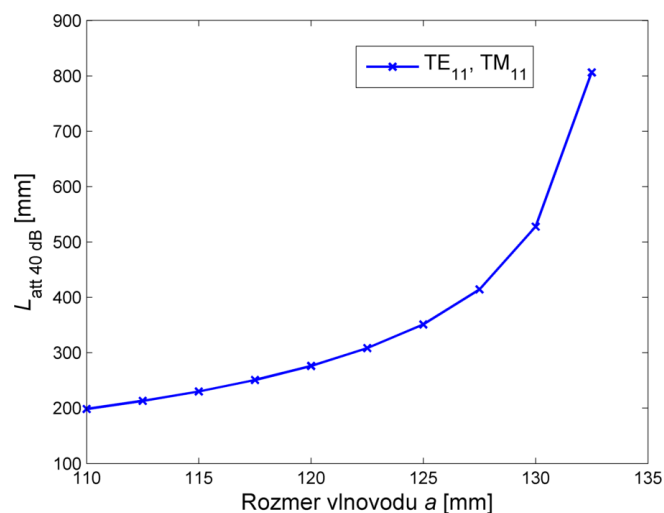


Obr. 5.7: Dĺžka vlny vo vlnovode ako závislosti na výške prepážky pre štyri najnižšie vidy TE_{10} a TE_{01} , TE_{11} , $\text{TM}_{11}/\text{TE}_{02}$, pri kmitočte 1,575 GHz.

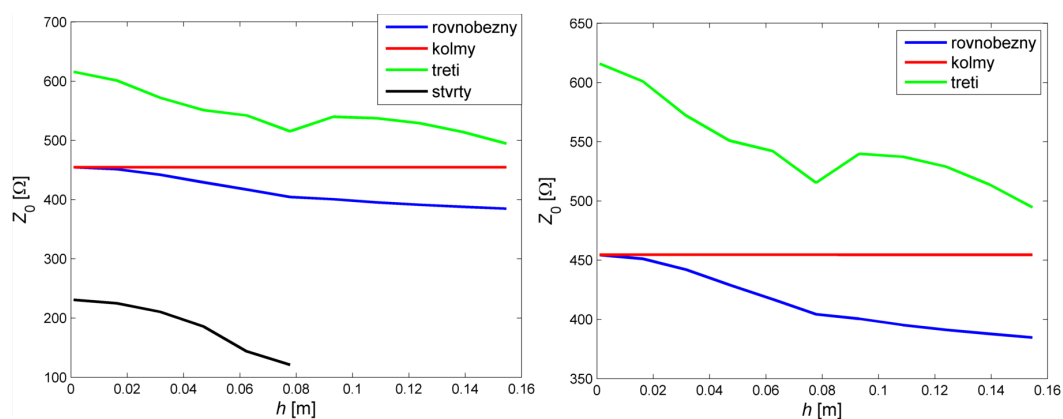
vlnovodu s prepážkou v závislosti na výške prepážky h pre rôzne rozmery vlnovodu a .

"Rovnobežný" vid TE_{10}

Z obrázku 5.10 vidíme, že medzná frekvencia sa so zvyšujúcou sa prepážkou znižuje - toto je hlavný dôvod využitia vlnovodu s prepážkou. Táto vlastnosť im umožňuje pracovať s väčšou šírkou pásma jednovodnosti. Pri pracovnej frekvencii približne 1,575 GHz sa tento vid šíri vlnovodom pri ľubovoľnom rozmere a . Keďže so zväčšujúcim sa h dochádza k poklesu medznej frekvencie, zákonite sa skracuje i dĺžka vlny vo vlnovode a tiež dochádza k poklesu impedancie. Z obrázkov vyplýva, že najvhodnejším by sa pre návrh polarizátoru zdal vlnovod s dĺžkou strany $a = 0,17$ m. Pri tomto rozmere by sa vlnová dĺžka i impedancia v jednotlivých úsekoch



Obr. 5.8: Závislosť dĺžky vlnovodu potrebnej pre útlm 40 dB na rozmere vlnovodu.



Obr. 5.9: Charakteristická impedancia vs. výška prepážky pre uvažované vidy.

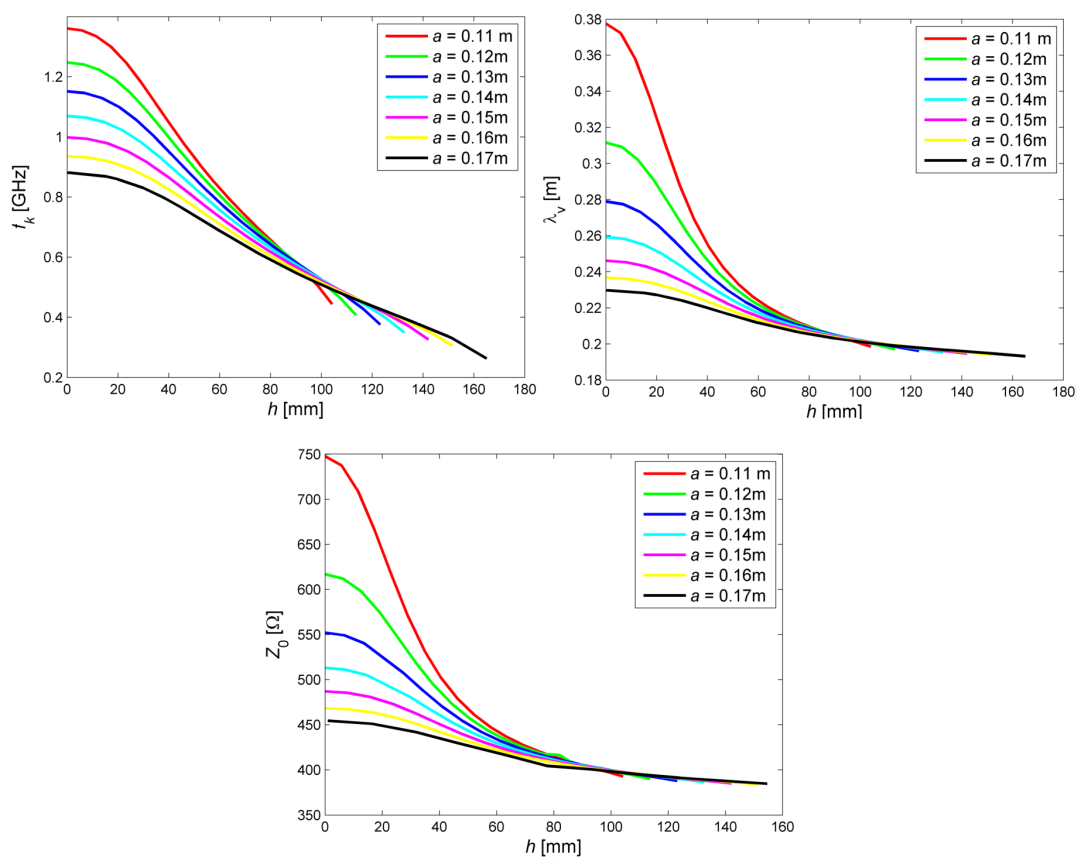
polarizátoru (s rôznymi výškami prepážky h) menili len pozvoľne (v závislosti na rozmere a a frekvencií f).

"Kolmý" vid TE_{01}

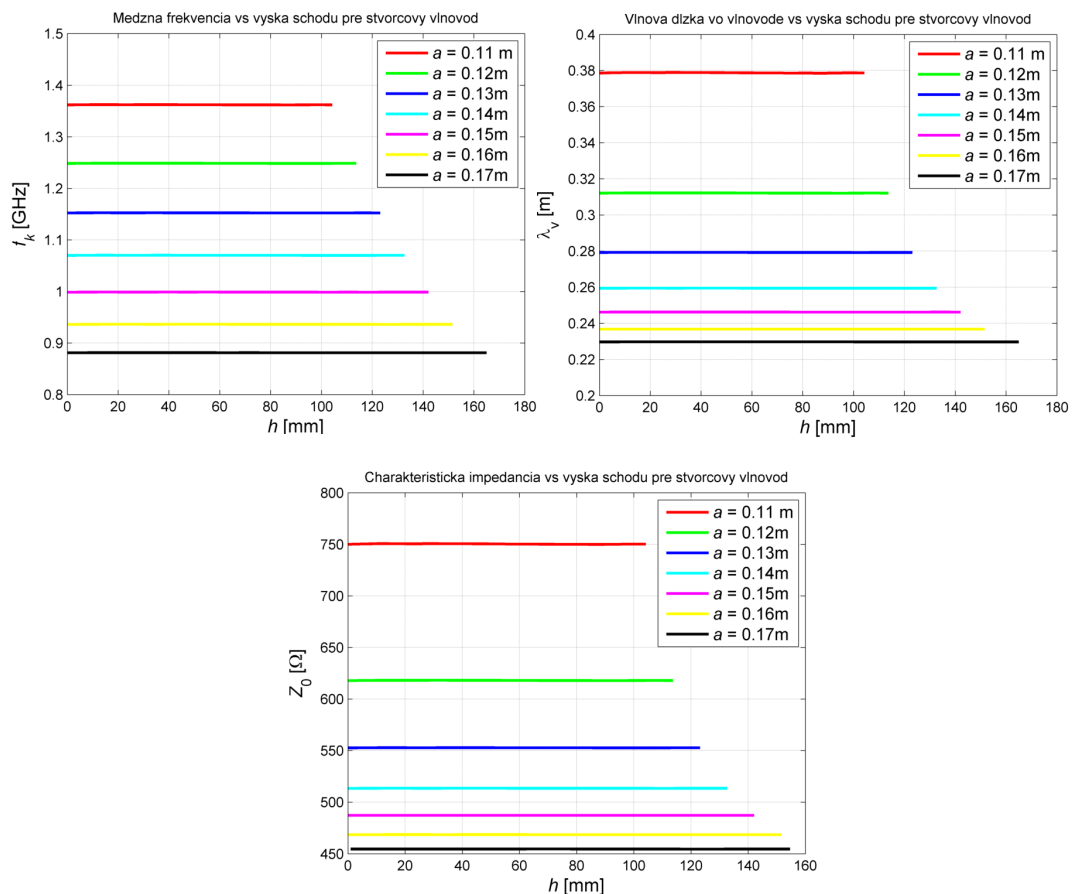
Vlastnosti tohto vidu sú dané len rozmerom vlnovodu a . Naopak výška prepážky na vlastnosti šírenia vidu nemá vôbec žiadny vplyv. Ako ukážeme neskôr, toto tvrdenie nie je úplne pravdivé a platí len pre nekonečne úzku prepážku.

"Tretí" vid TE_{11}

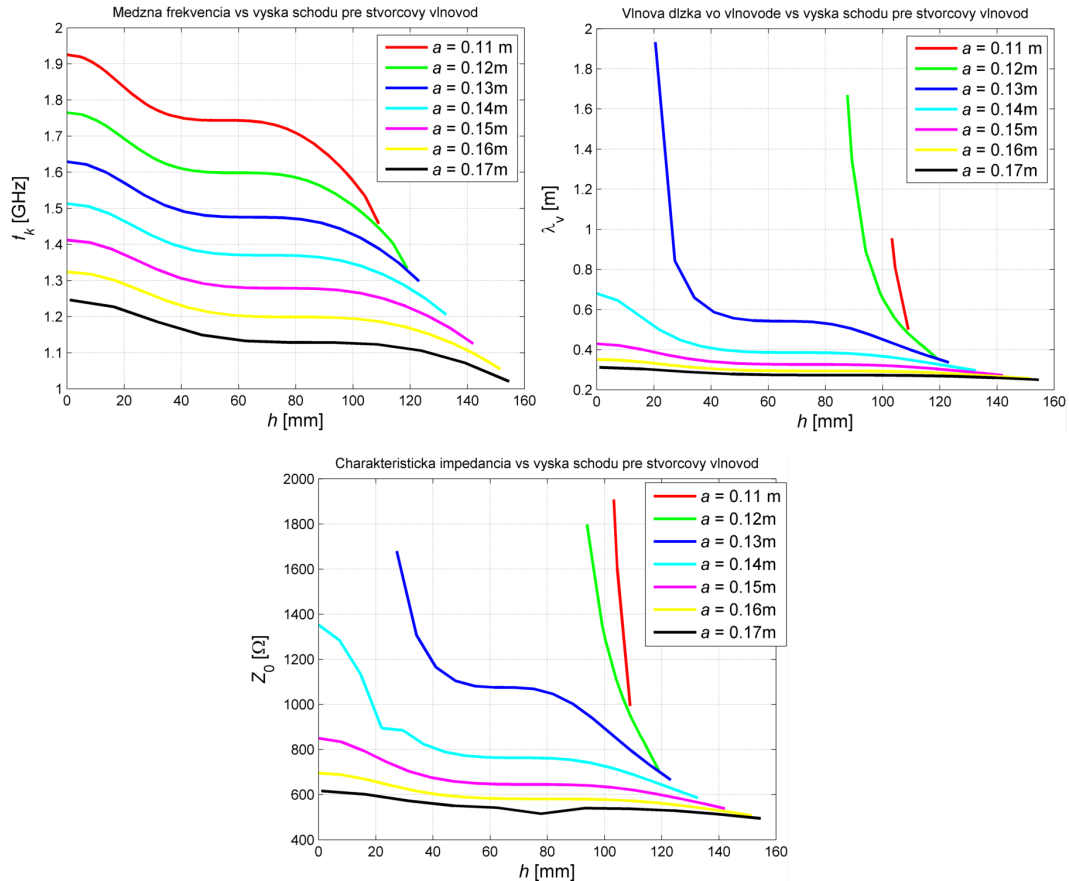
U vidu TE_{11} , rovnako ako u vidu TE_{10} klesá medzný kmitočet s výškou prepážky. Graf na obrázku 5.12 tiež naznačuje, že pri pracovnej frekvencii 1,575 GHz je veľmi ťažké zvoliť rozmer vlnovodu a tak, aby sme pri zväčšovaní výšky prepážky h , neumožnili šírenie tohto vidu. Je ale dôležité dodať, že i v prípade jeho vybudenia



Obr. 5.10: Medzný kmitočt, dĺžka vlny vo vlnovode a charakteristická impedancia ako funkcie výšky prepážky pre rôzne rozmery vlnovodu pre vid TE_{10} .



Obr. 5.11: Medzný kmitočet, dĺžka vlny vo vlnovode a charakteristická impedancia ako funkcie výšky prepážky pre rôzne rozmery vlnovodu pre vid TE_{01} .

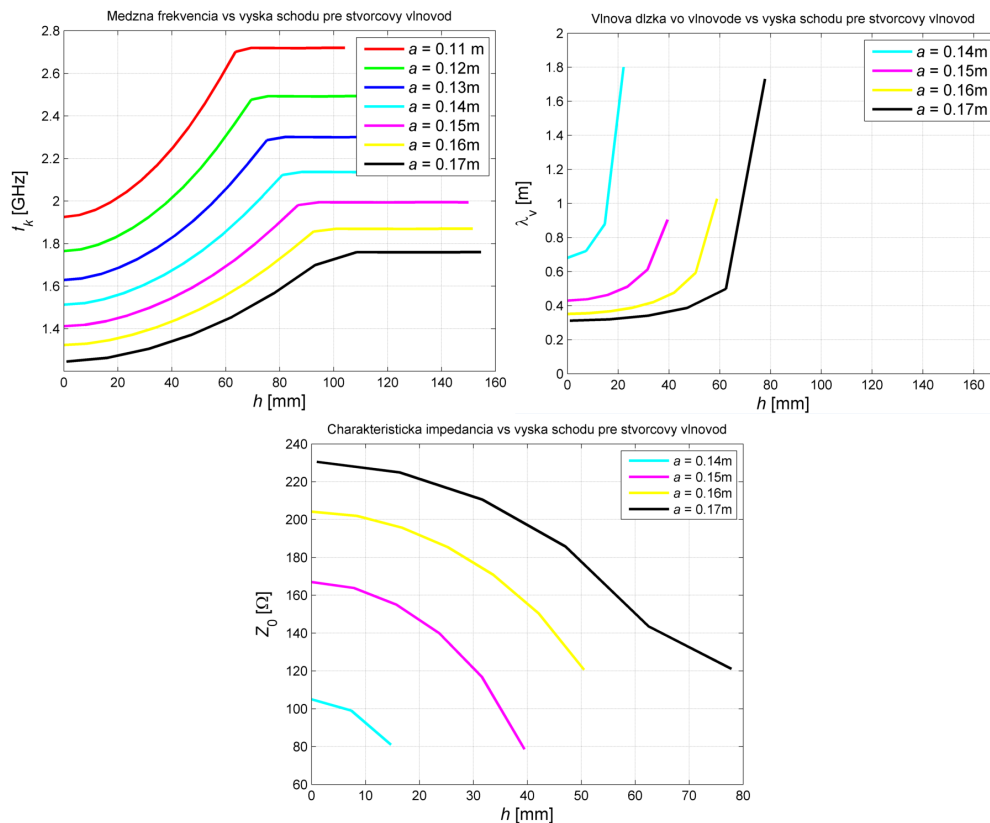


Obr. 5.12: Medzný kmitočet, dĺžka vlny vo vlnovode a charakteristická impedancia ako funkcie výšky prepážky pre rôzne rozmery vlnovodu pre vid TE_{11} .

na diskontinuitách a následným šírením vlnovodom s určitou výškou prepážky, bude dochádzať k jeho exponenciálnemu útlmu na nižších prepážkach, kde už nebude splnená podmienka kritického kmitočtu. Na obrázkoch pre vlnovú dĺžku vo vlnovode a pre charakteristickú impedanciu sú zobrazené len relevantné dáta - výsledky len pre tie kombinácie parametrov, kde vlnovod pracuje nad kritickým kmitočtom tohto vidu.

"Štvrtý" vid TM_{11} , TE_{20}

Z obrázku pre kritický kmitočet vidíme, že pri voľbe a menšom ako približne 130 mm už nedochádza k šíreniu tohto vidu pri akejkoľvek výške prepážky. Rovnako ako v predchádzajúcom prípade, i tu sú zobrazené len tie charakteristiky, ktoré prislúchajú vlně šíriacej sa vlnovodom pri pracovnej frekvencii (1,575 GHz). Ako už bolo spomenuté, pri určitých výškach prepážky nastáva situácia, kedy je kritický kmitočet vidu TE_{02} pod kritickým kmitočtom vidu TM_{11} , čomu zodpovedá vyrovnanie charakteristiky kritického kmitočtu.



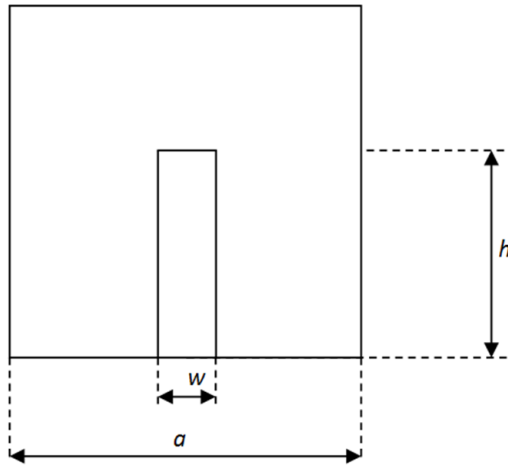
Obr. 5.13: Medzný kmitočet, dĺžka vlny vo vlnovode a charakteristická impedancia ako funkcie výšky prepážky pre rôzne rozmery vlnovodu pre vidy TM_{11} a TE_{02} .

5.2 Vplyv šírky prepážky na vlastnosti štvorcového vlnovodu

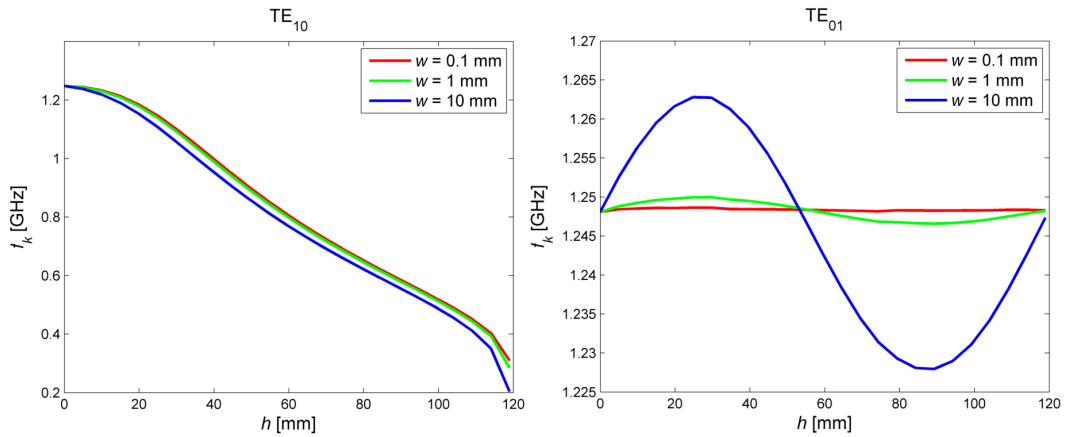
V tejto podkapitole bude testovaný vplyv šírky prepážky na vlastnosti vlnovodu. Na jednoduchšej závislosti na obrázkoch 5.15, 5.16 je ukázané pre kritický kmitočet, že zmena šírky w z hodnoty 0,1 na 10 mm, má za následok len minimálne zmeny medzného kmitočtu. Rovnako dopadli i ostatné parametre, ktoré ale pre prehľadnosť nie sú uvedené.

Grafy nižšie vyjadrujú závislosť kritického kmitočtu na výške prepážky, pre rozmer vlnovodu $a = 120$ mm a štyri najnižšie vidy, ktoré boli uvažované už v predchádzajúcej kapitole.

Vidíme iba minimálnu zmenu f_k pri zmene šírky w . Najzaujímavejšou je pravdepodobne závislosť pre "kolmý" vid TE_{01} , kde sa postupne so zväčšujúcou sa šírkou prepážky začína uplatňovať jav blízkosti (proximity effect) - pole tohto vidu je deformované, táto deformácia je závislá na výške prepážky, čo sa odzrkadlí na zmene kritického kmitočtu.



Obr. 5.14: K vysvetleniu šírky prepážky.

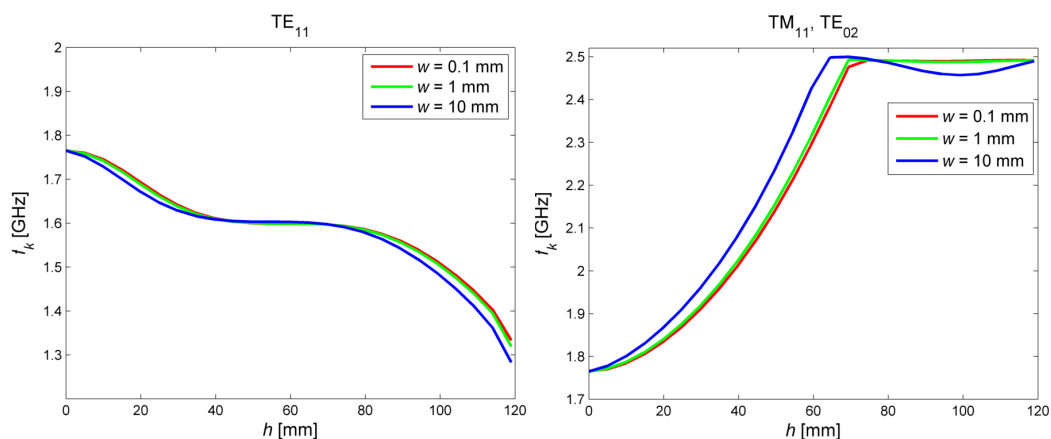


Obr. 5.15: Medzný kmitočet vs. výška prepážky pre tri rôzne šírky prepážky (vidy TE₁₀ - vľavo a TE₀₁) - vpravo.

5.3 Diskontinuita

Nakoľko v tejto kapitole analyzujeme septum so skokovou zmenou výšky prepážky (stepped septum), v mieste prechodu vzniká zákonite nespojitosť - diskontinuita. Táto má za následok deformáciu rozloženia poľa a je vysvetľovaná vznikom vyšších vidov, ktoré sú exponenciálne tlmené so vzrastajúcou vzdialenosťou od miesta nespojitosti. Deformované pole v okolí nespojitosti je potom vyjadrené analyticky ako nekonečná rada vhodných vidov.

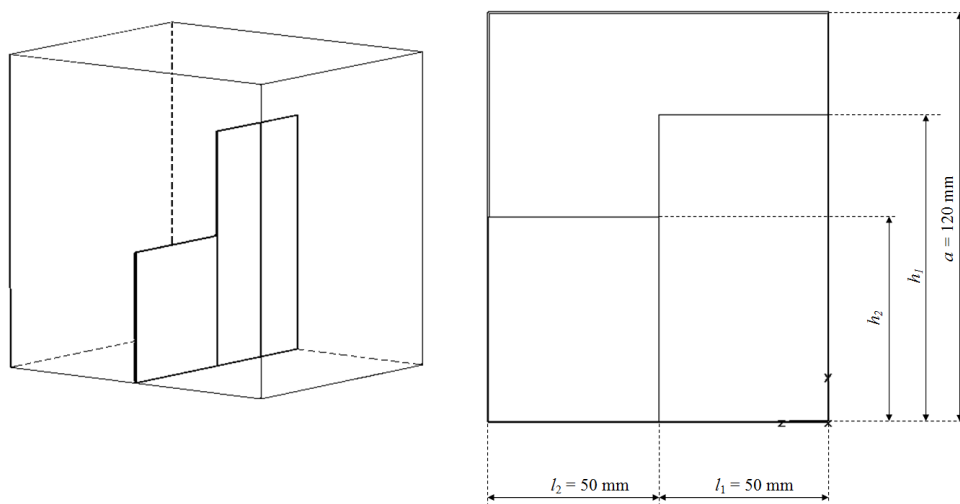
Takto vybudené vyššie vidy majú za následok fázové posuny v odrazenej a prechodovej vlně a výsledkom je transformácia impedancie v mieste nespojitosti [7]. Podrobný popis nespojitostí vo vlnovode je uvedený napr. v [7], [8], [10] a [34].



Obr. 5.16: Medzný kmitočet vs. výška prepážky pre tri rôzne šírky prepážky (vidy TE_{11} - vľavo a TM_{11} , TE_{02} - vpravo).

Táto vlastnosť nespojitosti predstavuje značnú komplikáciu pri akejkoľvek snahe návrhu septa, založenom na hlbšom pochopení jeho funkcie.

Pokúsime sa teraz empiricky určiť dodatočný fázový posun, ktorý spôsobuje diskontinuita daná nasledujúcim obrázkom 5.17. Budeme analyzovať fázové pomery len vo vide rovnobežnom s prepážkou TE_{10} , nakoľko kolmý vid TE_{01} nie je tenkou prepážkou skoro vôbec ovplyvnený. To všetko pre vlnovod s rozmerom $a = 120$ mm a šírkou prepážky $w = 1$ mm.



Obr. 5.17: Geometria modelu určeného pre analýzu nespojitosti

Máme dané dve prepážky v sérii s rovnakou dĺžkou $l_1 = l_2 = 50$ mm a rôznymi výškami h_1 a h_2 . Analýza nespojitosti bude prebiehať nasledovne:

- Určíme fázový posun, ktorý by vznikol pri zanedbaní vplyvu nespojitosti podľa

vztahu:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda_{V1}} \cdot l_1 + \frac{2\pi}{\lambda_{V2}} \cdot l_2, \quad (5.1)$$

kde: λ_V predstavuje dĺžku vlny v úseku vlnovodu s konštantnou výškou prepážky, l je dĺžka prepážky, v našom prípade $l_1 = l_2 = 50$ mm.

- Takto získaný teoretický výsledok porovnáme s numericky zistenou hodnotou (jednoduchý model v CST MWS s prepážkou bez nespojitosti), kvôli určeniu presnosti numerického modelu.
- Vytvoríme v CST MWS model podľa obrázku 5.17 a porovnáme fázu signálu na konci vlnovodu s teoreticky vypočítanou fázou. Rozdiel týchto dvoch hodnôt bude predstavovať dodatočný fázový posun, ktorého príčinou je analyzovaná nespojitosť.

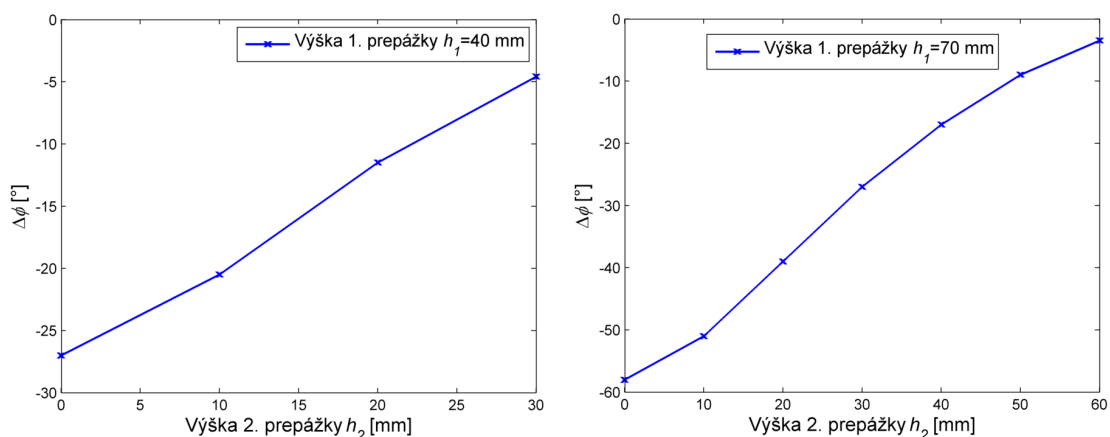
Tabuľka 5.2 uvádza porovnanie fázy vypočítanej analyticky s hodnotou určenou simuláciou v prostredí CST MWS (obe hodnoty na dĺžke $l = 50$ mm a konštantnej výške prepážky - bez nespojitosti). Vidíme výbornú mieru zhody, z čoho vyplýva, že model môžeme považovať za dostatočne presný.

Tab. 5.1: Fázový posun rovnobežného vidu na schode s dĺžkou 50 mm

h [mm]	λ_V [m]	ϕ [°]	ϕ_{CST} [°]
0	0,3116	-57,77	-57,40
10	0,3049	-59,04	-58,76
20	0,2882	-62,46	-62,60
30	0,2660	-67,67	-68,23
40	0,2463	-73,08	-73,65
50	0,2317	-77,69	-78,13
60	0,2217	-81,19	-81,61
70	0,2144	-83,96	-84,26
80	0,2092	-86,04	-86,34
90	0,2051	-87,76	-88,04
100	0,2016	-89,29	-89,52
110	0,1984	-90,73	-90,98

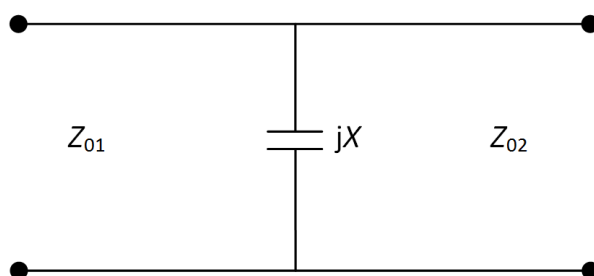
Kvôli zjednodušeniu interpretácie výsledkov si zvolíme výšku prvej prepážky h_1 (násobky 10 mm) a postupne budeme meniť výšku druhej prepážky h_2 . Výsledkom tak bude závislosť fáze signálu na výške nespojitosti pre určitú výšku prvej prepážky. Výška druhého schodu bola menená vždy po 10 mm, to znamená, že ak výška prvého schodu bola 100 mm, výška druhého schodu nadobúdala hodnoty postupne 90, 80, 70, 60, 50, 40, 30, 20, 10, 0. Body sú interpolované po častiach lomenou

funkciou. Z kapacitných dôvodov sú graficky uvedené len závislosti pre tie výšky prvej prepážky h_1 , ktoré boli použité v navrhnutom modeli.



Obr. 5.18: Fázový posun spôsobený nespojitostou v závislosti na výške nespojitosti

Z týchto závislostí je zrejmá jedna vec, každá nespojitosť zavádza zápornú zmenu fáze, teda fázové oneskorenie! Pri určitom zjednodušení, by sme mohli charakteristiku nahradiť lineárnou krivkou. Dodatočná zmena fáze by tak bola priamo úmerná výške nespojitosti. Z teórie je známe [7], [15], že pozdĺžnou nespojitosťou vzniká vo vlnovode pole, ktorého intenzita $\mathbf{E}$ sa mení spojitě, ale prúdy tečúce nespojitostou sa menia nespojitě. Takáto zmena je charakterizovaná vloženou susceptanciou/reaktanciou. V našom prípade má reaktancia kapacitný charakter, čo opäť súhlasí s teoretickými závermi v spomínaných publikáciách. Náhradný obvod nespojitosti je zobrazený na obrázku 5.19



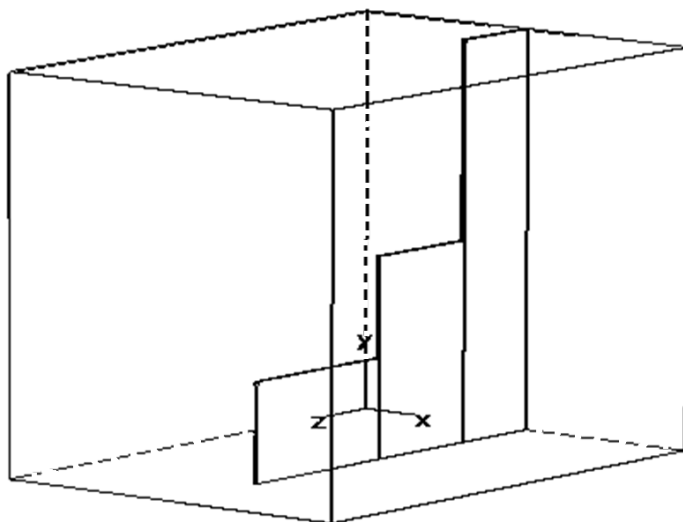
Obr. 5.19: Náhradný obvod diskontinuity

Z_{01} predstavuje charakteristickú impedanciu úseku vlnovodu pred nespojitostou, Z_{02} predstavuje charakteristickú impedanciu úseku vlnovodu za nespojitostou a X je kapacitná reaktancia, ktorou je modelovaná nespojitosť.

5.4 Návrh septum polarizátoru v štvorcovom vlnovode

V tejto kapitole bude najprv určené počiatočné riešenie septa s dvomi schodmi pre optimalizáciu na základe výsledkov predchádzajúcich kapitol. Dvojschodová geometria je volená kvôli relatívne malému počtu parametrov pre optimalizáciu. Postup bol nasledovný:

- Zvolíme si počet schodov (pre urýchlenie ladenia a optimalizácie je zvolená dvoj-schodová geometria)
- Určíme si výšky prepážok h_1 a h_2 a celkovú dĺžku septa l . Výšky prepážok sú volené tak, aby ani jedna z nich neumožňovala šírenie vyšších vidov.
- Z grafov v kapitole 5.3 odčítame fázové posuny rovnobežného vidu na jednotlivých nespojitostiach
- Zvyšný fázový posun (do 90°) medzi vidmi je rovnomerne rozdelený na obe prepážky a tým sú určené ich dĺžky l_1 a l_2
- Optimalizácia parametrov h_1 , h_2 , l_1 , l_2
- Určenie dĺžky štvorcového vlnovodu za polarizátorom - podľa požiadavky na útlm vyšších vidov



Obr. 5.20: Pohľad na navrhovaný septum polarizátor

Dĺžka vstupného vlnovodu l_i má pri budení vlnovodovým portom len mierny vplyv na hodnotu izolácie a činiteľa odrazu na vstupe. Naopak, veľmi dôležitá bola dĺžka štvorcového vlnovodu za septom. Tu sú totiž tlmené vyššie vidy a výsledkom je existencia vidov TE_{10} a TE_{01} v ústí (vyššie vidy sú značne tlmené). Návrh jednotlivých rozmerov sa sústreďoval len na splnenie fázovej podmienky, t.j. ortogonálne

vidy v ústí sú fázovo oneskorené o 90° .

Príklad návrhu môže vyzerat napríklad takto:

- Volíme $h_1 = 70 \text{ mm}$, $h_2 = 40 \text{ mm}$.
- Nájdeme si príslušné fázové posuny na nespojitostiach $70 \text{ mm} \rightarrow 40 \text{ mm}$ ($\Delta\phi = 17^\circ$) a $40 \text{ mm} \rightarrow 0 \text{ mm}$ ($\Delta\phi = 27^\circ$).
- Dodatočný fázový posun rovnobežného vidu na prepážkach musí byť $90^\circ - 27^\circ - 17^\circ = 46^\circ$, na každý schod teda pripadá dodatočný fázový posun 23° ($0,4014 \text{ rad}$).
- dĺžku prvého schodu l_1 riešime z rovnice:

$$-\frac{2\pi}{\lambda_{v\parallel, h_1=70\text{mm}}}l_1 = -\frac{2\pi}{\lambda_{v\perp}}l_1 - 0,4014 \quad (5.2)$$

$$-\frac{2\pi}{0,2144}l_1 = -\frac{2\pi}{0,3131}l_1 - 0,4014$$

$$l_1 = 43,4\text{mm},$$

kde $\lambda_{v\parallel, h_1=70\text{mm}}$ je vlnová dĺžka vlny vo vlnovode s výškou prepážky 70 mm , $\lambda_{v\perp}$ je dĺžka vlny vo vlnovode pre kolmý vid a l_1 je hľadaná dĺžka

- Obdobne pre dĺžku druhého schodu l_2 :

$$-\frac{2\pi}{\lambda_{v\parallel, h_1=40\text{mm}}}l_2 = -\frac{2\pi}{\lambda_{v\perp}}l_2 - 0,4014 \quad (5.3)$$

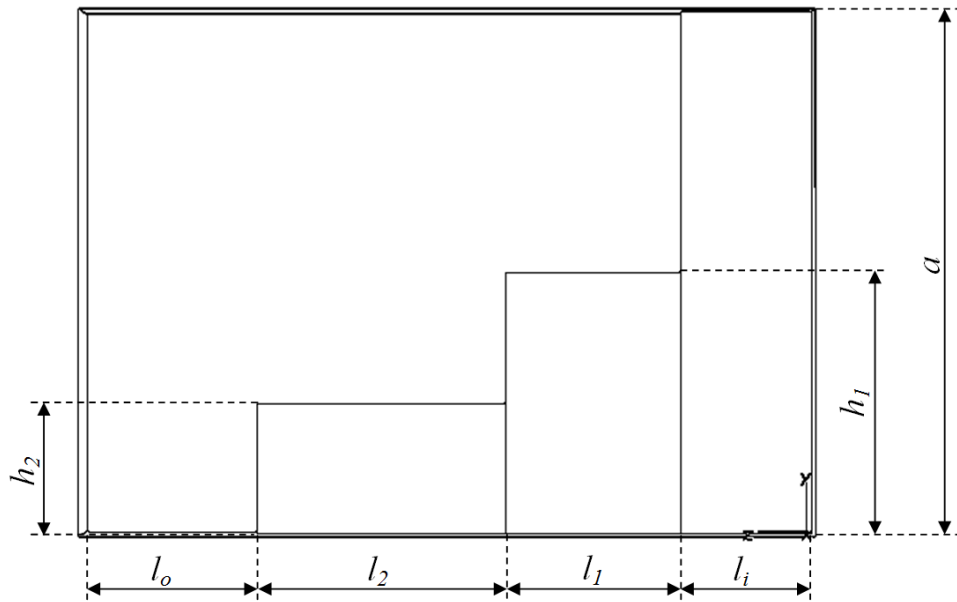
$$-\frac{2\pi}{0,2465}l_2 = -\frac{2\pi}{0,3131}l_2 - 0,4014$$

$$l_2 = 74,1\text{mm},$$

Z charakteristík pre modul a fázu signálu oboch ortogonálnych vidov vidíme, že i priebeh fázy nie je možné presne predpovedať, namiesto želaného posunu -90° získavame v ústí fázový posun približne -94° . *Dodatočný fázový posun je pravdepodobne spôsobený povahou generovania rovnobežného vidu. Pri výpočtoch bol braný do úvahy zjednodušený predpoklad, že rovnobežný vid je generovaný len na prechode napájací vlnovod - septum. V skutočnosti je ale tento mód generovaný na všetkých nespojitostiach.*

Priebeh činiteľa odrazu taktiež vykazuje nie ideálny priebeh, kedy by žiadaná hodnota mala klesnúť pod -20 dB , rovnako i medziportová izolácia. Pre menej kritické aplikácie by hodnota -15 dB pre oba tieto parametre bola dostačujúca.

Vstupné porty boli označené ako 1, 3 a výstupný port bol označený 2. Keďže platí, že činiteľ odrazu na oboch vstupných portoch je rovnaký $S_{11} = S_{33}$, pričom to



Obr. 5.21: Parametre septum polarizátoru pri pohľade z profilu

Tab. 5.2: Počiatočné rozmery pre návrh septum polarizátoru v štvorcovom vlnovode

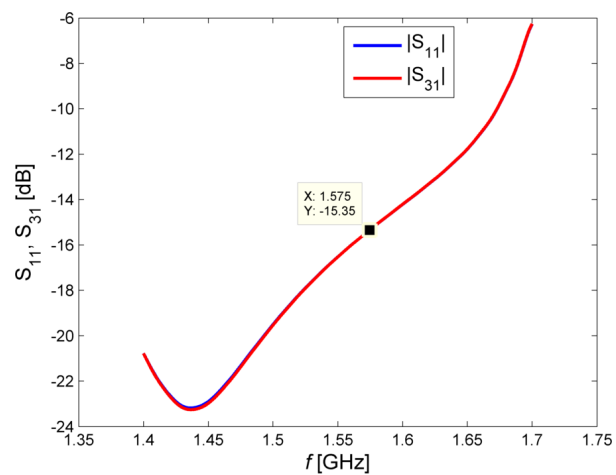
a	120 mm
h_1	70 mm
l_1	43,4 mm
h_2	40 mm
l_2	74,1 mm
l_i	40 mm
l_o	125 mm

isté platí i pre medziportovú izoláciu $S_{31} = S_{13}$ sú výsledky uvedené iba pre jeden zo vstupných portov a jeden smer medziportovej izolácie.

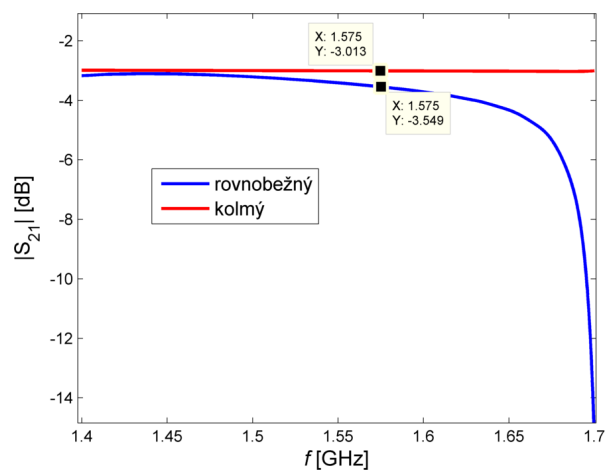
Následne bola táto štruktúra optimalizovaná pomocou Trust Region Framework algoritmu [35]. Výšky schodov boli zafixované na hodnotách $h_1 = 70$ mm, $h_2 = 40$ mm a hľadali sa dĺžky l_1 a l_2 . Kriteiálna funkcia tak obsahovala:

- Modul činiteľa odrazu na vstupe < -20 dB
- Modul izolácie medzi portami < -20 dB
- Rovnosť modulov prenosu pre ortogonálne vidy $S_{21\perp} = S_{21\parallel}$
- 90° fázový posun medzi ortogonálnymi vidmi $\phi_{\perp} = \phi_{\parallel} \pm 90^\circ$

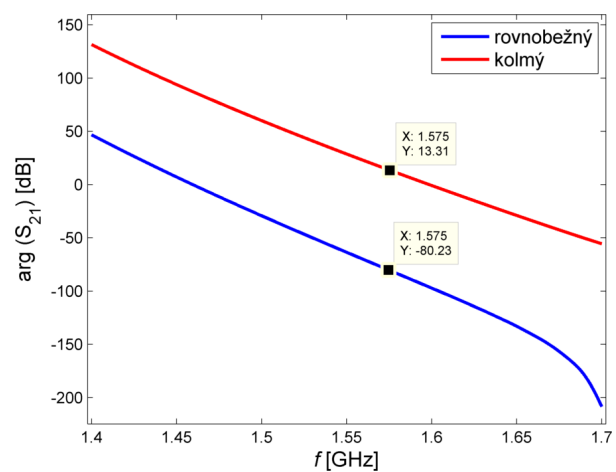
Celý návrh zohľadňoval iba budenie pravotočivo polarizovanej vlny (RHCP), pretože pri správne fungujúcom polarizátore so septom platí, že výsledné vlastnosti polarizátoru sú totožné, nezávisle na druhu vybudenej polarizácie. Samozrejme



Obr. 5.22: Činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia.



Obr. 5.23: Modul prenosu pre oba vidy.



Obr. 5.24: Argument prenosu pre oba vidy

s výnimkou fázového posunu ortogonálnych vidov v ústí polarizátoru. Optimalizácia bola uskutočnená pri modeli s pomerne hrubou sieťou ($\text{Lines per wavelength}^1 = \text{Lower mesh limit}^2 = 10$, $\text{Smallest mesh step}^3 = 1 \text{ mm}$) a nízkou presnosťou riešenia⁴ (-30 dB). Po ukončení optimalizácie boli manuálne doladené dĺžky prepážok, pre zabezpečenie želaného fázového posunu. Následne bola zvyšovaná hustota siete a taktiež presnosť riešenia. Nižšie uvedené výsledky boli získané pri nastavení $\text{Lines per wavelength} = \text{Lower mesh limit} = 40$, $\text{Smallest mesh step} = 0,5 \text{ mm}$ a presnosti = -50 dB. Výsledné rozmery dvojschodového septa sú uvedené v nasledujúcej tabuľke:

Tab. 5.3: Výsledné rozmery septum polarizátoru v štvorcovom vlnovode

a	120 mm
h_1	70 mm
l_1	55,1 mm
h_2	40 mm
l_2	60,1 mm
l_i	40 mm
l_o	145 mm

Výsledné parametre takto navrhnutého septa sú uvedené v nasledujúcich grafoch a prehľadne zhrnuté v tabuľke. Pre prehľadnosť sú uvádzané len grafy pre budenie pravotočivo polarizovanej vlny, keďže pri LHCP boli grafy takmer identické, s výnimkou znamienok fáz v ústí vlnovodu (90° namiesto -90°).

Optimalizovaný model bol postupne budovaný do oboch vstupných portov a výsledné parametre septum polarizátoru vo štvorcovom vlnovode pri frekvencii 1,57542 GHz sú uvedené v tabuľke 5.4.

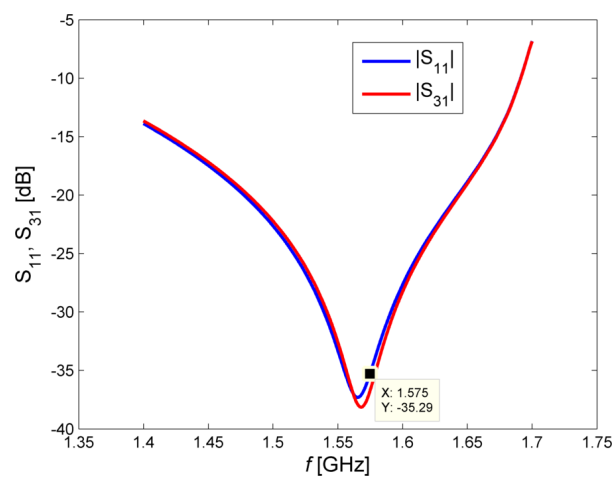
Výsledky ukazujú, že vytvorený model septum polarizátoru spĺňa všetky predpoklady pre dosiahnutie požadovaných parametrov celkového ožarovača. Osový pomer v hlavnom laloku je daný fázovým rozdielom ortogonálnych vidov $\Delta\phi$ a tiež vzájomným pomerom amplitúd ich elektrických polí $\frac{|E_\perp|}{|E_\parallel|}$. Pre izoláciu a činiteľ odrazu na vstupe boli na úrovni počítačového modelu dosiahnuté dostatočne nízke hodnoty.

¹*Lines per wavelength* udáva počet vzorkovacích buniek na najkratšiu vlnovú dĺžku pásma výpočtu (zodpovedá najvyššej frekvencii)

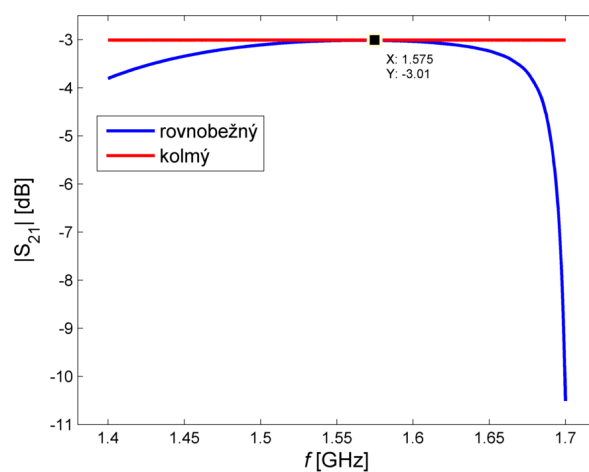
²*Lower mesh limit* je parameter sieťovača v CST MWS a má význam minimálneho počtu buniek cez diagonálu najmenšej plochy v rámci objemu, kde dochádza k výpočtu [35]

³*Smallest mesh step* predstavuje rozmer najmenšej bunky v modelovanom objeme

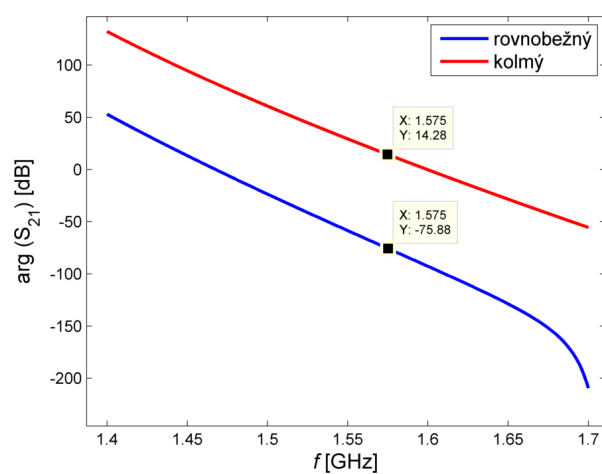
⁴*Presnosťou riešenia* rozumieme pomer medzi maximálnou energiou v štruktúre a energiou, pri ktorej dôjde k ukončeniu riešenia.



Obr. 5.25: Činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia.



Obr. 5.26: Modul prenosu pre oba vidy.



Obr. 5.27: Argument prenosu pre oba vidy

Tab. 5.4: Výsledné parametre navrhnutého polarizátoru v štvorcovom vlnovode

	RHCP	LHCP
$\Delta\phi$	$-89,99^\circ$	$90,01^\circ$
$\frac{ E_\perp }{ E_\parallel }$	1,0003	1,0003
$20 \log \frac{ E_\perp }{ E_\parallel }$	$2,56 \cdot 10^{-3} \text{ dB}$	$2,56 \cdot 10^{-3} \text{ dB}$
Izolácia $ S_{31} $	-37,18 dB	-37,20 dB
Šírka pásma ($ S_{31} < -20 \text{ dB}$)	10,5 %	10,5 %
Činiteľ odrazu na vstupe $ S_{11} $	-35,72 dB	-35,71 dB
Šírka pásma ($ S_{11} < -20 \text{ dB}$)	10,6 %	10,6 %

6 SEPTUM POLARIZÁTOR V KRUHOVOM VLNOVODE

Princíp funkcie septum polarizátoru v kruhovom vlnovode je kvalitatívne totožný, ako tomu bolo v prípade štvorcového vlnovodu:

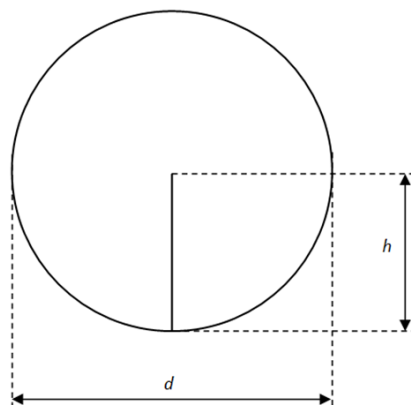
- Polarizátor budíme vždy do jedného z dvoch polkruhových portov, základným vidom TE_{11} , ktorý je v mieste budenia (i v priestore septa) kolmý k prepážke, ktorá vlnovod predeľuje.
- Vid kolmý k prepážke sa vlnovodom šíri tak, akoby sa vo vlnovode septum ani nenachádzalo (nie je to úplne pravda, konečná šírka septa w vlastnosti predsa len mierne ovplyvňuje).
- V priestore septa vzniká rovnobežný vid, taktiež TE_{11} (o 90° pootočený). Septum tento vid oneskoruje o 90° oproti kolmému vidu.
- Výsledkom sú dva ortogonálne vidy TE_{11} v ústí, s rovnakými amplitúdami a vzájomným fázovým posunom 90° .

V tejto kapitole bude opäť analyzovaný vplyv výšky a šírky prepážky, ďalej vplyv nespojitosti a tiež prímeru kruhového vlnovodu d na vlastnosti vidov, ktoré sa vlnovodom šíria. Avšak popis a komentár k výsledkom bude zredukovaný, keďže ten je totožný s popisom septa v štvorcovom vlnovode. Výsledkom bude výber vhodného prímeru vlnovodu d , ktorý bude dostatočne potláčať vyššie vidy a vplyv rozmerov septa na fázové pomery medzi analyzovanými vidmi. Na základe týchto poznatkov budú navrhnuté rozmery pre dvojschodové septum, ktoré bude následne optimalizované.

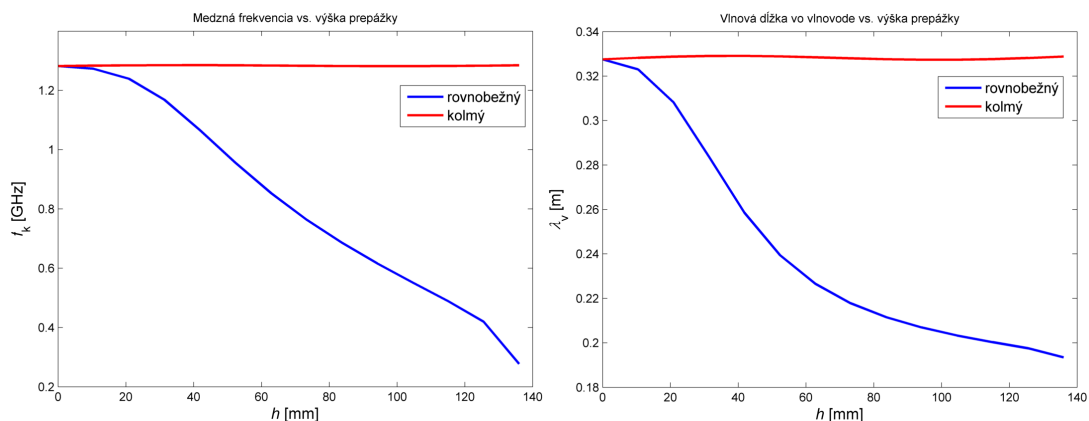
6.1 Vplyv výšky prepážky na vlastnosti kruhového vlnovodu

V tejto časti budeme určovať vlastnosti niekoľkých najnižších vidov v závislosti na výške prepážky h (i na priemere vlnovodu d) pričom predpokladáme konštantnú šírku prepážky $w = 1$ mm. Budeme analyzovať medzný kmitočet, dĺžku vlny vo vlnovode, konštantu šírenia a impedanciu vidov na pracovnej frekvencii 1,575 GHz ($\lambda_V = 0,1904$ m). Primárne sa budeme zameriavať na dva ortogonálne vidy TE_{11} , jeden rovnobežný a druhý kolmý na prepážku. V priestore prepážky môže dôjsť i k vybudeniu vyšších vidov. U týchto vidov nás bude zaujímať hlavne ich útlm v závislosti na dĺžke vlnovodu, nakoľko vyššie vidy sú v ústí polarizátoru neželané.

Kritické kmitočty a vlnové dĺžky pre dva pracovné vidy - rovnobežný TE_{11} a kolmý TE_{11} v závislosti na výške prepážky v kruhovom vlnovode s priemerom $d =$



Obr. 6.1: Vlnovod s prepážkou v kruhovom vlnovode.

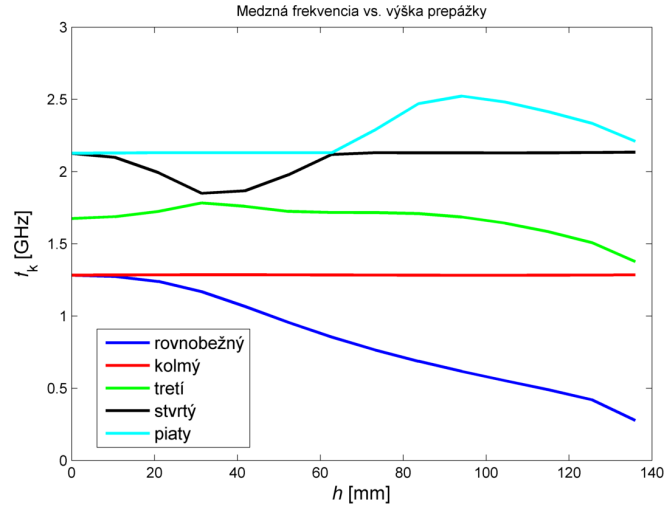


Obr. 6.2: Medzné kmitočty a vlnové dĺžky vo vlnovode pre dva najnižšie vidy.

137 mm sú zobrazené na obrázku 6.2.

Z obrázkov je opäť zrejماً závislosť vidu rovnobežného s prepážkou na jej výške h , naopak, vid kolmý k prepážke je jej prítomnosťou takmer neovplyvnený. Miernu závislosť tohto vidu na výške prepážky má za následok nenulová šírka prepážky, ktorá bola nastavená na $w = 1$ mm. Kritické kmitočty pre prvých 5 najnižších vidov v závislosti na výške prepážky sú porovnané na obrázku 6.3.

Vidíme, že vidy s pracovným označením "štvrtý" a "piaty" sa pri zvolenom rozmere vlnovodu vlnovodom nešíria a pre ďalšiu analýzu nie sú uvažované. Vid označený ako "tretí" sa vlnovodom šíri iba pri prepážke s výškou viac ako 117 mm. V prípade vhodnej voľby výšok jednotlivých prepážok polarizátoru (menej ako 117 mm) sa ani tento vid polarizátorom šíriť nebude. Tento obrázok tiež ukazuje, že počiatočná voľba priemeru kruhového vlnovodu $d = 137$ mm bola vhodná. Pre úplnosť ale budú určené vlastnosti vidov i pri iných hodnotách priemeru vlnovodu. V ďalšom texte budeme brať do úvahy len prvé dva vidy. Pre úplnosť nasleduje označenie typov



Obr. 6.3: Medzný kmitočet a vlnová dĺžka vo vlnovode vs. výška schodu pre päť najnižších módov v kruhovom vlnovode.

jednotlivých vidov:

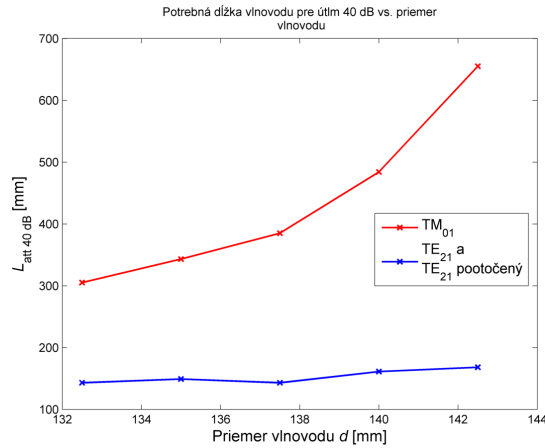
- Vid s pracovným označením "rovnobežný" je vid TE_{11} .
- Vid s pracovným označením "kolmý" je vid TE_{11} (90° pootočený).
- Vid s pracovným označením "tretí" je vid TM_{01} .
- Vid s pracovným označením "štvrtý" je do výšky prepážky asi 62 mm vid TE_{21} a pre výšku prepážky > 62 mm vid TE_{21} (45° pootočený).
- Vid s pracovným označením "piaty" je do výšky prepážky asi 62 mm vid TE_{21} (45° pootočený) a pre výšku prepážky > 62 mm vid TE_{21} .

Pričom u vidov "štvrtý" a "piaty" platí výška, pri ktorej dochádza k zámene iba pre priemer vlnovodu $d = 137$ mm.

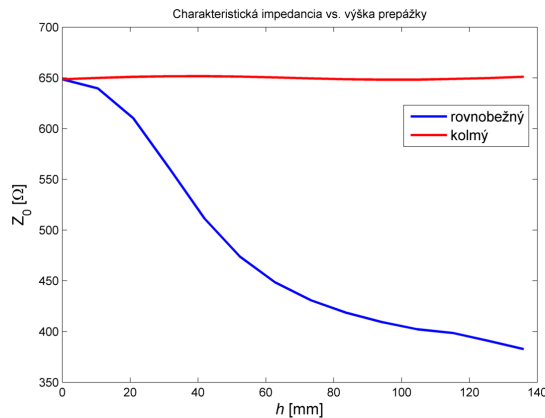
Dôležitým parametrom je tiež útlm vyšších vidov v závislosti na rozmere vlnovodu. Závislosť dĺžky vlnovodu, ktorá je potrebná pre potlačenie daného vidu o 40 dB v závislosti na rozmere vlnovodu d je uvedená pre tri vyššie vidy v grafe 6.4. Charakteristická impedancie pracovných vidov v závislosti na výške prepážky h je uvedená na obrázku 6.5:

Voľba priemeru vlnovodu $d = 137$ mm zaručuje, že sa vlnovodom budú šíriť iba dva ortogonálne vidy TE_{11} , ktoré sú potrebné pre správnu funkciu polarizátoru. Pri voľbe väčšieho priemeru vlnovodu budú budené vyššie vidy, pre potlačenie ktorých by bolo potrebné predlžovať úsek kruhového vlnovodu, ktorý nasleduje za polarizátorom. Nasleduje porovnanie medzných frekvencií v závislosti na výške prepážky pre rôzne priemery kruhového vlnovodu d a tiež porovnanie vlnových dĺžok vo vlnovode pri frekvencii 1,57542 GHz pre rôzne h .

"Ravnobežný" vid TE_{11}



Obr. 6.4: Závislosť dĺžky vlnovodu potrebnej pre útlm 40 dB na rozmere vlnovodu.



Obr. 6.5: Charakteristická impedancia pracovných vidov ako závislosť na výške prepážky v kruhovom vlnovode.

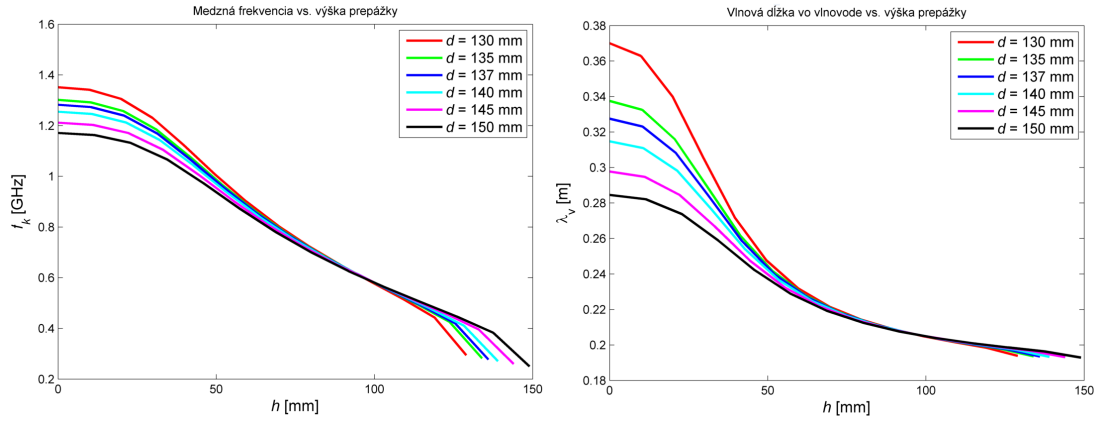
Vid' obrázok 6.6.

"Kolmý" vid TE_{11}

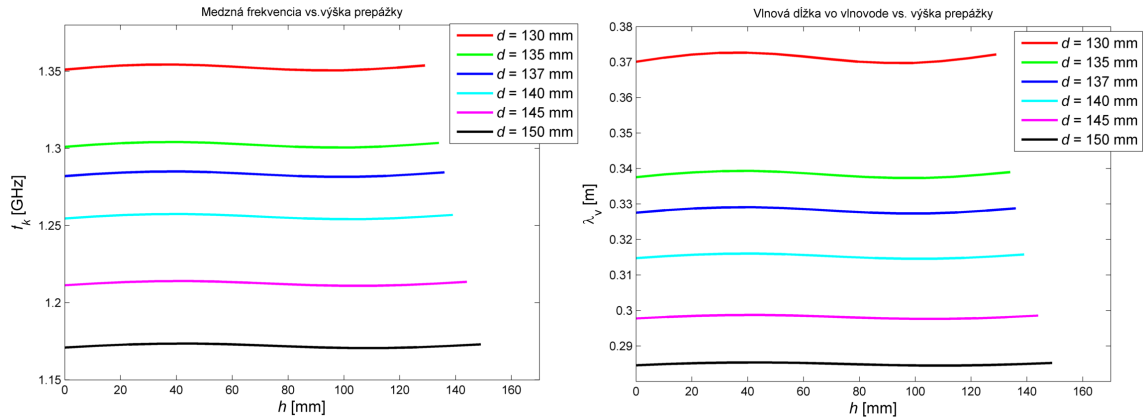
Vlastnosti tohto vidu by sa s výškou prepážky meniť nemali. Toto je ale pravda iba pri nekonečne tenkej prepážke. Pri zohľadnení konečnej šírky prepážky (v našom prípade 1 mm) vidíme, že medzný kmitočet (a tiež ostatné parametre) mierne závisí na výške prepážky. Vid' obrázok 6.7.

"Tretí" vid TM_{01}

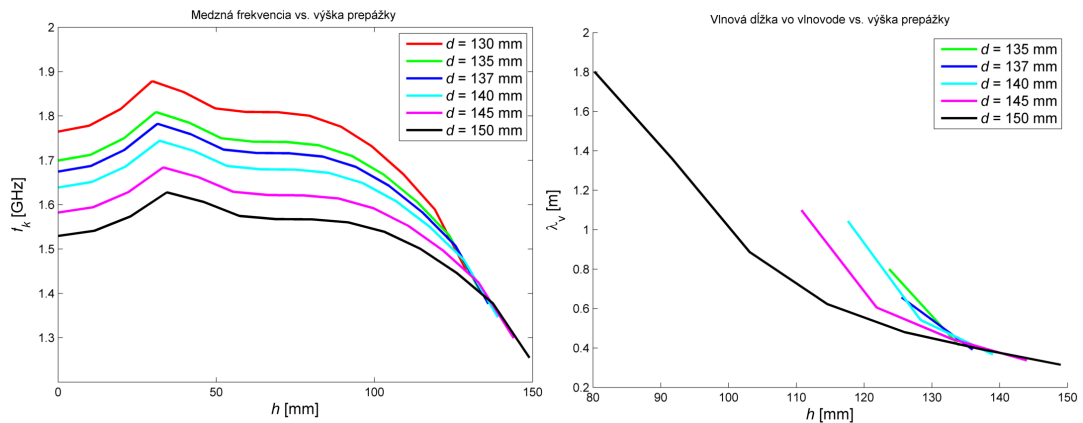
Pri vhodnej voľbe priemeru vlnovodu a výšky prepážky je možné úplne zamedziť šíreniu tohto vidu. Vid sa vlnovodom šíri len pri väčších priemeroch vlnovodu so značnou výškou prepážky. Pri voľbe rozmeru $d = 130$ mm, by bol tento vid v zádržnom pásme pri akejkoľvek výške prepážky h . Vid' obrázok 6.8.



Obr. 6.6: Medzná frekvencia a dĺžka vlny vo vlnovode ako závislosti na výške prepážky pre rôzne priemery vlnovodu (Rovnobežný vid TE_{11}).



Obr. 6.7: Medzná frekvencia a dĺžka vlny vo vlnovode ako závislosti na výške prepážky pre rôzne priemery vlnovodu (Kolmý vid TE_{11}).



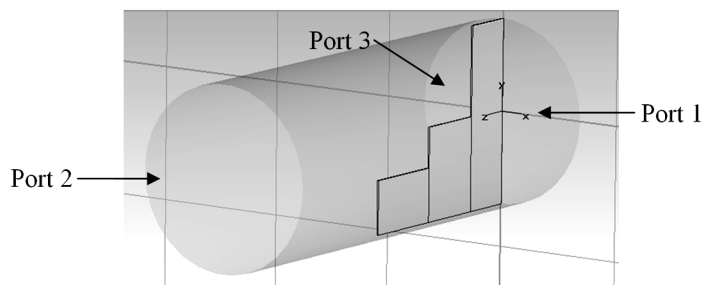
Obr. 6.8: Medzná frekvencia a dĺžka vlny vo vlnovode ako závislosti na výške prepážky pre rôzne priemery vlnovodu (vid TM_{01}).

6.2 Diskontinita

Pozdĺžna nespojitosť vo výške prepážky sa v prípade kruhového vlnovodu prejavuje obdobne ako tomu bolo v prípade vlnovodu štvorcového. Náhradný obvod je totožný ako u štvorcového vlnovodu a hodnota kapacitnej reaktancie (a teda aj fázový posun) je opäť daná výškou nespojitosti. Kvôli relatívnej redundancii tu tieto dáta nie sú uvedené.

6.3 Návrh septum polarizátoru v kruhovom vlnovode

Návrh rozmerov polarizátoru prebiehal podľa rovnakého postupu ako tomu bolo pri štvorcovom vlnovode. Opäť sme si zvolili dvojprepážkovú variantu, kvôli redukcii počtu optimalizovaných parametrov. Zvolili sme si výšky oboch schodov h_1 , h_2 a hľadali sa dĺžky l_1 a l_2 . Význam parametrov je zrejmý z obrázku 6.9. Celá optimalizácia prebiehala obdobne ako v predchádzajúcom prípade (taktiež rovnaké nastavenie siete a presnosti výpočtu). V tabulke 6.1 sú uvedené optimálne rozmery dvojschodového septum polarizátoru.



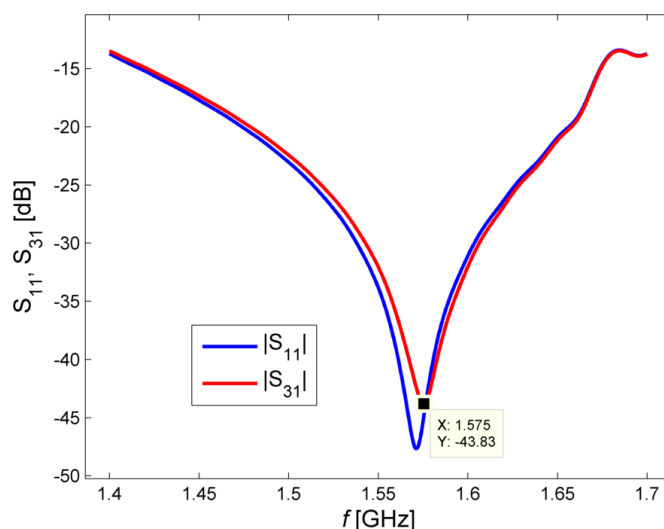
Obr. 6.9: Septum polarizátor v kruhovom vlnovode s označením portov.

Tab. 6.1: Výsledné rozmery pre návrh septum polarizátoru v kruhovom vlnovode.

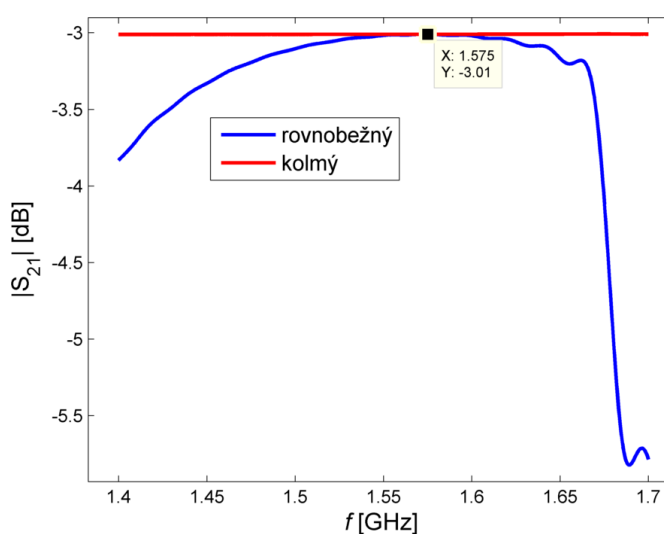
d	137 mm
h_1	70 mm
l_1	53,6 mm
h_2	40 mm
l_2	64,1 mm
l_i	40 mm
l_o	192,4 mm

Nasledovné grafy ukazujú funkciu polarizátoru v kruhovom vlnovode pri vytváraní pravotočivo polarizovanej vlny RHCP. Port 1 slúžil pre generovanie RHCP, naopak pri budení do portu 3 bola vytváraná LHCP.

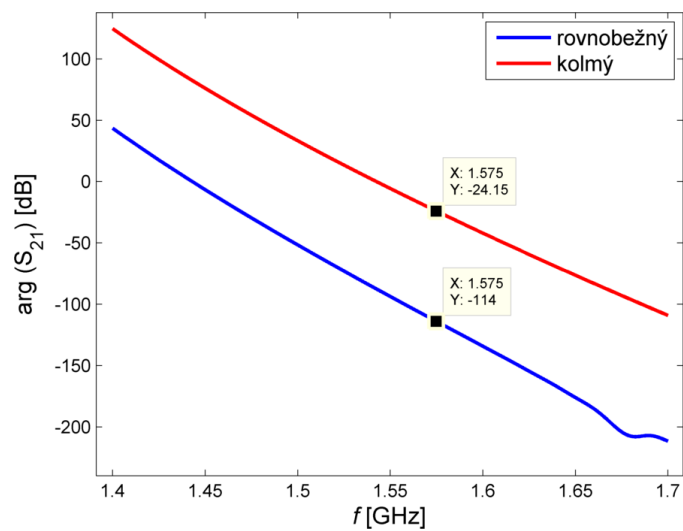
Tabuľka 6.2 demonštruje takmer totožné vlastnosti polarizátoru pri budení ľavo- i pravo-točivo polarizovanej vlny. Porovnaním hodnôt s tabuľkou 5.4 môžeme vidieť, že vlastnosti oboch navrhnutých polarizátorov (v kruhovom i štvorcovom vlnovode) sú veľmi podobné. S kruhovým polarizátorom bolo možné dosiahnuť lepšej medziportovej izolácie (až o 6 dB) a prispôsobenia vstupu (až o 9 dB). Napriek tomu bola kvôli jednoduchšej konštrukcii pre ďalší návrh zvolená varianta polarizátoru v štvorcovom vlnovode.



Obr. 6.10: Činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia.



Obr. 6.11: Modul prenosu pre oba vidy.



Obr. 6.12: Argument prenosu pre oba vidy

Tab. 6.2: Výsledné parametre navrhnutého polarizátoru v kruhovom vlnovode

	RHCP	LHCP
$\Delta\phi$	$-89,98^\circ$	$90,02^\circ$
$\frac{ E_\perp }{ E_\parallel }$	1,0005	1,0005
$20 \log \frac{ E_\perp }{ E_\parallel }$	$4,62 \cdot 10^{-3}$ dB	$4,60 \cdot 10^{-3}$ dB
Izolácia	-43,83 dB	-43,81 dB
Šírka pásma ($ S_{31} < -20$ dB)	11,3 %	11,3 %
Činiteľ odrazu na vstupe	-44,94 dB	-44,91 dB
Šírka pásma ($ S_{11} < -20$ dB)	11,4 %	11,4 %

7 NAPÁJANIE POLARIZÁTORU

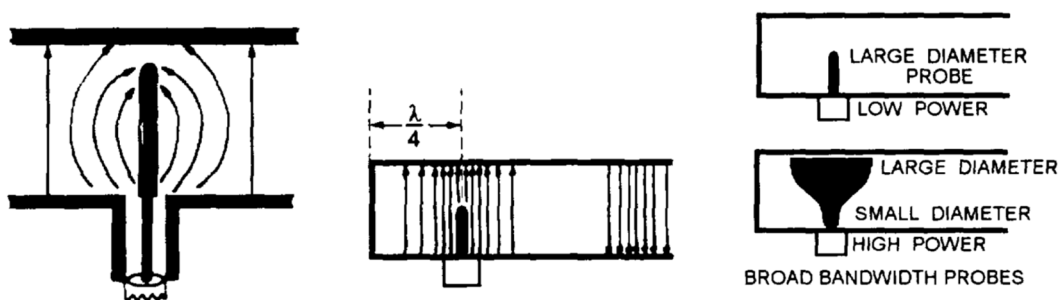
V predchádzajúcich kapitolách bol navrhnutý polarizátor budený dvomi vlnovodmi. Tento typ budenia bol volený najmä pre urýchlenie samotných výpočtov, keďže je postačujúca relatívne hrubá sieť oproti budeniu sondami. Pre potreby navrhovaného ožarovača je ale omnoho výhodnejšie budenie prúdovou sondou (jednoduchšie konštrukčné riešenie, nízke výkonové zaťaženie). Úlohou sondy je potom vybudit rovnaké rozloženie poľa, ako tomu bolo v prípade budenia vlnovodom. Návrhu takejto sondy sa venuje táto kapitola, ktorá vychádza z teoretického popisu uvedeného v [14], [42].

7.1 Napájanie vlnovodu prúdovou sondou

Existujú tri spôsoby, ktorými je možné do vlnovodu viazať energiu, a to pomocou *sond*, *slučiek* a *štrbín*. Konštrukčne najjednoduchším je práve napájanie prúdovou sondou. Hlavnými nevýhodami sú obmedzené výkonové zaťaženie a úzkopásmovosť, pre účely tejto diplomovej práce je ale toto riešenie ideálne. Samotná sonda sa správa ako štvrtvlnný monopól, prúdy na sonde vytvárajú v jej okolí elektrické pole podľa obrázku 7.1. Pri správnej geometrii a vhodnom umiestnení je možné maximalizovať prenos energie z koaxiálneho vedenia do vlnovodu (impedančné prispôsobenie). Sonda by mala byť umiestnená rovnobežne so siločiarami intenzity elektrického poľa vidu, ktorý sa pokúšame budiť a v mieste, kde intenzita elektrického poľa dosahuje maximálnu hodnotu. Pre obdĺžnikový vlnovod pracujúci s dominantným vidom TE_{10} je umiestnenie nasledovné:

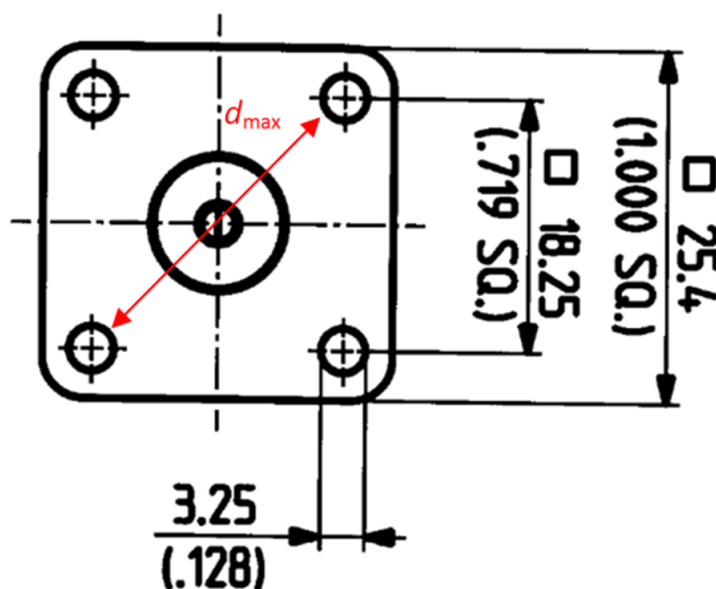
- pozdĺžne umiestnenie vo vzdialenosti $\lambda_g/4$ od skratovaného konca vlnovodu
- priečne umiestnenie v strede vlnovodu

Veľkosť a tvar sondy určujú frekvenciu, šírku pásma a maximálny výkon, ktorý je možné týmto spôsobom prenášať. So zväčšujúcim sa priemerom sondy sa zvyšuje šírka pásma a tiež výkon.



Obr. 7.1: Umiestnenie sondy vo vlnovode a možné tvary sond (prevzaté z [?])

Pre napájanie bol zvolený N konektor [43], kvôli jeho rozmerom i masívnejšej konštrukcii v porovnaní s SMA konektorom. Maximálny priemer sondy je tak daný rozmermi N konektrom, keďže sa predpokladá, že sonda bude na konektor umiestnená pred jeho osadením a teda jej rozmer musí byť dostatočne malý, aby ju bolo možné prevliecť cez kruhový otvor vo vlnovode, ktorého priemer nesmie presiahnuť veľkosť d_{max} podľa obrázku 7.2.



Obr. 7.2: Použitý N konektor

Boli vyskúšané dva základné tvary sondy:

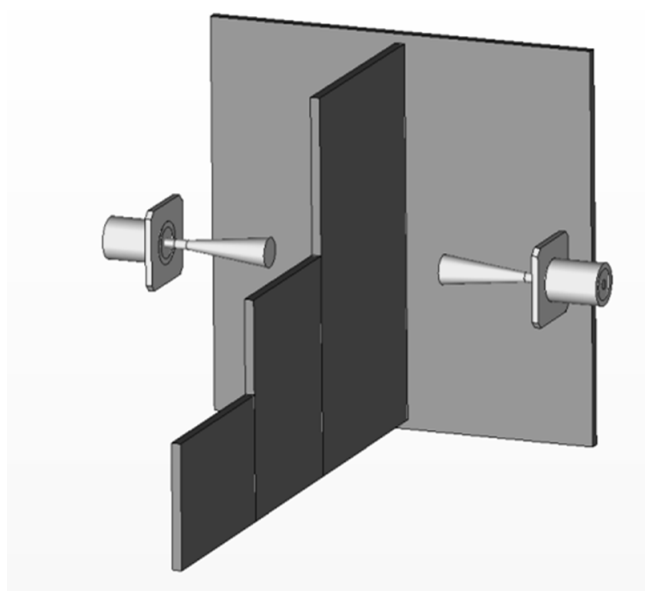
1. Valcová s konštantným prierezom po celej dĺžke sondy
2. Kónická - priemer sondy sa postupne lineárne zväčšuje.

Kónická sonda je limitným prípadom tvaru z obrázku 7.1 a poskytuje mierne väčšiu šírku pásma ako valcová sonda. Tento tvar bol teda zvolený pre integráciu do modelu polarizátoru, v rámci ktorého prebiehala finálna optimalizácia rozmerov.

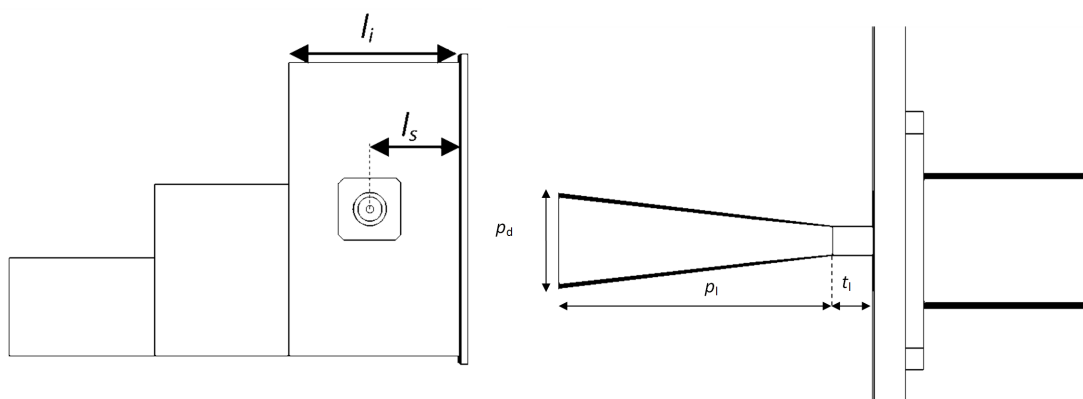
7.2 Napájanie polarizátoru prúdovou sondou

Bol vytvorený zjednodušený model N konektoru, ktorý bol pridaný do modelu polarizátoru. Maximálny priemer sondy bol zafixovaný na 9,8 mm a optimalizácia sa sústredila na nájdenie vhodnej dĺžky sondy p_l a na určenie dĺžok l_i a l_s podľa obrázku 7.4. V tomto bode boli brané do úvahy už i stratové vlastnosti materiálov - straty v dielektriku a konečné vodivosti kovov. Šírka septum polarizátoru bola zmenená z 1 mm na 3 mm, kvôli dostupnosti plechov práve s touto hrúbkou. Polarizátor a vlnovod sú vytvorené z hliníku, sonda a konektor z mosadze. Dielektrikom

konektoru je PTFE. Sieť bolo potrebné postupne zahusťovať, kvôli relatívne malým rozmerom konektoru. Určité detaily konektoru, napr. kruhové výrezy, neboli uvažované, pretože vytvárali príliš vysoké nároky na výslednú hustotu siete.



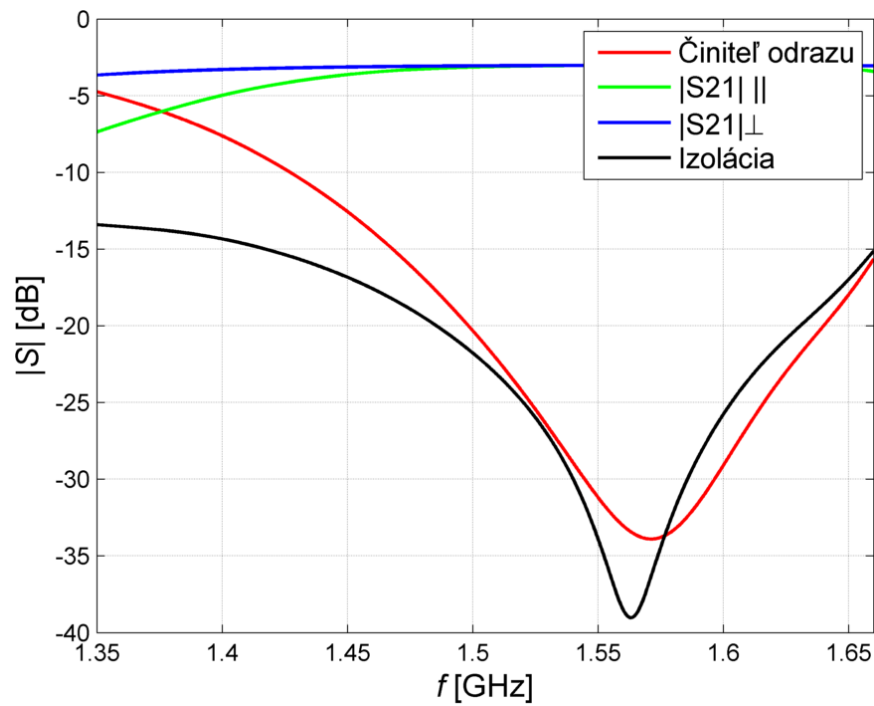
Obr. 7.3: Polarizátor s oboma konektormi



Obr. 7.4: K rozmerom a umiestneniu prúdovej sondy

Najlepšie výsledky boli dosiahnuté pri geometrií podľa tabuľky 7.1. Činiteľ odrazu na vstupe i izolácia dosahovali na pracovnom kmitočte 1,57542 GHz dostatočne nízke hodnoty (t.j. pod -30 dB). Úrovne oboch ortogonálnych vidov v ústí dosahovali približne rovnaké hodnoty. Kompletné zhrnutie výsledných parametrov je uvedené na obrázku 7.5 a tiež v tabuľke 7.1.

Prezentované sú iba výsledky pre jeden zmysel budenej kruhovej polarizácie (v tomto prípade RHCP). Výsledky pre LHCP boli rovnaké s výnimkou fázového posunu medzi vidmi, ktorý bol pre LHCP -90° namiesto 90° pre RHCP.



Obr. 7.5: Výsledné parametre polarizátoru napájaného prúdovou sondou

Tab. 7.1: Rozmery a výsledné parametre septum polarizátoru budeného prúdovou sondou

l_i	70 mm
l_s	38 mm
p_d	9,8 mm
p_l	26 mm
t_l	4 mm
Činiteľ odrazu na vstupe	-33,76 dB
Izolácia	-34,20 dB
$ S_{21} _{\perp}$	-3,031 dB
$ S_{21} _{ }$	-3,032 dB
$\Delta\phi$	90,01°

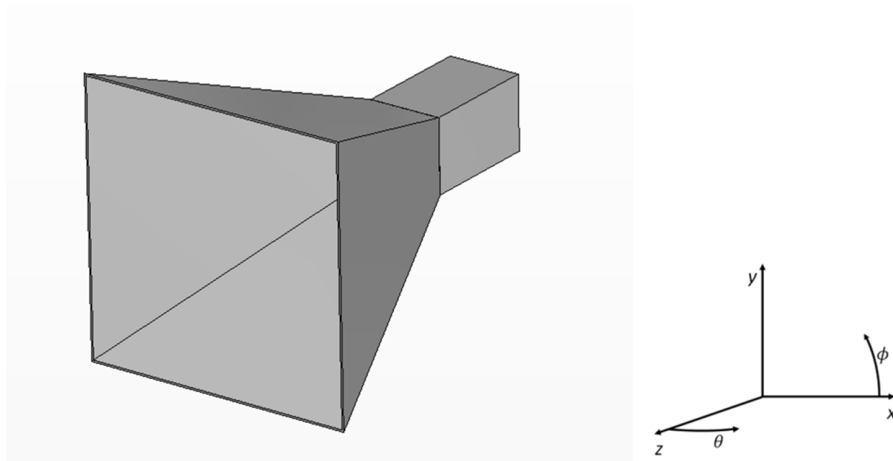
8 PYRAMÍDOVÝ LIEVIK

Pre ďalší návrh bola vybraná varianta polarizátoru v štvorcovom vlnovode a to najmä z dôvodu jednoduchšej konštrukcie. V tejto a nasledujúcej kapitole je popísaný návrh dvoch druhov vlnovodných ústí: jednoduchý pyramídový lievik a dvojmodový lievik. Stručne je uvedený i prehľad a teória viacmodových ústí. Literatúra bola čerpaná z [37]-[41].

Ústie pre polarizátor vo štvorcovom vlnovode bude v tejto fáze navrhnuté ako jednoduchý lievik. Návrh ústia ako optimálneho lieviku nie je pri buzení kruhovo polarizovanou vlnou možný, keďže ústie s iným ako štvorcovým prierezom by zhoršovalo hodnotu osového pomeru. Požadovaný zisk by mal ležať v rozmedzí hodnôt 16 -17 dBi, tak ako bolo uvedené v úvodnej kapitole, pričom prispôsobenie na vstupe by malo byť na uvažovanej frekvencii dosahovať čo možno najnižšie hodnoty. Výsledné riešenie by malo byť kompromisom oboch uvedených kritérií. Návrh prebiehal modifikovaným spôsobom, kde v oboch principiálnych rovinách $\phi = 0^\circ$ i $\phi = 90^\circ$ bol lievik navrhnutý ako E-rovinný (E-plane sectoral horn) podľa nasledujúceho vzťahu [37]:

$$a_1 = \sqrt{2\lambda\rho_1}, \quad (8.1)$$

kde a_1 je dĺžka strany štvorcovej apertúry lievika, λ je vlnová dĺžka vo voľnom priestore a ρ_1 je dĺžka lieviku definovaná podľa nasledujúceho obrázku. Vlnovod, na ktorý nadväzovalo lievikové rozšírenie je buzený kombináciou dvoch ortogonálnych vidov TE_{01} a TE_{10} so vzájomným fázovým posunom 90° , pre vytvorenie kruhovej polarizácie v ústí.

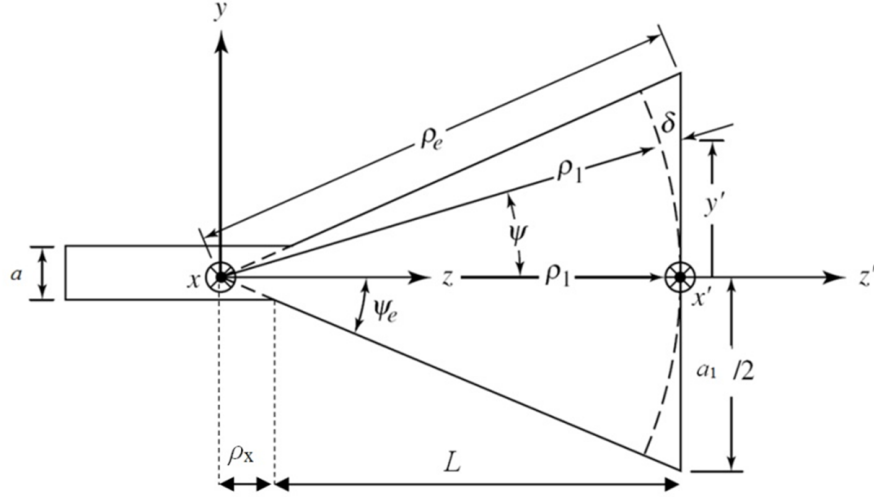


Obr. 8.1: Pyramídový lievik v sférickom súradnicovom systéme

Maximálna fázová chyba v E-rovine, určená vo vlnových dĺžkach, v ústí je daná pre $y' = a_1/2$:

$$s = \frac{\max \delta}{\lambda} = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{y'^2}{\rho_1} \right)}{\lambda} = \frac{a_1^2}{8\lambda\rho_1} \quad (8.2)$$

Pre optimálny lievnik má hodnotu $s = 1/4$.



Obr. 8.2: Geometria lievnikovej antény (prevzané z [34] a upravené)

Počiatočná dĺžka lieviku bola zvolená $\rho_1 = 0,5$ m čomu zodpovedal rozmer dĺžky strany štvorcovej apertúry $a_1 = 0,44$ m. Pri uvažovaní účinnosti apertúry 0,6 zodpovedá takémuto ústiu podľa vzťahu 8.3 zisk približne 16 dBi.

$$G = \frac{4\pi A_{eff}}{\lambda^2} \quad (8.3)$$

Následne bol vytvorený numerický model a upravované parametre tak, aby bol dosiahnutý požadovaný zisk, pri čo možno najkompaktnejšej veľkosti a dostatočne nízkej hodnote činiteľa odrazu na vstupe $|S_{11}|$. Hrúbky plechov boli vzhľadom na možnosti výroby nastavené na 3 mm. Pre jednoduchší návrh bola zavedená modifikovaná dĺžka lieviku L , ktorá je so štandardne udávanou dĺžkou ρ spojená vzťahom:

$$L = \rho - \rho_x = \rho - \frac{a/2}{\tan \psi} \quad (8.4)$$

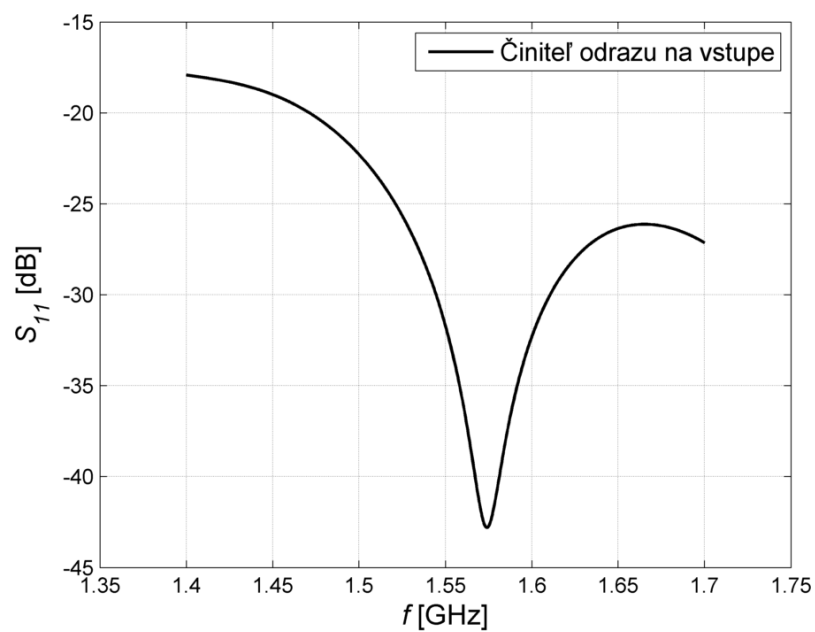
Pre počiatočné rozmery lieviku má hodnotu $L = 0,36$ m. Návrh prebiehal parametricky, pre niekoľko vybraných dĺžok lieviku L boli rozmiestané rozmery apertúry. Pre použitie s polarizátorom bola vybraná a následne optimalizovaná možnosť, ktorá poskytovala pri nízkej hodnote činiteľa odrazu na vstupe dostatočný zisk. Výsledné

rozmary a dosiahnuté parametre pyramídového lieviku sú uvedené v tabuľke 8.1. L a a_1 sú spomínané rozmary lieviku, $|S_{11}|$ je modul činiteľa odrazu na vstupe antény a G_0 je zisk antény v smere hlavného laloku (na frekvencií 1,57542 GHz), HPBW značí šírku hlavného laloku pre pokles o 3 dB, SLL určuje maximálnu úroveň postranných lalokov, AR je osový pomer, FBR predstavuje predozadný pomer, XPD je krížovo polarizačná diskriminácia.

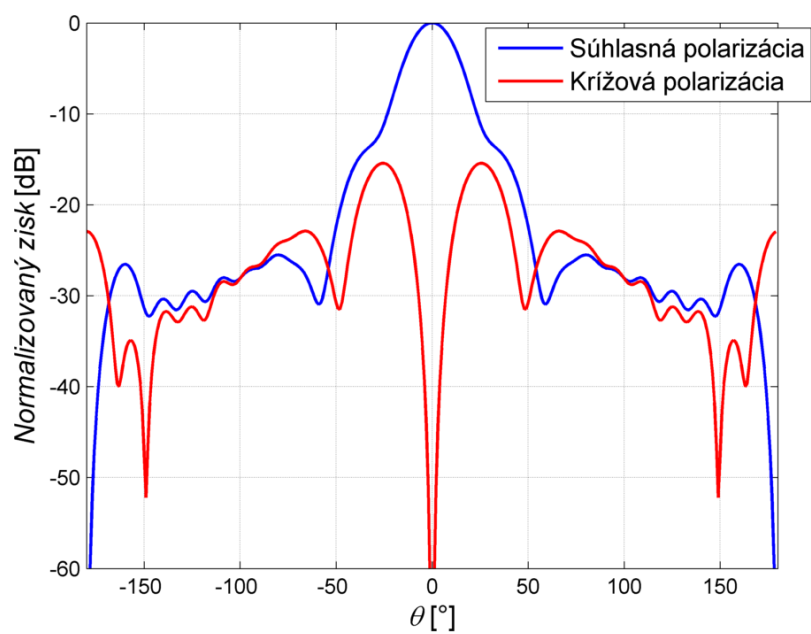
Tab. 8.1: Rozmery a výsledné parametre navrhnutého pyramídového lieviku

L	455 mm
a_1	460 mm
$ S_{11} $	-42,6 dB
PSV	1,015
G_0	16,8 dBi
$HPBW$	24,8 °
SLL	-13,2 dB
AR	1e-4 dB
FBR	22,9 dB
XPD	101 dB

Nasleduje frekvenčná závislosť činiteľa odrazu 8.3 a vyžarovacie diagramy pre súhlasnú i krížovú polarizáciu 8.4. Vyžarovacie diagramy sú v oboch principiálnych rovinách $\phi = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$ totožné. Vužarovacie diagramy sú normované k hodnote $G_0 = 16,8$ dBi.



Obr. 8.3: Frekvenčná závislosť činiteľa odrazu na vstupe)



Obr. 8.4: Vyžarovacie diagramy pre súhlasnú i krížovú polarizáciu)

9 VIACMÓDOVÉ LIEVIKOVÉ ÚSTIE

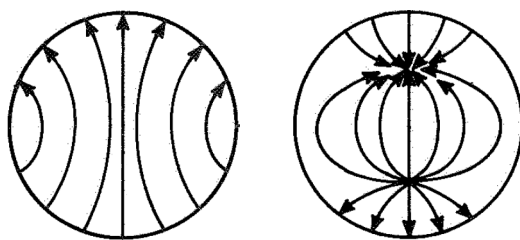
Viacmódové lievnikové ústie je v [38] definované ako ústie využívajúce viac ako jeden mód v apertúre so zámerne zvýšenou úrovňou. Pomocou viacmódových ústí je možné zlepšovať vyžarovacie charakteristiky lievnikových antén, a to hlavne potlačovanie úrovne postranných lalokov, potlačovanie krížovo polarizovanej zložky žiarenia, symetrizácia vyžarovacieho diagramu atď. Všetky tieto vlastnosti ich predurčujú na použitie ako ožarovače bezodrazových miestností. Existuje niekoľko typov viacmódových ústí, napr. box horn [41], diagonálny lievnik [37], lievnik so zvlneným povrchom (corrugated horn) [44], dvojmodový lievnik (dual-mode horn).

Box horn je v tejto skupine určitou výnimkou, vyššie vidy sa využívajú na zvyšovanie zisku v H-rovine pomocou maximalizácie účinnosti apertúry [41].

Táto kapitola sa zaoberá stručným teoretickým popisom a návrhom dvojmodového lievnikového ústia so štvorcovým prierezom, ktoré svojimi parametrami a konštrukčnými požiadavkami najlepšie vyhovuje konštrukčným možnostiam a použitiu v bezodrazovej komore. Nasledovať bude návrh vhodnej varianty takéhoto ústia pre zisk 16-17 dBi.

9.1 Teoretický popis

Hlavným princípom dvojmodových ústí je vytváranie takého rozloženia EM poľa v apertúre, kde je veľkosť intenzity elektrického poľa $\mathbf{E}$ na hranách apertúry minimalizovaná. Z toho vyplýva, že difrakcia na hranách, ktorá je zodpovedná za postranné laloky v E rovine u obvyčajnej lievnikovej antény, je týmto spôsobom redukovaná. Návrh musí byť preto zameraný na budenie vhodných vidov s potrebnými amplitúdami a určitým fázovým posunom.



Obr. 9.1: Rozloženie intenzity elektrického poľa módov TE_{11} - vľavo a TM_{11} - vpravo

Prvý krát bolo takéto ústie popísané P.D. Potterom v roku 1963 [45] v kónickom lieviku. Od vtedy jej tento druh antény známy ako "Potterov lievnik" (pozdlžny prierez je obdobou obrázku 9.2, s výnimkou označenia vidov). K dominantnému TE_{11} vidu

sa na skokovitej zmene prierezu vlnovodu pridáva vyšší TM_{11} vid a pri určitej úrovni a fáze vyššieho vidu sa intenzity elektrického poľa, ktoré prislúchajú obom vidom, pri okrajoch ústia vyrušia. Pre úroveň vyššieho vidu je rozhodujúca výška skokovej zmeny prierezu a tiež pomer prierezov vlnovodov pred a za skokom.

V knižných publikáciách [46],[47] je venovaná pozornosť multimódovým ústiam iba okrajovo a vo výraznej väčšine iba kónickej variante. Časopisecké články sa tiež primárne venujú návrhu kónických dvojmódových ústí [30], [48]. Táto skutočnosť je pochopiteľná, kónický lievnik je, čo sa týka vyžarovacích charakteristík, nadradený pyramídovému lievniku: má omnoho symetrickejší vyžarovací diagram s nižšou úrovňou postranných lalokov.

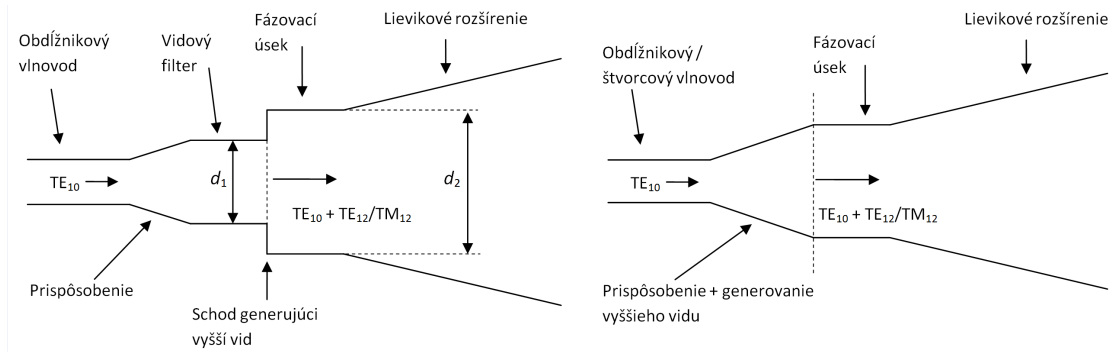
Z konštrukčného hľadiska je ale jednoduchšie použitie pravouhlého dvojmódového lieviku. Kvôli požadovanej kruhovej polarizácii musí byť navrhované ústie štvorcového tvaru. Pri pyramídovom dvojmódovom lieviku sa využíva koexistencia dominantného vidu TE_{10} s hybridným vidovým párom TE_{12}/TM_{12} resp. TE_{01} spoločne s TE_{21}/TM_{21} (práve TM zložka tohto páru má želané rozloženie elektrického poľa). Pri návrhu je potom potrebné dosiahnuť takú úroveň a fázu vyššieho vidu, aby vyrušenie $\mathbf{E}$ pri okrajoch bolo čo možno najlepšie. Uvedený popis bol čerpaný z [38].

Existujú dve možnosti, ktorými je možné generovať hybridný vid TE_{12}/TM_{12} . Ako už bolo spomenuté vyššie, pre naše účely je zaujímavejšia transversálne magnetická zložka hybridného páru. Prvým spôsobom je alternatíva Potterovho lieviku, kde ku generovaniu dochádza na skokovej zmene prierezu vlnovodu. Pomer výšok sekcií vlnovodu pred a za schodom d_1 a d_2 určujú úroveň s akou je mód TM_{12} vybudnený. Dĺžka fázovacieho úseku a lievnikového rozšírenia musí byť navrhnutá tak, aby sa v ústí stretávali vidy s želaným fázovým posunom. K fázovým posunom medzi vidmi teda dochádza ako v časti fázovacieho úseku, tak i v lievnikovom rozšírení.

Potrebné je dodať, že fáza vybudneného vidu TM_{12} predbieha fázu dominantného vidu o 90° . Je teda nevyhnutné zabezpečiť dodatočný 270° vzájomný fázový posun (na základe rôznych fázových rýchlostí vidov). Pri návrhu je uhol lievnikového rozširovania zafixovaný na relatívne malej hodnote, u Potterovho lieviku $6,25^\circ$ [46], ako opatrenie proti budeniu neželaných vyšších vidov a tiež kvôli redukcii fázovej chyby v ústí. Z požiadaviek na zisk je ďalej určený približný rozmer apertúry. Dĺžka fázovacieho úseku je potom optimalizovaná tak, aby mali vidy v ústí želané fázové posuny.

V prípade, že lievnikové rozšírenie ústia nie je použité, je potrebná dĺžka fázovacieho úseku daná požiadavkou na vzájomný 270° fázový posun medzi oboma vidmi. Potrebná dĺžka pre štvorcový vlnovod je podľa [38] daná nasledovne:

$$l = \frac{3\pi/2}{\beta_{10} - \beta_{12}}, \quad (9.1)$$



Obr. 9.2: Dva spôsoby budenia vyššieho vidu: skokovou zmenou - naľavo, postupným rozširovaním - napravo

kde

$$\beta_{10} = k \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2d_2} \right)^2}, \quad (9.2)$$

$$\beta_{12} = k \sqrt{1 - 5 \left(\frac{\lambda}{2d_2} \right)^2}, \quad (9.3)$$

kde d_2 je rozmer strany štvorcového vlnovodu fázovacej časti v obrázku 9.2. Pre rozmer d_1 vidového filtru musí byť navrhnutý tak, že vid TE_{12}/TM_{12} sa tu nešíri a je exponenciálne tlmený. Naopak rozmer d_2 vlnovodu za schodom musí umožňovať šírenie tohto vidu. Vychádzajúc z konštanty prierezu Γ , pre vid TE_{12}/TM_{12} v štvorcovom vlnovode platí:

$$\Gamma = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{2\pi}{a} \right)^2} = \sqrt{5} \frac{\pi}{a}, \quad (9.4)$$

keďže zároveň

$$\lambda_m = \frac{2\pi}{\Gamma} \quad (9.5)$$

a odtiaľ

$$\Gamma = \frac{2\pi}{\lambda_m} = \frac{2f_m\pi}{c} \quad (9.6)$$

Pre medzný rozmer vlnovodu d_m , pri ktorom sa na určitej frekvencii začína hybridný mód vlnovodom šíriť platí po dosadení 9.6 do 9.4 nasledujúci vzťah:

$$d_m = \frac{\lambda_0 \sqrt{5}}{2}. \quad (9.7)$$

Pre rozmer vidového filtru potom musí platiť $d_1 < d_m$ a zároveň $d_2 > d_m$.

Rovnakým postupom môžeme vypočítať teoreticky maximálny rozmer fázovacej časti tak, aby nebolo umožnené šírenie ďalšieho vyššieho vidu TE_{22}/TM_{22} a teda:

$$d_{max} = \frac{\lambda_0 \sqrt{8}}{2}. \quad (9.8)$$

Pre uvažovanú pracovnú frekvenciu by mal rozmer fázovacej časti d_2 ležať v intervale $0,213 \text{ m} < d_2 < 0,269 \text{ m}$.

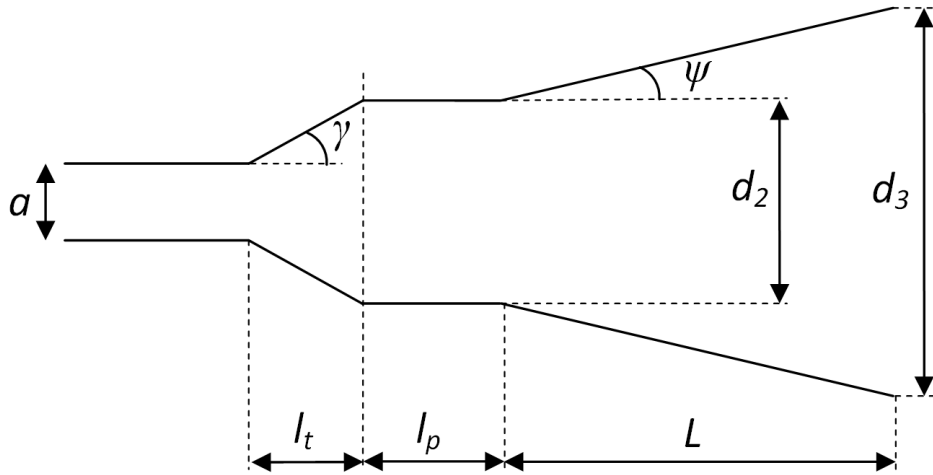
Podľa [38] leží najvhodnejšia veľkosť pomeru d_2/d_1 v intervale 1,2 - 1,3 z čoho vyplýva že rozmer vidového filtru d_1 je dostatočne veľký, aby umožňoval šírenie nižších vidov s indexami 11, 02, 20 a samozrejme dominantného vidu TE_{10} (resp TE_{01}). Kvôli rozmeru d_1 je potrebné použitie postupne sa rozširujúceho prechodu medzi vlnovodom, ktorým dvojmódové ústie budíme (pracujúci iba s dominantným vidom) a vidovým filtrom. Je dôležité doplniť, že vid TE_{12}/TM_{12} vzniká s určitou nezanedbateľnou úrovňou i na tomto prechode a úlohou vidového filtru je potom potlačenie práve tohto vidu tak, aby v úseku fázovacej časti neexistovali dva hybridné páry s rôznymi úrovňami a s konštantným vzájomným fázovým posunom. Podľa [38] je optimálne ak úroveň hybridného páru v apertúre dosahuje 7,5 - 5 dB pod úrovňou dominantného vidu.

Druhou možnosťou pre generovanie vidu TE_{12}/TM_{12} je postupné rozširovanie prierezu vlnovodu, tak ako je naznačené na obrázku 9.2 (prípadne 9.3). Vyšší vid pritom vzniká v bode, kde rozširovanie začína. Opäť platí že vyšší vid vzniká so vzájomným posunom 90° a všetky vzťahy i popis tu platia rovnako ako tomu bolo u predchádzajúceho typu. Výhody sú zrejmé, nie je potrebné použitie vidového filtru, taktiež nie je použitý skokovitý prechod. Pre návrh i konštrukciu je tento typ jednoduchší, vyžaduje totiž optimalizáciu menšieho počtu premenných a bol preto zvolený pre ďalší návrh.

Úroveň s akou je vid TE_{12}/TM_{12} generovaný je primárne určená iba uhlom roztvorenia γ podľa obrázku 9.3. Pomer rozmerov vlnovodov pred a za prechodom d_2/a sa uplatňuje iba minimálne. Týmto spôsobom je možné dosiahnuť obdobné vyžarovacie charakteristiky ako v predchádzajúcom prípade. Nevýhodou oboch uvedených typov a vo všeobecnosti všetkých multimódových ústí je relatívne úzka šírka pásma, ktorá predstavuje približne 3-4 %. Druhou hlavnou nevýhodou týchto typov ústí je zmenšenie veľkosti efektívnej apertúry, nakoľko má elektrické pole v rovine E podobný priebeh ako v rovine H.

9.2 Návrh dvojmódového ústia

V prvom kroku návrhu nebolo využité lieviové rozširovanie ústia pre dosiahnutie želaného zisku. Celý fázový posun pripadal na fázováciu časť s dĺžkou l_p . Pomocou



Obr. 9.3: Zvolená varianta dvojmódového ústia

sond elektrického poľa (obrázok 9.4) v prostredí CST MWS boli skúmané úrovne vyššieho vidu TM_{12} potrebné pre čo možno najvyššie potlačenie intenzity elektrického poľa E pri okrajoch ústia. Pre účely analýzy v tejto kapitole, bolo ústie zakončené vlnovodovým portom. Nasledoval návrh rozmerov l_t , l_p a d_2 podľa obrázku 9.3, tak aby sa želané vidy stretávali s potrebným fázovým rozdielom a úrovňami. Parameter a predstavuje rozmer vlnovodu s polarizátorom. Pre návrh bola použitá druhá varianta pre budenie vyššieho módu bez skokovej zmeny prierezu. Výhodami tohto riešenia je absencia vidového filtra a menší počet návrhových parametrov.

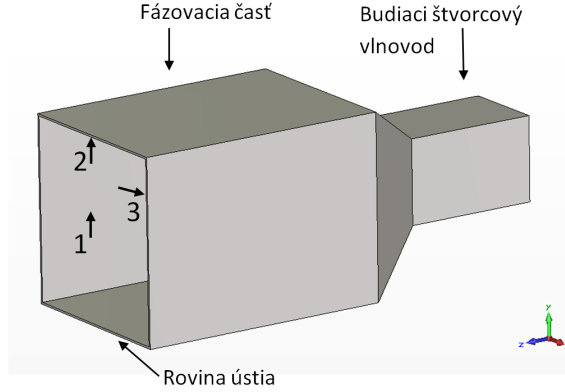
Pri parametrickom návrhu boli vyhodnocované nasledujúce veličiny:

- prenos pre dominantný vid $|S_{21}|$ TE_{10}
- prenos pre vyšší vid $|S_{21}|$ TM_{12}
- prenos pre neželanú transverzálne elektrickú zložku hybridného vidu $|S_{21}|$ TE_{12}
- činiteľ odrazu na vstupe $|S_{11}|$
- intenzita elektrického poľa $|\mathbf{E}|$ v troch bodoch podľa obrázku 9.4

v závislosti na uhle roztvorenia vlnovodu γ pre tri rôzne rozmery vlnovodu za prechodom $d_2 = 230, 250, 270$ mm (obrázky 9.6 - 9.8), Rozmer vlnovodu pred prechodom a bol určený návrhom polarizátoru a mal veľkosť $a = 120$ mm. Krok pre uhol roztvorenia bol relatívne veľký kvôli potrebe optimalizácie dĺžky fázovacej sekcie l_p pre každú jeho veľkosť γ . Závislosti medzi vypočítanými bodmi boli aproximované lineárnymi krivkami. Toto je zrejme najmä z priebehov činiteľa odrazu na vstupe, pre ktorý by bolo vhodnejšie voliť menší krok pre uhol γ .

Obrázok 9.4 ukazuje umiestnenie i orientáciu sond pre určovanie intenzity elektrického poľa $|\mathbf{E}|$. Podľa teórie by sa mali želané vidy v mieste sondy 1 sčítať a naopak v mieste sondy 2 odčítať. Sonda s označením 3 bola do simulácie pridaná kvôli sku-

točnému rozloženiu poľa vidu TM_{12} v apertúre. Intenzita elektrického poľa tohto vidu vykazuje určitú nenulovú zložku v rovine kolmej k želanej polarizácii. Túto skutočnosť demonštruje obrázok 9.5, je ale potrebné dodať, že na tomto obrázku bolo použité logaritmické škálovanie veľkosti šípok, preto slúži len pre ilustráciu.



Obr. 9.4: Umiestnenie sond elektrického poľa

Všetky tri rozmery d_2 poskytovali približne rovnakú možnosť potlačenia elektrického poľa na okrajoch apertúry - pri rôznych uhloch roztvorenia γ . Pri uvážení i činiteľa odrazu na vstupe sa ako optimum javí $d_2 = 270$ mm. Keďže vlnovod takéhoto prierezu umožňuje už i šírenie vyššieho hybridného vidu TE_{22}/TM_{22} je pre istotu vhodnejšie voliť $d_2 = 265$ mm. Tento rozmer bude ďalej v kapitole o celkovom ožarovači zmenený kvôli dosiahnutiu výhodnejšej medziportovej izolácie.

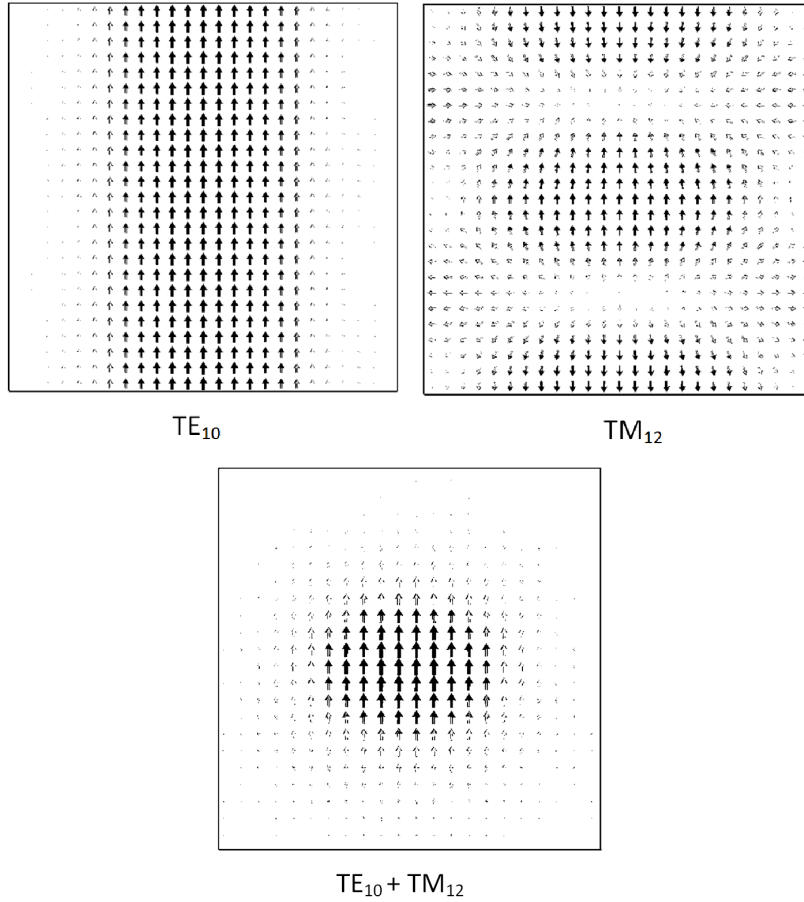
Ústiu s rozmerom strany $d_2 = 270$ mm zodpovedal zisk 11,4 dBi (obrázok 9.9). Z tejto hodnoty je zrejmé, že pre dosiahnutie požadovaného zisku 16 - 17 dBi je nevyhnutné využitie lievického rozšírenia ústia podľa obrázku 9.3. Dĺžka samotného lieviku L a dĺžka fázovacej časti l_p budú určené ako kompromis medzi ziskom, potlačením postranných lalokov, medziportovou izoláciou a činiteľom odrazu na vstupe.

Podľa [46] je optimálna hodnota uhlu rozširovania ψ pri kónickom lieviku približne $6,25^\circ$. Takýto uhol zodpovedá malej fázovej chybe v ústí, pričom je zároveň rozdiel fázových rýchlostí medzi vidmi dostatočne veľký. Platí totiž, že čím sa prierez ústia zväčšuje, dochádza postupne k zmenšovaniu rozdielu fázových rýchlostí medzi oboma vidmi. V limitnom prípade nekonečného prierezu sú si potom fázové rýchlosti oboch módov rovné a správne náfázovanie nemožné.

Pri uvažovaní účinnosti apertúry $e_A = 0,5$ je podľa vzťahu

$$G = \frac{4\pi e_A A_{fyz}}{\lambda^2}, \quad (9.9)$$

pre zisk 16 dB potrebná veľkosť strany apertúry $d_3 = 480$ mm. Pre veľkosť uhla ψ približne 6° , ale nie je možné pri dostatočnej veľkosti apertúry d_3 ukončiť ústie

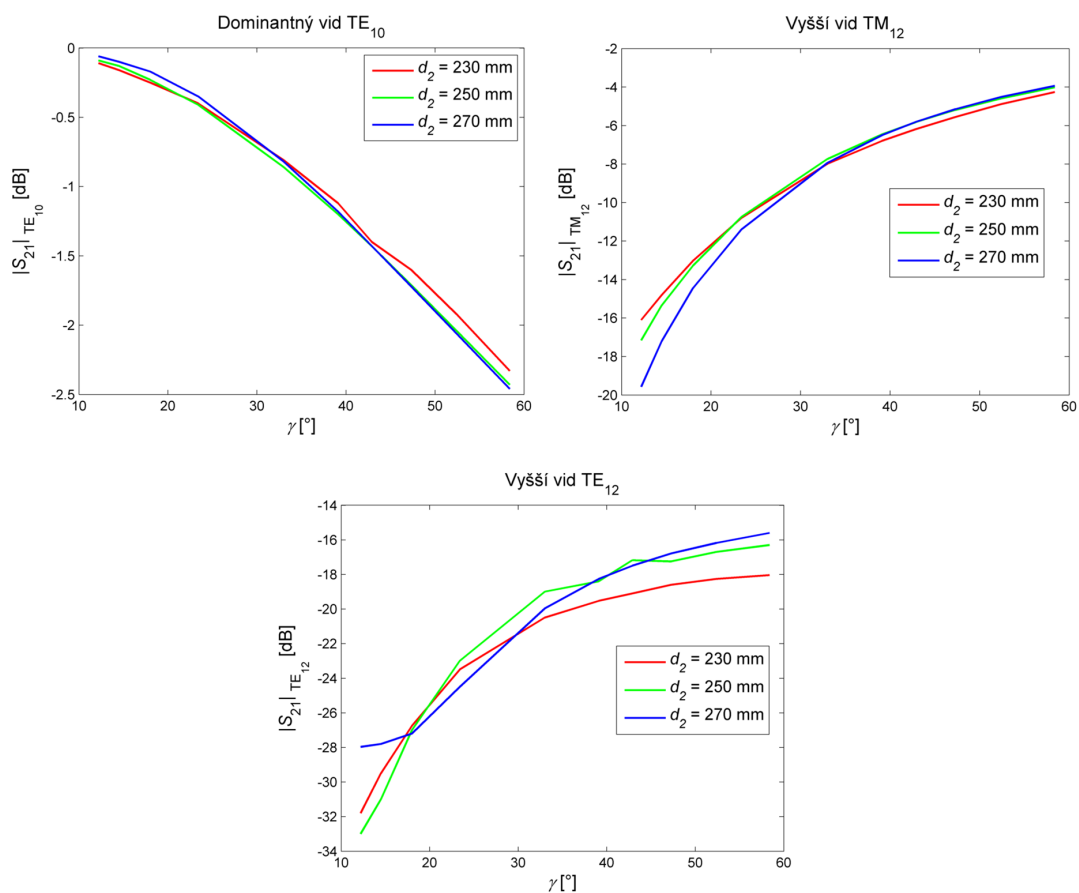


Obr. 9.5: Rozloženie intenzity elektrického poľa v ústí. Vľavo hore - základný vid TE₁₀, vpravo hore - vyšší vid TM₁₂, dole - súčet oboch vidov

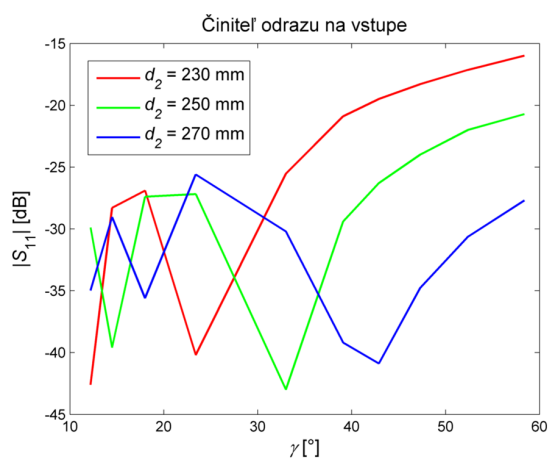
v mieste prvého správneho nafázovania vidov. Ak by platilo $\psi = 0^\circ$, potrebná dĺžka, pre dosiahnutie druhého správneho sfázovania, by sa podľa rovnice 9.1 predĺžila o 450 mm. Pri $\psi > 0^\circ$ bude potrebná dĺžka $l_p + L$ ešte väčšia.

Aby bolo možné ukončiť ústie s dostatočnou veľkosťou d_3 v mieste prvého správneho nafázovania vidov, uhol ψ dosahoval približne 13° . Výsledné rozmery takéhoto ústia sú uvedené v tabuľke 9.1.

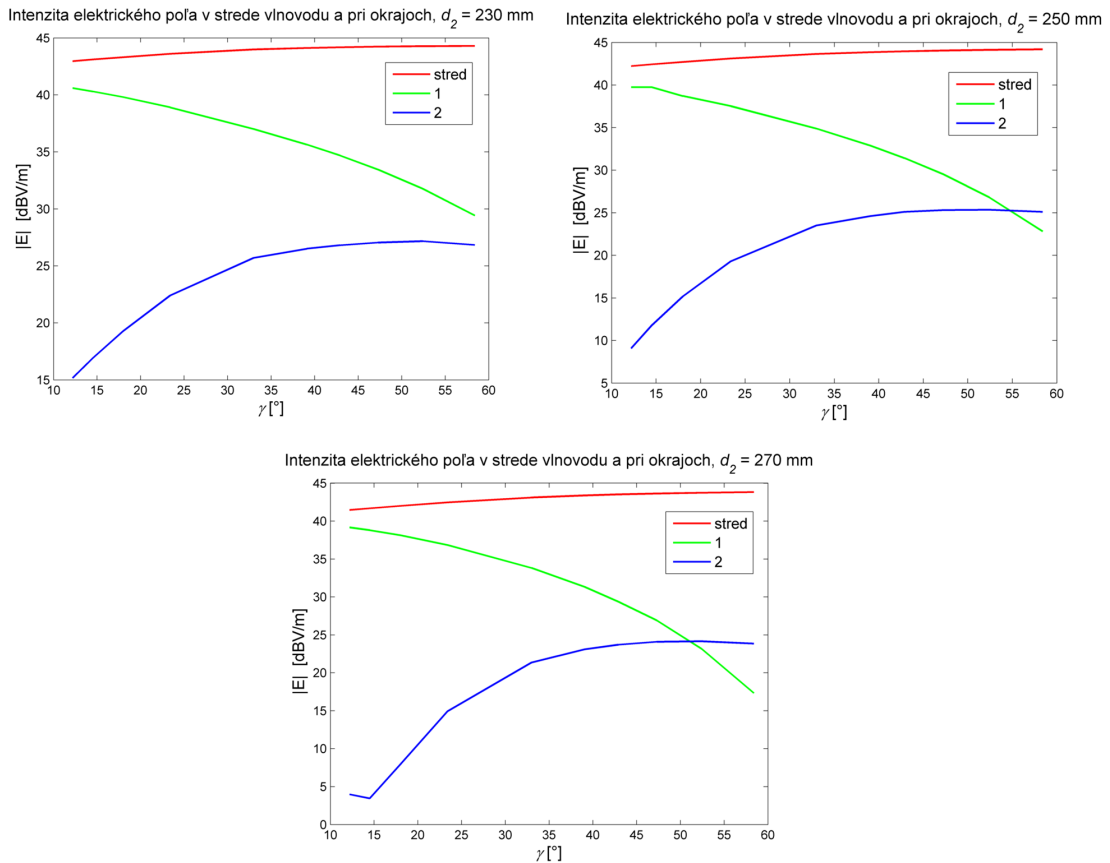
Výsledné rozmery dvojmodového lievického ústia sú uvedené v tabuľke 9.1. Vysvetlenie jednotlivých rozmerov je na obrázku 9.3. Vyžarovacie diagramy pre anténu s takýmito rozmermi sú na obrázku 9.10. Pre porovnanie sú na obrázkoch 9.10, 9.11 a 9.12 vynesené vyžarovacie diagramy pre celkový zisk, pre súhlasnú a krížovú polarizáciu oboch navrhnutých ústí (jednoduché lievické ústie, dvojmodové lievické ústie).



Obr. 9.6: Modul prenosu $|S_{21}|$ pre vidy TE_{10} , TM_{12} , TE_{12} pre tri hodnoty rozmeru d_2



Obr. 9.7: Činiteľ odrazu na vstupe $|S_{11}|$ ako funkcia uhlu roztvorenia γ pre tri hodnoty rozmeru d_2



Obr. 9.8: Intenzita elektrického poľa $|\mathbf{E}|$ určená sondami

9.3 Výsledky pre dvojmodové ústie

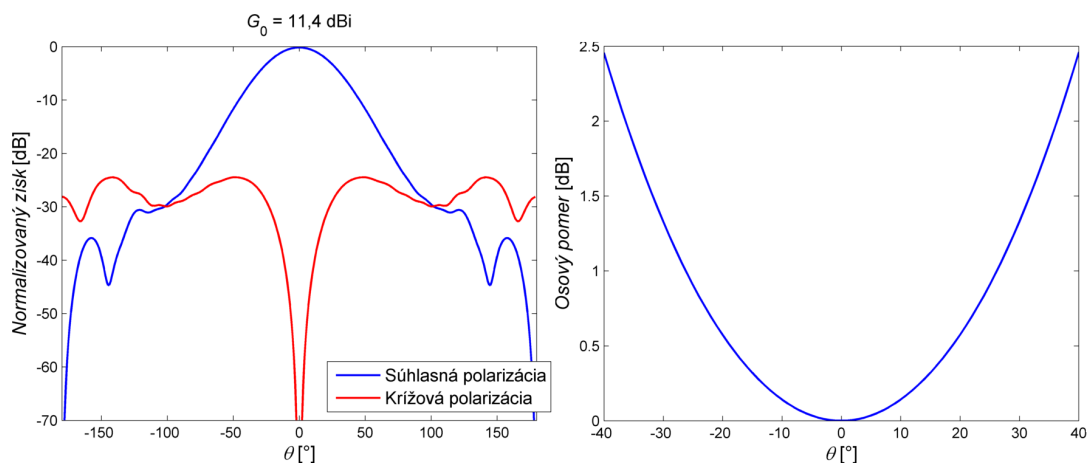
Pri simuláciách vyžarovacích charakteristík bola štruktúra budená ideálnou kruhovou polarizáciou vo vlnovode pomocou súčasnej excitácie dvomi ortogonálnymi vidmi s rovnakými amplitúdami a vzájomným fázovým posunom 90° .

Najprv sú prezentované výsledky dvojmodového ústia bez použitého lievického rozšírenia so ziskom 11,4 dBi (obrázok 9.9). Na obrázku 9.10 sú vyžarovacie diagramy pre lievikovo rozšírené ústie so ziskom 16 dBi.

Tab. 9.1: Rozmery navrhnutého dvojmodového ústia

a [mm]	l_t [mm]	l_p [mm]	L [mm]	γ [$^\circ$]	d_2 [mm]	d_3 [mm]
120	60	150	480	47,3	250	450

Nasleduje porovnanie vyžarovacích charakteristík pre jednoduché lievikové ústie a pre dvojmodové ústie. Porovnané boli absolútny zisk, súhlasná polarizácia, krížová polarizácia a osový pomer. Je dôležité uviesť, že zisky oboch antén neboli rovnaké.



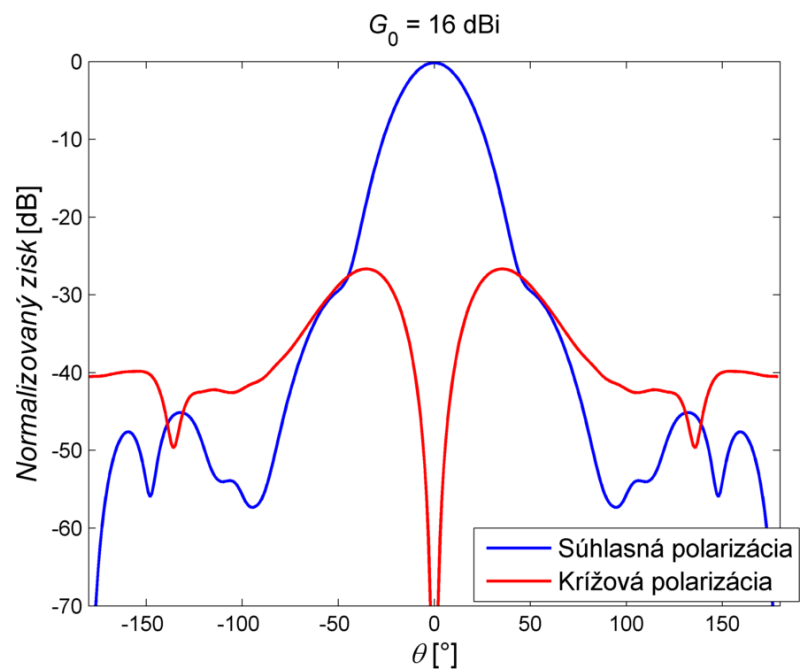
Obr. 9.9: Vľavo - vyžarovacie diagramy pre súhlasnú i krížovú polarizáciu normované k zisku 11,4 dBi, vpravo - osový pomer

Tab. 9.2: Výsledné parametre navrhnutého dvojmódového ústia

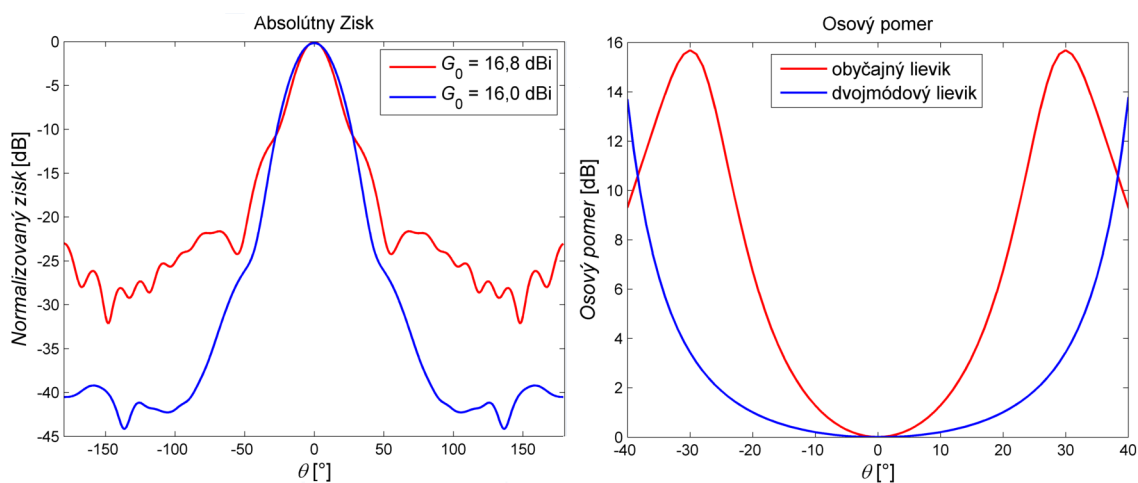
$ S_{11} $	-24 dB
PSV	1,13
G_0	16,0 dBi
$HPBW$	29,8 °
SLL	-39 dB
AR	23e-4 dB
FBR	42 dB
XPD	79 dB

Zisk obyčajného lievického ústia bol 16,8 dBi, pričom zisk dvojmódového ústia bol 16 dBi. Kvôli lepšiemu porovnaniu najmä osových pomerov by bolo vhodné aby oba ústia vykazovali rovnaký zisk. Zisk dvojmódového ústia bolo možné zvýšiť, avšak za cenu nárastu úrovne postranných lalokov. Naopak zisk obyčajného ústia by bolo možné znížiť, avšak takáto úprava by mala opodstatnenie výhradne pre účely lepšieho porovnania osových pomerov a nie kvôli výhodnejším parametrom výsledného ožarovača. Pre porovnanie postranných lalokov a krížovej polarizácie rozdiel ziskov 0,8 dB nezohráva takmer žiadnu rolu. *Charakteristiky obyčajného lieviku sú v grafoch zobrazené červenou a charakteristiky dvojmódového ústia modrou farbou.*

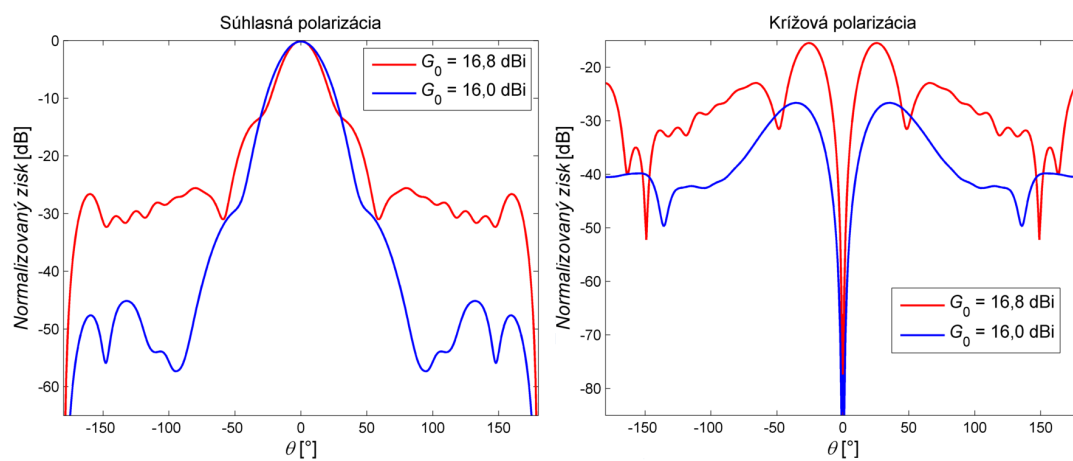
Z porovnania charakteristík vyplýva, že použitím dvojmódového ústia je možné získať vyžarovacie charakteristiky s omnoho nižšou úrovňou postranných lalokov, rovnako i nižšou hodnotou krížovej polarizácie a plochejšou charakteristikou osového pomeru. Je ale dôležité dodať, že plochosť osového pomeru je z časti daná i väčšou šírkou zväzku dvojmódového ústia.



Obr. 9.10: Vyžarovacie diagramy pre súhlasnú i krížovú polarizáciu normované k zisku 16 dBi



Obr. 9.11: Porovnanie absolútneho zisku a osového pomeru oboch navrhnutých ústí



Obr. 9.12: Porovnanie vyžarovacích diagramov pre súhlasnú i krížovú polarizáciu oboch navrhnutých ústí

10 MERANIE PARAMETROV OŽAROVAČA

Úlohou tejto kapitoly je v stručnosti popísať metódy pre meranie základných vyžarovacích vlastností antény: zisk, vyžarovacie diagramy, postranné laloky a polarizácia. V stručnosti je tu načrtnutá i problematika presnosti merania vo vzdialenej zóne. Rovnako sú tu uvedené i metódy pre meranie činiteľa odrazu na vstupe a medziportovej izolácie. Teoretický popis vychádza najmä z [22], [32], [37], [38], [39], [6], [49].

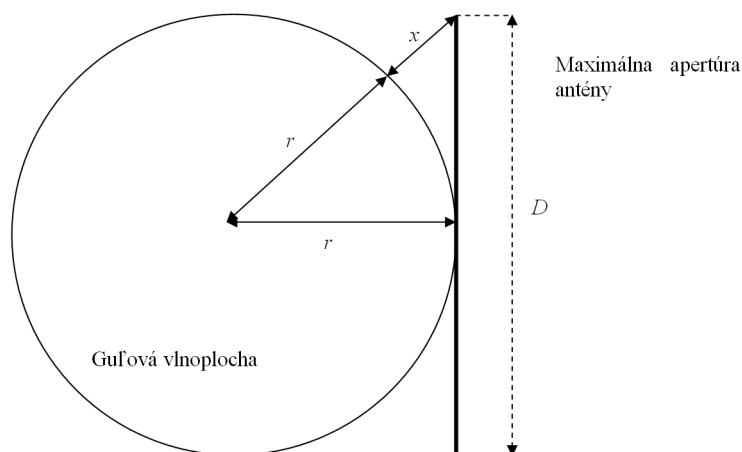
10.1 Presnosť merania vo vzdialenej zóne

Pri meraní sa ideálne uvažuje ožiarenie meranej antény rovinnou vlnou (s konštantnou amplitúdou a fázou na vlnoploche) vo Fraunhoferovej (vzdialenej) zóne. V praxi je možné sa k tejto požiadavke iba priblížiť. V skutočnosti sú teda vysielacou anténou generované viac či menej sférické vlnoplochy a pozdĺž meranej antény tak vzniká fázová chyba. Pri správne navrhnutom meracom pracovisku sa táto chyba môže prejavovať len v minimálnej miere.

Kritickým parametrom, ktorý určuje výslednú presnosť merania je vzdialenosť vysielacej a prijímacej antény. Z teórie vieme, že v prípade malej vzdialenosti sa pohybujeme v blízkej zóne antény (Fresnelova zóna) a rozloženie poľa sa mení s radiálnou vzdialenosťou r . Toto už neplatí vo vzdialenej zóne a vyžarovací diagram je potom na r nezávislý. Práve v tejto oblasti sa žiaduce sa pri väčšine meraní pohybovať. Avšak sú možné i merania v blízkej zóne antény, keďže vieme že vyžarovací diagram vo vzdialenej zóne je možné získať z takto nameraných výsledkov prostriedkami Fourierovej transformácie. V mnohých prípadoch sú takéto usporiadania merania žiaduce.

Najčastejšie sa ako podmienka dostatočného priblíženia rovinatej vlny uvádza maximálna fázová odchýlka $22,5^\circ$ v apertúre prijímacej antény. Situáciu je možné ilustrovať nasledujúcim obrázkom, z ktorého vyplýva požiadavka na minimálnu vzdialenosť vysielacej a prijímacej antény pre zabezpečenie vyššie uvedenej maximálnej fázovej chyby.

Označme maximálny rozmer prijímacej antény D , minimálnu vzdialenosť od zdroja guľových vĺn k anténe r , maximálnu dráhovú odchýlku guľovej vlny v apertúre antény x . Potom pre vzdialenosť toho bodu prijímacej antény, ktorý je od centra guľových vlnoplôch platí, že táto vzdialenosť je rovná $r + x$ (dĺžkový rozdiel rovinatej a guľovej vlny je v danom bode x). V tomto bode tiež najväčšia fázová chyba. Z požiadavky na fázovú chybu $\Delta\phi = 22,5^\circ = \pi/8$ rad môžeme teda určiť minimálnu vzdialenosť r tak aby táto fázová požiadavka bola splnená.



Obr. 10.1: K odvodeniu vzdialenej zóny antény.

Použitím Pytagorovej vety si zostavíme rovnicu pre pravouhlý trojuholník so stranami r , $D/2$, $(r + x)$.

$$(r + x)^2 = r^2 + \frac{D^2}{4} \quad (10.1)$$

Pre r v závislosti na x a D potom platí:

$$r = \frac{D^2 - 4x^2}{8x} \quad (10.2)$$

Zavedieme teraz podmienku pre požadovanú fázovú chybu. Platí, že želaná fázová chyba je súčinom vlnového čísla $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ a dĺžky, na ktorej túto chybu počítame x .

$$\Delta\phi = kx \quad (10.3)$$

Pre x potom platí:

$$x = \frac{\Delta\phi}{k} = \frac{\lambda}{16}, \quad (10.4)$$

po dosadení a úpravách

$$r = \frac{2D^2}{\lambda} - \frac{\lambda}{2}. \quad (10.5)$$

Za predpokladov $x \ll D$, $x \ll r$ je druhý člen zanedbateľný a platí všeobecne známy vzťah:

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (10.6)$$

alebo všeobecne:

$$r = \frac{nD^2}{\lambda}. \quad (10.7)$$

V niektorých prípadoch môže byť predpokladaná fázová chyba $22,5^\circ$ príliš veľká, v iných prípadoch je možné pripustiť i väčšiu chybu fáze.

10.2 Meranie zisku

Ak nás zaujíma anténa ako žiarič (zanedbávame prispôsobenie) je najdôležitejším parametrom, ktorý určuje jej kvalitu zisk G . Najčastejšie je zisk vzťahnutý k izotropnému žiariču a označovaný G_0 . Existuje niekoľko metód, ktorými je možné zisk merať. Základom je delenie do dvoch skupín, pričom druhú skupinu je možné ďalej deliť:

- a) Meranie zisku na základe porovnávania.
- b) Meranie absolútneho zisku.
 - dvomi identickými anténami
 - tromi anténami
 - pomocou nebeského rádiového zdroja

Meranie zisku na základe porovnávania

Pri tejto metóde sú najprv uskutočnené merania relatívneho zisku, z porovnania ktorých získame výslednú hodnotu absolútneho zisku. Prvým krokom je meranie testovanej antény v režime prijímača, pričom prijatý výkon na prispôsobenej záťaži je zaznamenaný. V druhom kroku je testovaná anténa nahradená referenčnou anténou so známym ziskom G_S a opäť je zaznamenaný prijatý výkon na prispôsobenej záťaži P_S . V oboch meraniach je dôležité zachovať geometrické usporiadanie meracieho pracoviska, rovnako ako výkon vysielача P_T . Pre zisk testovanej antény potom platí [6]:

$$G_T = G_S \frac{P_T}{P_S}. \quad (10.8)$$

V prípade, že testovaná anténa je kruhovo, alebo elipticky polarizovaná je možné postupovať dvomi spôsobmi. V prvom prípade je potrebné navrhnuť referenčnú anténu s želanou polarizáciou a postupovať rovnako ako je to popísané vyššie. Častejšie používaným je ale riešenie, pri ktorom je určovaný čiastočný zisk (partial gain) pomocou dvoch ortogonálnych lineárne polarizovaných referenčných antén. Využíva sa znalosti, že každý zmysel polarizácie je možné rozložiť na dve ortogonálne lineárne polarizované zložky. Výsledný zisk kruhovo/elipticky polarizovanej antény je potom daný ako súčet zisku pre vertikálnu zložku G_{TV} a zisku pre horizontálnu polarizáciu G_{TH} :

$$G_T = G_{TV} + G_{TH}, \quad (10.9)$$

Pričom G_{TV} a G_{TH} sú určené porovnávaním zisku s referenčnou anténou so správnou polarizáciou.

Meranie zisku dvomi identickými anténami je založené na použití identických antén so ziskom G a na Friisovej rovnici pre rádiový spoj. Zisk G_0 vzťahnutý

k izotropnému žiaríču je potom daný [39]:

$$G_0 = \frac{4\pi r}{\lambda} \sqrt{\frac{P_R}{P_T}}, \quad (10.10)$$

kde P_R a P_T predstavujú výkony prijímača a vysielača, r je vzdialenosť apertúr a λ je vlnová dĺžka. Z toho vyplýva, že pri znalosti vlnovej dĺžky a vzdialenosti r je možné meraním prijatého a vysiadaného výkonu určiť zisk antény.

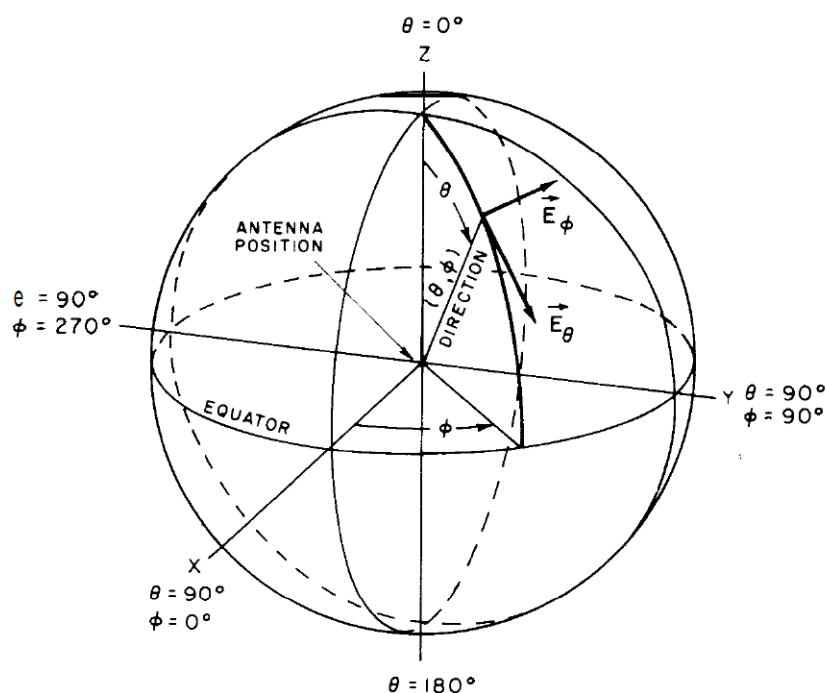
Výhodou **Merania zisku tromi anténami** v porovnaní s predchádzajúcou metódou je, že nie je potrebná výroba identickej antény. Podrobnosti o použití tejto metódy môžu byť nájdené v literatúre [37], [39], [6].

Meranie zisku pomocou nebeského rádiového zdroja je vhodné pre veľké antény so značným ziskom. Potrebné je poznať presnú hodnotu výkonovej spektrálnej hustoty dobre známeho ideálne nepolarizovaného rádiového zdroja. Týmto zdrojom môže byť napr. slnko, iná hviezda, rádiová galaxia, emisná hmlovina atď. Podrobnosti sú uvedené v [39], [6].

10.3 Meranie vyžarovacích diagramov

Kompletný vyžarovací diagram je trojdimenzionálny priestorový diagram a pre jeho presné určenie sú potrebné merania intenzity poľa vo všetkých smeroch (priestorový úhol 4π sr). Je možné rozlišovať amplitúdový a fázový diagram. Z a predpokladu, že testovaná anténa je umiestnená v počiatku súradnicového systému (obrázok 11.2) sa pri meraní vyžarovacieho diagramu môže postupuje nasledovne. Zložky vektora intenzity elektrického poľa E_θ a E_ϕ sú merané ako funkcie azimutálneho uhlu ϕ pozdĺž kružníc s konštantným zenitovým uhlom θ . Pri meraní v bezodrazovej komore je najvhodnejšie zafixovať polohu meracej antény (ožarovač) tak, aby v mieste umiestnenia testovanej antény bolo rozloženie poľa nemenné a rotovať s testovanou anténou po kružniciach s konštantným uhlom θ .

Vo väčšine prípadov nie je potrebné detailne poznať celý vyžarovací diagram a dostatočné je meranie iba niekoľkých rezov diagramu. Pri uvážení smerovej antény s hlavným zväzkom v smere osi x podľa obrázku 11.2 definujeme dva rezy diagramu, ktoré nazývame principiálne roviny. U horizontálne polarizovanej antény je meraná zložka E_ϕ v rovinách xz a xy . Pre vertikálne polarizovanej antény meriame zložku E_θ taktiež v rovinách xz a xy . U kruhovo (elipticky) polarizovanej antény je potrebné meranie oboch zložiek E_ϕ a E_θ v rovinách xz a xy . I u lineárne polarizovaných antén sa doporučuje meranie všetkých štyroch charakteristík pre určenie čistoty polarizácie. Problematika fázových meraní je v stručnosti načrtnutá napr. v literatúre [37], [39], [49].



Obr. 10.2: Štandardný sférický systém súradníc pre merania antén (prevzaté z [49]).

10.4 Postranné laloky

Postranné laloky je možné definovať viacerými spôsobmi [6], pričom najčastejšie sa uvádza práve hodnota maximálnej úrovne postranných lalokov.

- Maximálna úroveň postranných lalokov
- Priemerná úroveň postranných lalokov
- Medián postranných lalokov

Vo všetkých prípadoch sú úrovne postranných lalokov vzťahované buď k maximálnej úrovni intenzity/výkonu v rezu, ktorý je práve meraný, ku globálnej maximálnej úrovni vyžarovacieho diagramu, prípadne k zisku izotropného žiariča.

Pri použití maximálnej úrovne postranných lalokov môže v niektorých prípadoch nastať problém pri správnej identifikácii postranných lalokov. Napríklad u lievikových antén môžu niekedy postranné laloky splývať s hlavným zväzkom, čoho následkom je neúmerne rozšírenie hlavného laloku. Otázkou je potom, či takéto rozšírenie hlavného zväzku považovať za postranný lalok alebo nie. V príručke pre meranie antén [evans] je postranný lalok identifikovaný vtedy, keď dôjde k zmene sklonu charakteristiky s prevýšením najmenej 1 dB. Výhodnejším prístupom pre identifikáciu postranných lalokov je definovať si uhlový interval, mimo ktorý sú všetky úrovne diagramu považované za postranné laloky. Aj keď sa v praxi najčastejšie stretávame s prvou spomenutou definíciou postranných lalokov, pre účely ožarovača bezodrazo-

vej komory sú výhodnejšie druhé dve definície. V tomto prípade nás totiž zaujíma celkový výkon, ktorým je ožarovaná nežiaduca časť bezodrazovej komory - keďže pri jej ožarovaní vznikajú v komore odrazy, ktoré limitujú presnosť výsledného merania.

10.5 Polarizačné merania

V tomto bode sa budeme zaoberať iba kruhovou polarizáciou, keďže testované antény, pre ktoré je ožarovač navrhovaný sú práve kruhovo polarizované.

Meranie čistoty kruhovej polarizácie je možné buď pomocou lineárne polarizovaných antén alebo pomocou kruhovo polarizovanej antény s prepínateľným zmyslom polarizácie. Informácie sú čerpané z [6].

V prípade lineárne polarizovaného zdroja je možné postupovať tromi spôsobmi:

- a) Meranie amplitúdy a fázy dvoch lineárne polarizovaných zložiek (napr. vertikálna a horizontálna).
- b) Meranie amplitúdy troch alebo štyroch lineárne polarizovaných zložiek (napr. vertikálna, $+45^\circ$, horizontálna, $+135^\circ$).
- c) Meranie amplitúdy pri rýchlo sa otáčajúcom lineárne polarizovanom zdroji.

V praxi sa najčastejšie využíva posledná metóda kvôli jej rýchlosti a pomernej jednoduchosti. V princípe je potrebné zaručiť, aby bola rýchlosť otáčania dostatočná. Pre dosiahnutie 6 otočení vysielačnej antény pre 1° šírky vyžarovacieho diagramu je potrebné aby rýchlosť otáčania zdroja bola 1000 krát vyššia ako je rýchlosť otáčania prijímacej antény. Maximum vyžarovacieho diagramu zodpovedá situácií kedy je rovina polarizácie zdroja zároveň i rovinou, ktorá obsahuje hlavnú poloosu polarizačnej elipsy (najlepšia hodnota polarizačného prispôsobenia). Minimum diagramu naopak zodpovedá situácií, kedy je rovina polarizácie zdroja totožná s rovinou vedľajšej poloosy polarizačnej elipsy (najhoršia hodnota polarizačného prispôsobenia). Osový pomer v určitom smere je potom možné určiť z po sebe nasledujúceho maxima a minima v tomto smere.

Osový pomer elipticky polarizovanej antény je možné vyjadriť okrem pomeru hlavnej a vedľajšej poloosy aj pomocou súhlasne a krížovo polarizovanej zložky žiarenia podľa vzťahu 10.11 [22]. V tomto prípade môže byť meranie uskutočnené pri použití kruhovo polarizovaného zdroja s možnosťou generovania oboch zmyslov kruhovej polarizácie s dostatočne kvalitnou čistotou polarizácií. Pri meraní je potom nameraný vyžarovací diagram pre súhlasnú a krížovú polarizáciu, z ktorých je následne dopočítaný osový pomer:

$$AR = \frac{|RHCP| + |LHCP|}{|RHCP| - |LHCP|} = \frac{XPD + 1}{XPD - 1}, \quad (10.11)$$

kde $|RHCP|$ predstavuje úroveň pravotočivo polarizovanej zložky žiarenia, $|LHCP|$ predstavuje úroveň ľavotočivo polarizovanej zložky žiarenia a XPD je krížovo-polarizačná diskriminácia, ktorá je definovaná ako pomer súhlasne a krížovo-polarizovanej zložky žiarenia.

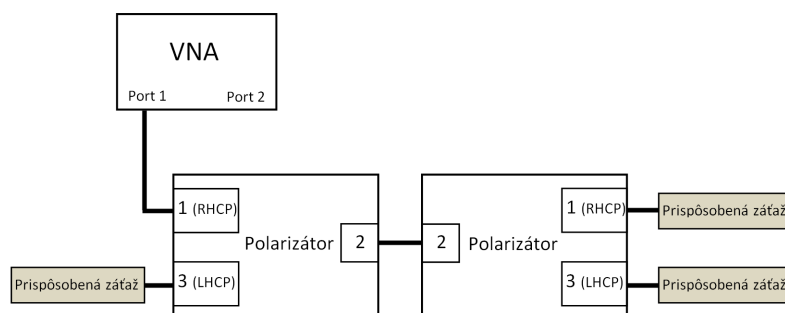
10.6 Meranie činiteľa odrazu na vstupných portoch

U navrhnutého polarizátoru, prípadne u celého ožarovača vzniká potreba merania činiteľa odrazu na oboch vstupných portoch a tiež medziportovej izolácie. Tieto merania je možné uskutočniť pomocou vektorového obvodoového analyzátoru (VNA - Vector Network Analyzer). V ďalšom texte bude popísané meranie samotného polarizátoru, pri meraní polarizátoru s ústím je postup rovnaký. Pri označení portov:

1. vstupný port pre budenie RHCP,
2. výstupný port,
3. vstupný port pre budenie LHCP,

nás zaujímajú moduly nasledujúcich s parametrov: S_{11} , S_{33} , S_{31} , S_{13} . Kvôli symetrii celého zariadenia teoreticky platí: $S_{11} = S_{33}$ a tiež $S_{31} = S_{13}$. Problematika merania septum polarizátoru je stručne popísaná napr v [32].

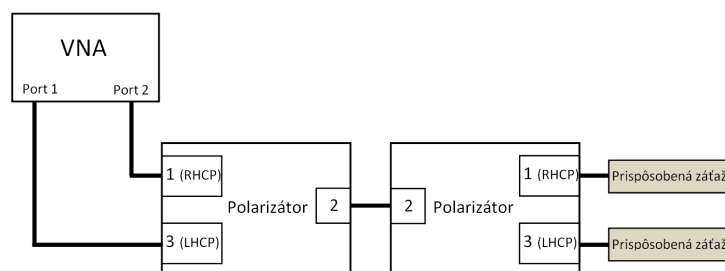
Pri meraní činiteľa odrazu na vstupe je potrebné mať vyrobené dve identické kópie polarizátoru. Oba polarizátory sú spojené svojimi výstupnými portami a obvodoový analyzátor je pripojený vždy k jednému z vstupných portov. Druhý vstupný port, rovnako ako aj vstupné porty druhého polarizátoru sú zakončené prispôsobenými záťažami ($50\ \Omega$) obrázok 11.3.



Obr. 10.3: Pracovisko pre meranie činiteľa odrazu na vstupoch S_{11} , S_{33} .

10.7 Meranie medziportovej izolácie

Medziportová izolácia predstavuje časť výkonu, ktorý je viazaný do neželaného portu. Napríklad pri budení RHCP je vstupný signál privedený na port 1, medziportová izolácia potom vyjadruje pomer výkonu, ktorý je detekovaný na druhom vstupnom porte 3 k vstupnému výkonu na porte 1. Rovnako ako v prípade činiteľa odrazu na vstupe, aj tu je možné využiť dva identické polarizátory spojené svojimi výstupnými portami. Pri meraní pomocou VNA je potom potrebné určiť prenos z portu 1 na port 3 (prípadne naopak) pri prispôbení oboch vstupných portov druhého identického polarizátoru.



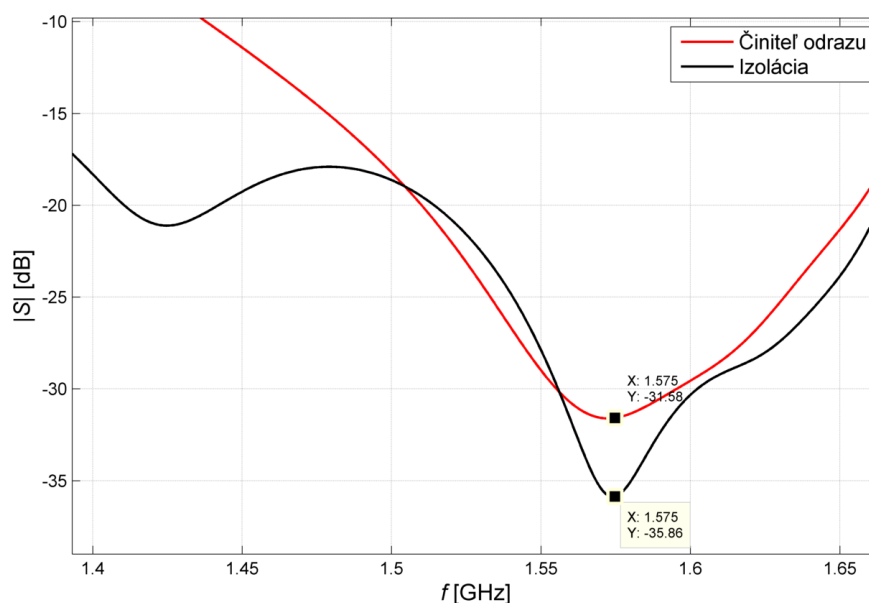
Obr. 10.4: Pracovisko pre meranie medziportovej izolácie S_{31} , S_{13} .

11 OŽAROVAČ S JEDNODUCHÝM ÚSTÍM

Výsledný ožarovač s jednoduchým ústím vznikol spojením polarizátoru navrhnutého v kapitole 5.4 a ústia navrhnutého v kapitole 8. Výpočet bol uskutočnený pri nasledujúcom nastavení siete: Lines per wavelength = 45, Lower mesh limit = 45, Smallest mesh step = 1 mm. Presnosť riešenia bola nastavená na -60 dB. Okrajová podmienka voľného prostredia (Open Boundary Condition) bola nastavená do vzdialenosti 1,5 násobku vlnovej dĺžky (na pracovnom kmitočte 1,57542 GHz) od navrhovaného ožarovača.

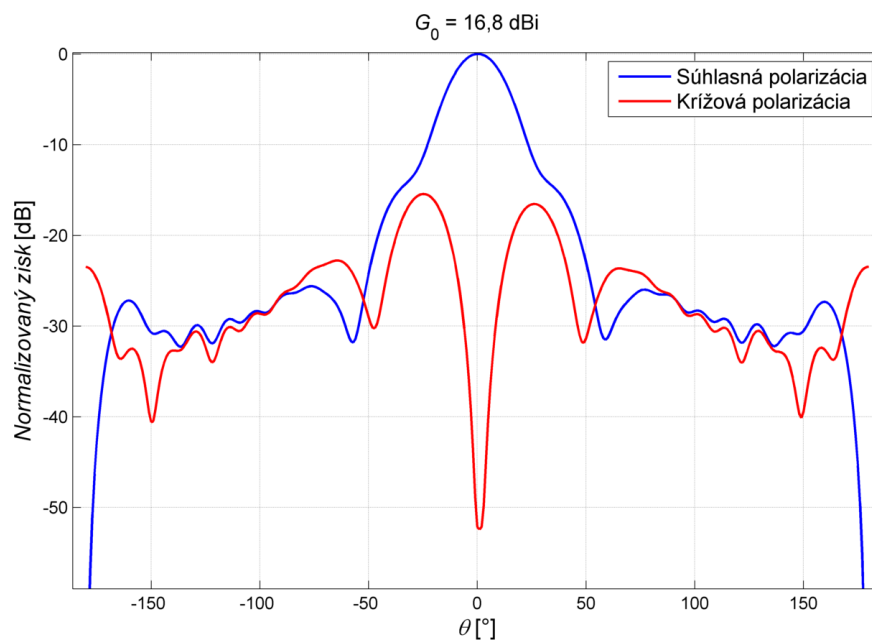
11.1 Výsledky simulácií

Po pripojení ústia k navrhnutému polarizátoru došlo k celkovému zhoršeniu medziportovej izolácie. Bolo preto potrebné ladenie najmä dĺžky štvorcového vlnovodu za polarizátorom a tiež mierna úprava dĺžok prepážok. Výsledné rozmery môžu byť nájdené v prílohe tejto diplomovej práce. Diagram žiarenia bol totožný v oboch principiálnych rovinách $\phi=0^\circ$ i $\phi=90^\circ$. Preto sú uvedené výsledky iba pre rovinu $\phi=90^\circ$. Tabuľka na konci kapitoly 11.1 udáva parametre diagramu žiarenia pre tzv. absolútny zisk, kde nie je rozlíšená polarizácia. Užitočné sú preto grafy na obrázku 11.2, ktoré ukazujú zisk pri rozlíšení polarizácie.

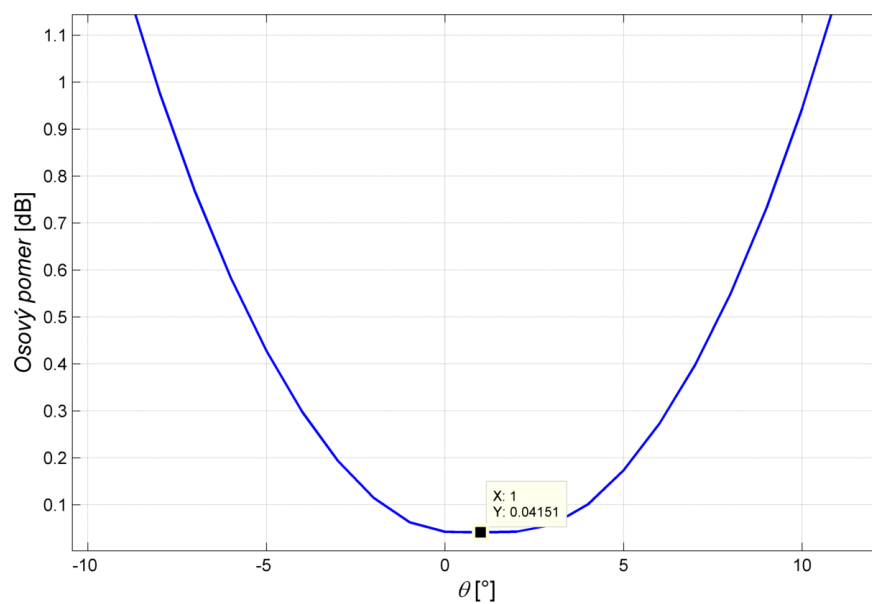


Obr. 11.1: Činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia.

Podľa predpokladu sú vlastnosti polarizátoru rovnaké pre obe budené polarizácie. Vidíme výborný osový pomer 0,04 dB v rámci osi hlavného zväzku a tiež



Obr. 11.2: Vyžarovacie diagramy pre súhlasnú a krížovú zložku polarizácie.



Obr. 11.3: Osový pomer.

dostatočnú frekvenčnú šírku pásma pre osový pomer, činiteľ odrazu na vstupe a izoláciu. Výsledky pre zisk sú rovnaké ako v kapitole 8.

Tab. 11.1: Výsledné parametre simulovaného dvojmodového ožarovača.

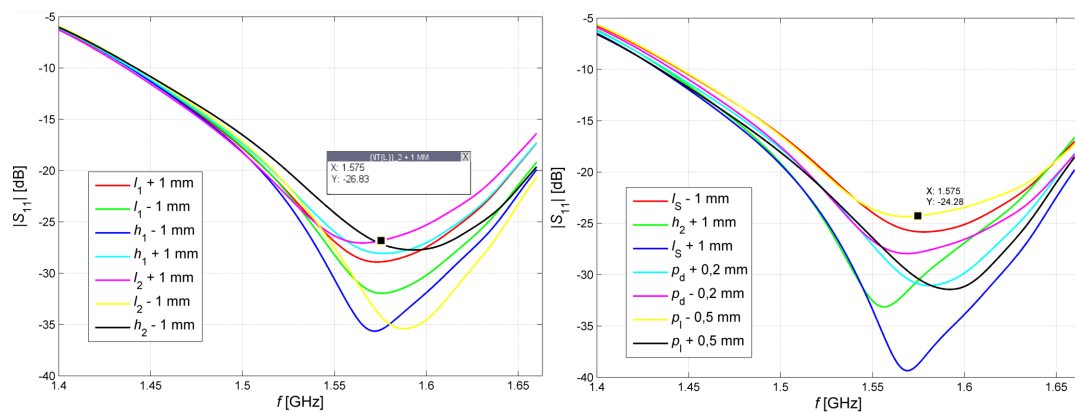
	RHCP	LHCP
Zisk G_0	16,8 dBi	16,8 dBi
Činiteľ odrazu na vstupe $ S_{11} $	-31,6 dB	-31,6 dB
Medziportová izolácia $ S_{31} $	-35,8 dB	-35,8 dB
HPBW ($\phi=90^\circ$)	28,6°	28,6°
HPBW ($\phi=0^\circ$)	28,6°	28,6°
Osový pomer	0,041 dB	0,041 dB
Polarizačná diskriminácia	52,4 dB	52,4 dB
Úroveň postranných lalokov	-13,5 (22,8) dB	-13,5 (22,8) dB
Predo-zadný pomer	23,6 dB	23,6 dB

11.2 Tolerančná analýza

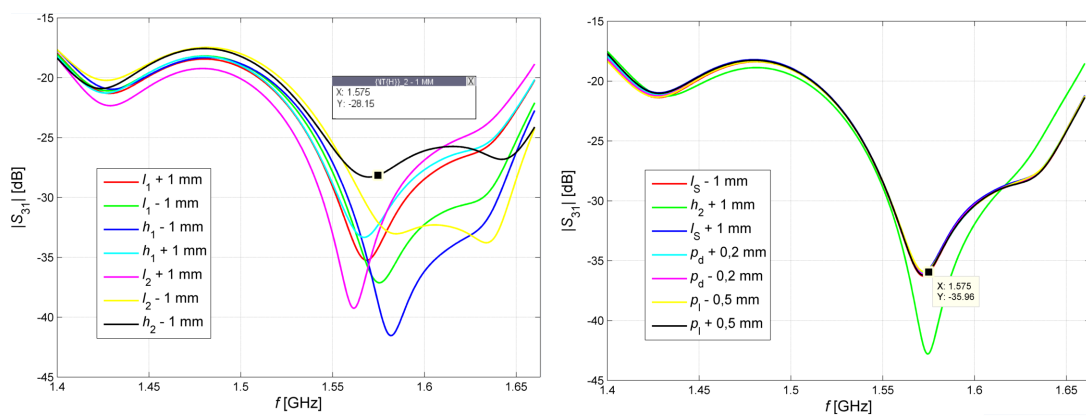
Tolerančná analýza mala za úlohu posudzovať vplyv výrobných tolerancií na výsledné parametre ožarovača. Tolerancia pre rezanie hliníkových plechov, z ktorých bude ožarovač konštruovaný je v rozmedzí $\pm 0,1$ mm. Rovnakú hodnotu nadobúda i maximálna tolerancia pre číslicovo riadené obrábanie, ktorým bude vyrobená prúdová sonda.

Nakoľko sa k týmto toleranciám pridáva i presnosť samotného zvarovania plechov, pri analýze sme predpokladali tolerancie hliníkových častí ± 1 mm a tolerancie sondy $\pm 0,5$ mm, resp. $\pm 0,2$ mm. Keďže nie všetky rozmery sa prejavujú na výsledkoch v rovnakej miere, analýza sa sústreďovala na tie najkritickejšie rozmery. Napr. pri zmene veľkosti apertúry / dĺžky ústia o ± 1 mm bola zmena výsledkov zanedbateľná. Najkritickejšie preto boli: dĺžky a výšky jednotlivých schodov l_1 , l_2 , h_1 , h_2 . Ďalej umiestnenie sondy l_s a jej rozmery - dĺžka p_l a priemer základne p_d . U rozmerov l_1 , l_2 , h_1 , h_2 a l_s sa počítalo s toleranciou ± 1 mm. U dĺžky sondy p_l bola tolerancia 0,5 mm a pri jej priemere p_d 0,2 mm. Výsledky sú súhrnne uvedené v obrázkoch 11.4 až 11.6. Tieto grafy uvádzajú len tie priebehy veličín, ktoré boli toleranciami ovplyvnené. Napr. pri zisku pre súhlasnú polarizáciu sa výrobné tolerancie neprejavili. Vyobrazené sú preto: činiteľ odrazu na vstupe, medziportová izolácia, krížová polarizácia, osový pomer.

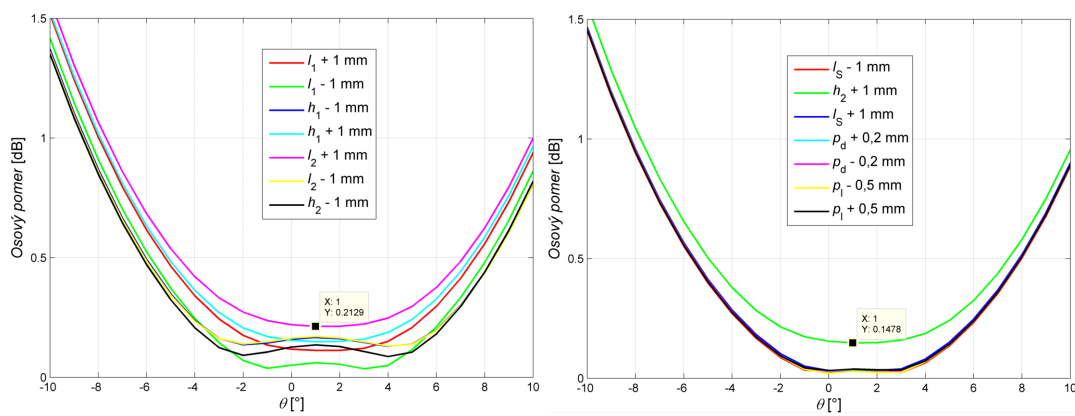
Z grafov tolerančnej analýzy je zrejmé, že zatiaľ čo činiteľ odrazu na vstupe ovplyvňujú tolerancie všetkých analyzovaných parametrov, na medziportovú izoláciu nemajú vplyv tie, ktoré priamo súvisia s napájacou sondou (umiestnenie sondy a jej rozmery).



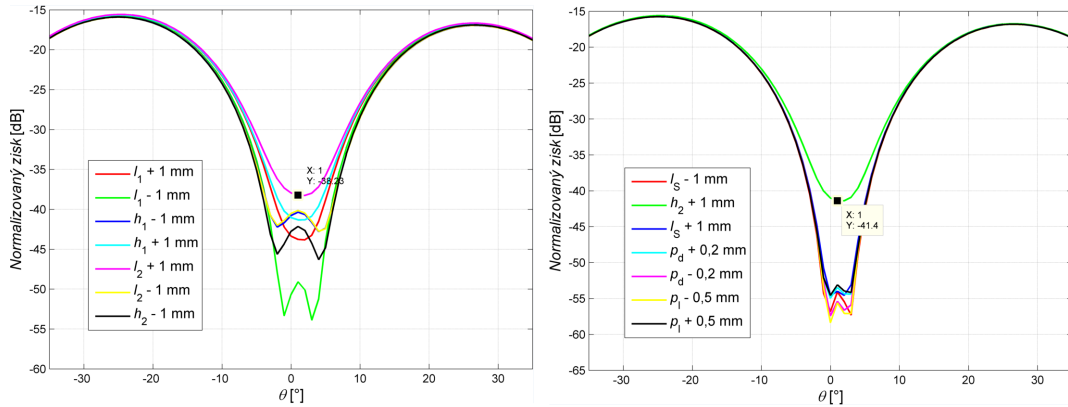
Obr. 11.4: Činiteľ odrazu na vstupe.



Obr. 11.5: Medziportová izolácia.



Obr. 11.6: Osový pomer.



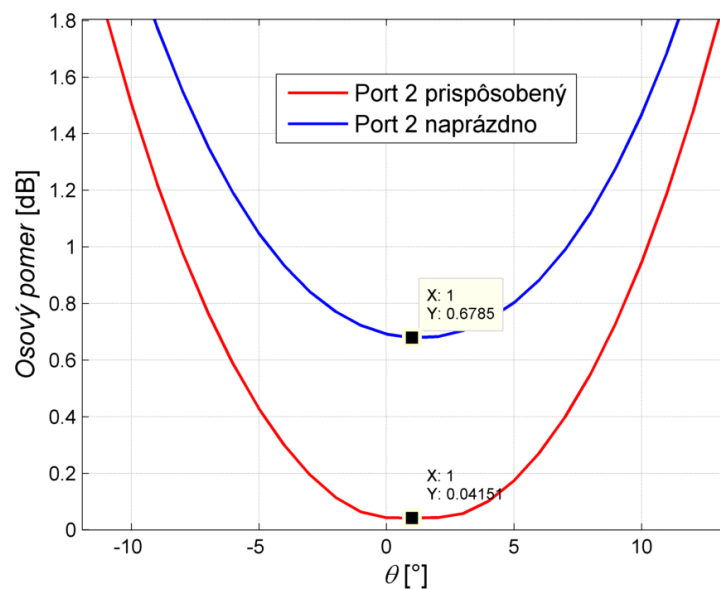
Obr. 11.7: Zisk krížovo polarizovanej zložky žiarenia.

11.3 Analýza zakončenia nevyužitého portu

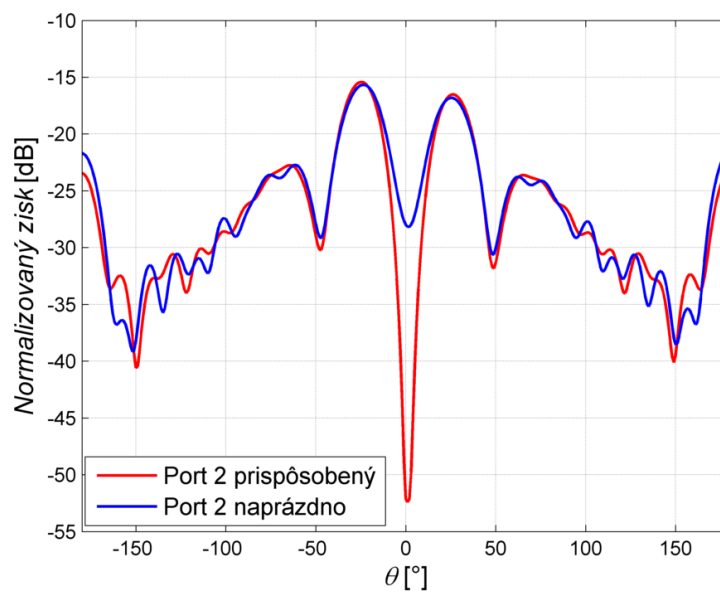
Pri použití ožarovača sa predpokladá s budením vždy len jedného z dvoch vstupných portov¹. Na základe toho je generovaný príslušný zmysel kruhovej polarizácie s vysokou polarizačnou čistotou.

Konečná hodnota izolácie (-35,9 dB) spôsobí, že v prípade ponechania nevyužitého vstupného portu naprázdno, sa bude určitá časť vstupného výkonu viazať na nevyužitý port. Na tomto porte dôjde následne k odrazu vlny a následne je budený opačný zmysel kruhovej polarizácie (krížová polarizácia). Úroveň tejto zložky je priamo daná hodnotou izolácie. Takejto situácií je ale možné, v našom prípade, jednoducho predísť. Nevyužitý vstupný port stačí zakončiť bezodrazovou záťažou. Nasledujúce obrázky 11.8 a 11.9 demonštrujú práve popísanú zákonitosť. V osi zväzku dochádza k zvýšeniu úrovne krížovej polarizácie (obrázok 11.8), následkom čoho je zhoršená hodnota osového pomeru (11.9).

¹V princípe je možné budiť oba porty a generovať tak ľubovoľný zmysel polarizácie.



Obr. 11.8: Krížová polarizácia pre nevyužitý vstupný port naprázdno a zakončený bezodrazovou záťažou.



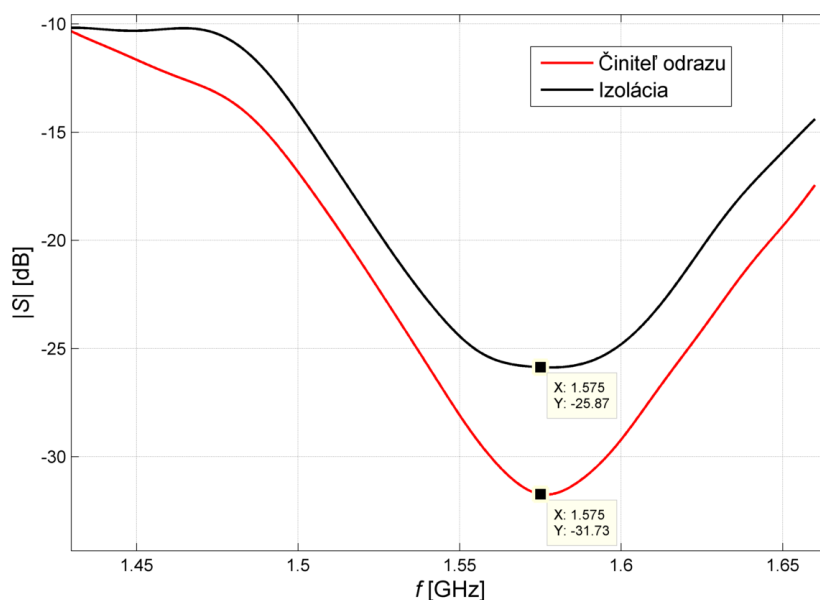
Obr. 11.9: Osový pomer pre nevyužitý vstupný port naprázdno a zakončený bezodrazovou záťažou.

12 OŽAROVAČ S DVOJMÓDOVÝM ÚSTÍM

Výsledný ožarovač s dvojmódovým ústím vznikol spojením polarizátoru navrhnutého v kapitole 5.4 a ústia navrhnutého v kapitole 9. Všetky nastavenia sieťovača a riešiča a tiež výrobné tolerancie sú rovnaké ako v predchádzajúcej kapitole. Polarizátor použitý s oboma ústiami bol totožný.

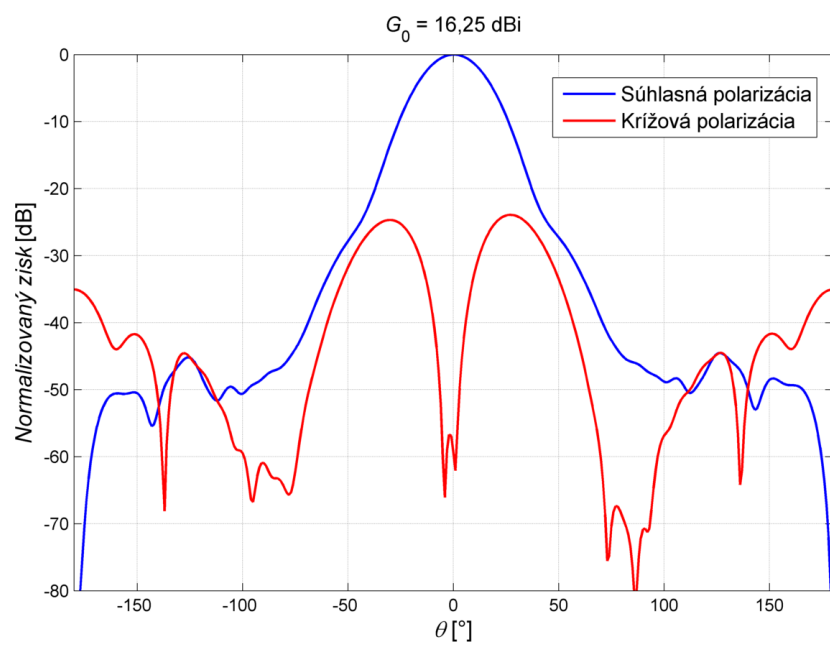
12.1 Výsledky simulácie

Po pripojení ústia k navrhnutému polarizátoru došlo opäť k zhoršeniu medziportovej izolácie. Riešením bola úprava dĺžky štvorcového vlnovodu za polarizátorom. I ostatné rozmery ožarovača boli mierne ladené pre dosiahnutie optimálnych charakteristík. Výsledné rozmery môžu byť nájdené v prílohe tejto diplomovej práce.

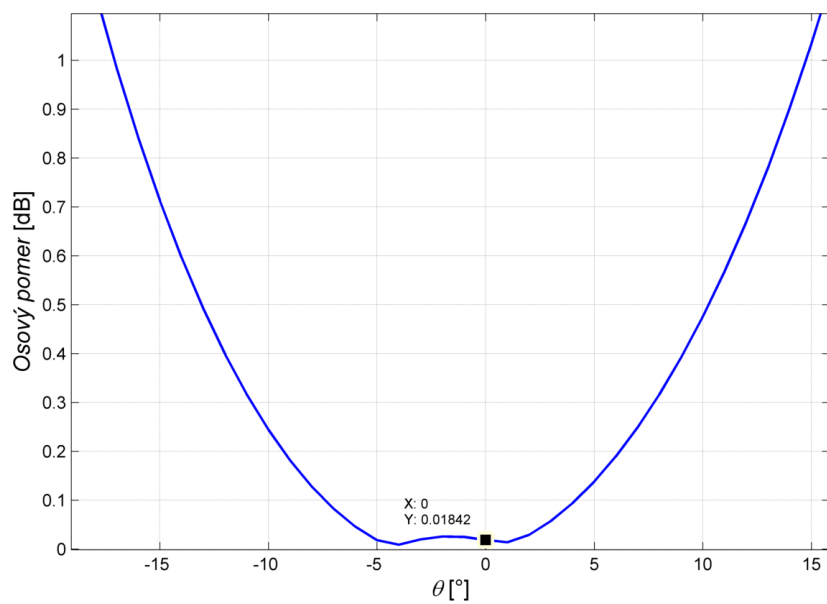


Obr. 12.1: Činiteľ odrazu na vstupe a medziportová izolácia.

Z vyžarovacích diagramov 12.2 - 12.3 je zrejmé výborné potlačenie postranných lalokov a tiež zlepšená polarizačná diskriminácia. Naopak medziportová izolácia dosahovala mierne horšie hodnoty ako tomu bolo v prípade jednoduchého ústia. Pri finálnom ladení rozmerov bol dôraz kladený na vyžarovacie diagramy a činiteľ odrazu na vstupe. V prípade, že by izolácia vykazovala nedostatočné hodnoty (viac ako -15 dB) bolo by možné túto situáciu riešiť bezodrazovým zakončením nevyužitého vstupného portu.



Obr. 12.2: Vyžarovacie diagramy pre súhlasnú a krížovú zložku polarizácie.



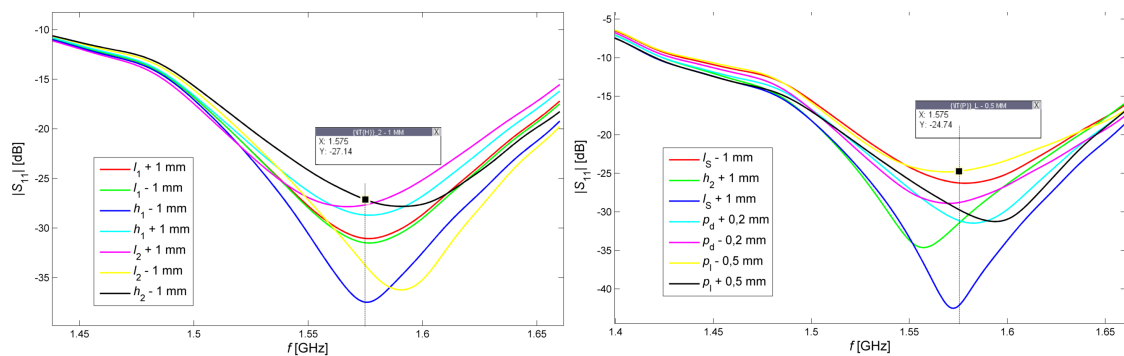
Obr. 12.3: Osový pomer.

Tab. 12.1: Výsledné parametre simulovaného dvojmodového ožarovača.

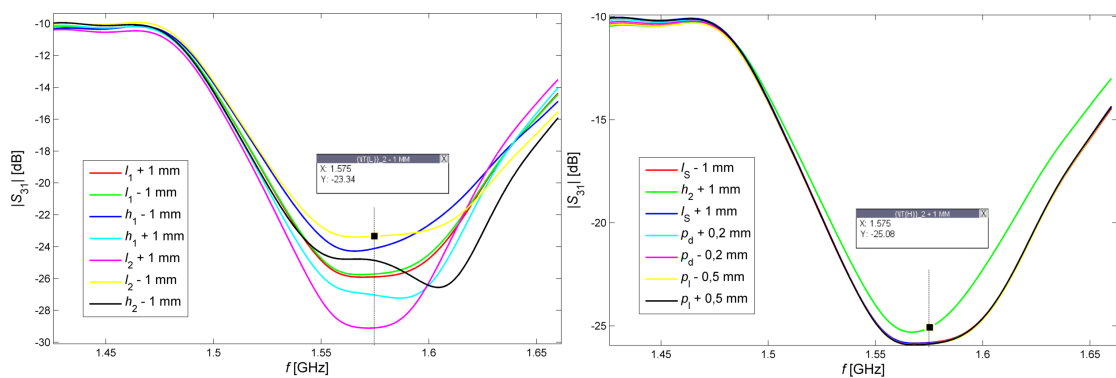
	RHCP	LHCP
Zisk G_0	16,25 dBi	16,25 dBi
Činiteľ odrazu na vstupe $ S_{11} $	-31,8 dB	-31,8 dB
Medziportová izolácia $ S_{31} $	-25,9 dB	-25,9 dB
HPBW ($\phi=90^\circ$)	28,6°	28,6°
HPBW ($\phi=0^\circ$)	28,6°	28,6°
Osový pomer	0,018 dB	0,018 dB
Polarizačná diskriminácia	59,5 dB	59,5 dB
Úroveň postranných lalokov	-35,2 dB	-35,2 dB
Predo-zadný pomer	35,2 dB	35,2 dB

12.2 Tolerančná analýza

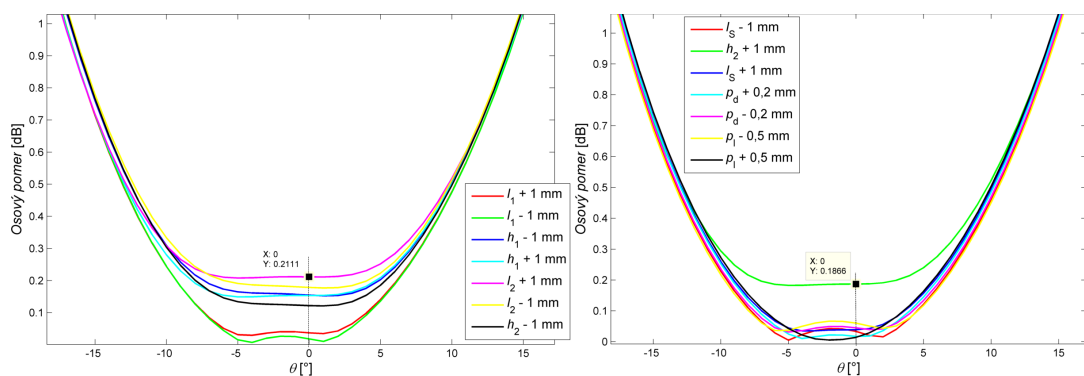
Tolerančná analýza prebiehala totožne ako v minulej kapitole. Výsledky sú na obrázkoch 12.4 až 12.7.



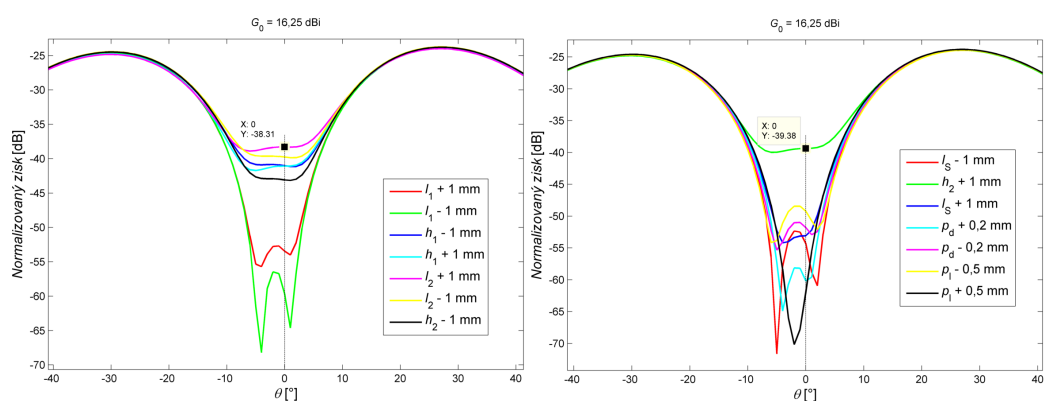
Obr. 12.4: Činiteľ odrazu na vstupe.



Obr. 12.5: Medziportová izolácia.



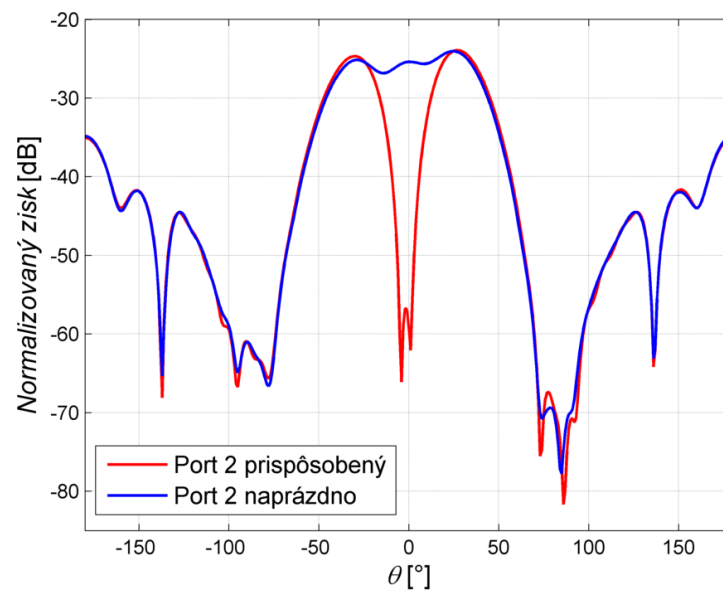
Obr. 12.6: Osový pomer.



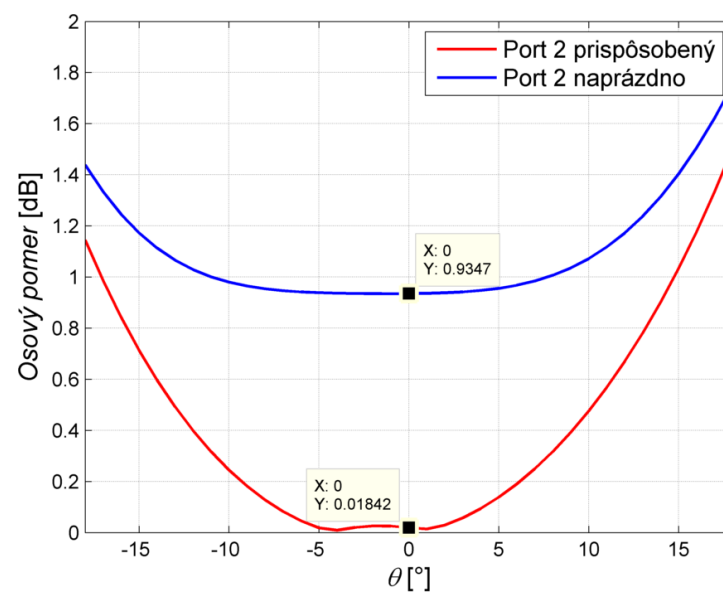
Obr. 12.7: Zisk krížovo polarizovanej zložky žiarenia.

12.3 Analýza zakončenia nevyužitého portu

Z výslednej hodnoty medziportovej izolácie (-25,9 dB) môžeme usúdiť, že v porovnaní s jednoduchým ožarovačom, budú polarizačné vlastnosti dvojvidového ožarovaču zhoršené. Je to spôsobené tým, že pri impedančnom neprispôbení nevyužitého portu, dochádza k odrazu signálu s väčšou úrovňou. Túto skutočnosť demonštrujú obrázky 12.8 a 12.9



Obr. 12.8: Krížová polarizácia pre nevyužitý vstupný port naprázdno a zakončený bezodrazovou záťažou.



Obr. 12.9: Osový pomer pre nevyužitý vstupný port naprázdno a zakončený bezodrazovou záťažou

13 VÝROBA

Pre výrobu boli vyexportované 3D modely navrhnutých ožarovačov vo formáte SAT. Výsledné riešenie pozostávalo z polarizátoru s prepážkou napájého N konektorom a dvoch ústí - jednoduchého a dvojvidového, tak aby polarizátor mohol byť pripojený k ľubovoľnému ústiu pomocou prírub. Výsledné rozmery oboch ožarovačov sú uvedené v prílohe, pričom hrúbka všetkých Al plechov, vrátane hrúbky prepážky činila 3 mm.

Aby bolo možné meranie činiteľa odrazu a izolácie tak, ako to bolo popísané v podkapitolách 10.6 a 10.7, bolo potrebné vyrobiť dva kusy polarizátoru. Rovnako boli k výrobe zadane dva kusy oboch ústí, pre potreby merania zisku metódou dvoch identických antén (podkapitola 10.2).

14 ZÁVER

Úlohou predloženej diplomovej práce bol návrh vlnovodového ožarovača, schopného generovať pravo- i ľavo-točivý zmysel kruhovej polarizácie (RHCP, LHCP) pre účely merania kruhovo polarizovaných antén v pravoúhlej bezodrazovej komore. Základnou požiadavkou bol výborný osový pomer navrhnutého ožarovača.

Stručne bola popísaná motivácia práce a ozrejmeneá potreba generovania oboch zmyslov kruhovo polarizovaných vĺn. Zo systémových parametrov GPS vyplynuli požiadavky na pracovný kmitočet (1,57542 GHz) a minimálnu šírku pásma (0,13 %). Zo znalostí rozmerov bezodrazovej komory a útlmových vlastností absorbérov, bolo možné približne určiť požadovaný zisk antény (16 - 17 dBi).

Nasledoval popis, analýza a výber vhodného vlnovodu. Pre návrh septum polarizátora boli zvolené obe možnosti: štvorcový i kruhový vlnovod. Taktiež bol popísaný základný prvok spomínaného polarizátoru a to vlnovod s prepážkou.

Ďalšia časť práce sa zaoberala históriou, analýzou a návrhom septum polarizátoru. Navrhnutá bola jednoduchá metóda pre získanie počiatočného riešenia vhodného k optimalizácii. Bola založená na analýze fázových pomerov na úsekoch vlnovodu s prepážkou a na diskontinuitách. Ukázalo sa, že vplyvom komplexného generovania vidu rovnobežného s prepážkou, bol fázový rozdiel navrhutej a simulovanej hodnoty približne 4 %. Tento postup však nebral do úvahy zásadné parametre polarizátoru: prispôsobenie na vstupe a medziportovú izoláciu.

V súčasnosti nie sú dostupné žiadne návrhové vzťahy, prípadne metódy pre návrh septum polarizátoru. Návrh preto v drvivej väčšine prípadov prebieha modifikáciou rozmerov už existujúcich polarizátorov, napr. [19], [27], ktoré boli získané buď metódou pokus - omyl [19], respektíve hrubou silou, tzn. pomocou globálnych optimalizačných metód bolo získané riešenie spĺňajúce vhodne zostavenú kritériálnu funkciu [27]. Pre tento typ riešenia sa ako najlepší javí postup, kde je štruktúra optimalizovaná Mode-matching metódami (napr. program Mician Microwave Wizard) a až optimálne riešenie je simulované, prípadne doladené v 3D full-wave simulátore (napr. CST MWS). Metódami riešenia polarizátoru s prepážkou založenými na Mode-matching technique (MMT) sa zaoberajú napr. [19],[20],[24],[25],[27]. Návrh polarizátoru pomocou kombinácie MMT a full-wave simulácií je uvedený napr. v článku [33].

Kvôli výrobným možnostiam bola pre ďalší návrh zvolená varianta ožarovaču v štvorcovom vlnovode. Napájanie ožarovaču bolo navrhnuté ako prúdová sonda, pričom pre zlepšenie prispôsobenia bola sonda tvarovaná. Nasledoval návrh jednoduchého štvorcového lievického ústia. Takáto anténa síce spĺňala všetky požiadavky kladené zadaním, avšak pre bezodrazové komory sú výhodné ožarovače s minimálnou úrovňou žiarenia vo všetkých smeroch okrem hlavného laloku. Z tohto dôvodu

bolo navrhnuté druhé ústie, využívajúce prítomnosť vyššieho vidu v apertúre, ktoré pri zachovaní polarizačnej čistoty v hlavnom zväzku umožňovalo výrazné potlačenie postranných lalokov.

Kompletné modely oboch ožarovačov boli simulované s vysokou presnosťou a jemnou sieťou (60 mil. buniek). Všetky parametre výsledných ožarovačov s výraznou rezervou spĺňali všetky požiadavky na ne kladené. Rovnako bol analyzovný i vplyv výrobných tolerancií na výsledné parametre ožarovača.

Výsledné riešenie ožarovačov pozostáva z jedného polarizátoru, ku ktorému môže byť pripojené jedno z navrhnutých ústí. Pre možnosti merania boli do výroby zadané dva kusy každého navrhnutého komponentu (2x polarizátor, 2x jednoduchý lievnik, 2x dvojvidový lievnik).

I napriek dostatočnej časovej rezerve sa kvôli nepredvídateľným okolnostiam v spoločnosti ERA a.s. Pardubice ožarovače vyrobiť a zmerať doposiaľ nepodarilo.

LITERATURA

- [1] MISRA, P. *Global positioning system: signals, measurements and performance*. Ganga-Jamuna Press. 2001.
- [2] EL-RABBANY, A. *Introduction to GPS: The Global Positioning Sysem, 2/E*. Artech House. 2006.
- [3] *Cuming Microwave C-RAM SFC pyramidal RF absorbers Datasheet*, dostupné z URL: <<http://cumingmicrowave.com/pdf/390-Anechoic%20Chamber%20Mat%271s/390-1%20C-RAM%20SFC.pdf>>.
- [4] DEWITT P.,T., BURNSIDE B., T. Electromagnetic Scattering by Pyramidal and Wedge Absorber. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, July 1988, Volume: 36, Issue: 7, p 971-984.
- [5] NOVÁČEK, Z. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení*. Přednášky. Skriptum FEKT VUT v Brně, 2006.
- [6] EVANS, G., E. *Antenna measurement techniques*. Artech House, 1990.
- [7] TYSL, V., RUŽIČKA, V. *Teoretické základy mikrovlnné techniky*. SNTL, Praha 1989
- [8] MARCUVITZ, N. *Waveguide handbook*. The Institution of Engineering and Technology. 1986.
- [9] CHENG, D.,K. *Fundamentals of engineering electromagnetics*. Addison -Wesley Publishing Company, Inc. 1993.
- [10] DICKE, C.,G., PURCELL, R., H., MONTGOMERY, E., M. *Principles of microwave circuits*. Boston Technical Publishers. 1964.
- [11] POZAR, D., M. *Microwaves engineering, 3/E*. Wiley. 2004.
- [12] LIAO, S.,Y. *Microwave devices and circuits, 3/E*. Prentice Hall. 1996.
- [13] BALANIS, C.,A. *Advanced engineering electromagnetics*. Wiley. May 1989.
- [14] HANUS, S.- SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Vysoké učení technické v Brně. Brno 2000. 208 s.
- [15] HALSZAJN, J. *Ridge waveguides and passive microwave components*. The Institution of Electrical Engineers. 2001.

- [16] COHN, S.,B. *Properties of ridge wave guides*. Proceedings of the IRE, august 1947, Volume: 35 , Issue: 8 , p 783 - 788.
- [17] HOPFER, S. The design of ridge waveguides.*IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, October 1955 Volume: 3 , Issue: 5, p 20 - 29.
- [18] RAGAN, G., L. *Microwave transmission circuits*. McGraw Hill. 1948.
- [19] CHEN, H., M. TSANDOULAS, N.G. A wide-band square-waveguide array polarizer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1973, Volume: 21 , Issue: 3, s. 389 - 391.
- [20] ALBERTSEN, N., CH., SKOV-MADSEN, P. A compact septum polarizer.*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, August 1983, Volume: 31 , Issue: 8,p 654 - 660.
- [21] SCHRANK, H. The Septum Polarizer. *Antenna Designer's Notebook*
- [22] SCHRANK, H. Polarization measurements using the septum polarizer. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1982. Volume: 20. p 227 - 230.
- [23] KASAL, M. *Smerové a družicové spoje*, Prednášky k predmetu
- [24] EGE, T., McANDREW, P. Anayzsis of Stepped Septum Polarisers. *Electronics letters*,1985. Volume: 21, Issue: 24.
- [25] ESTEBAN, J., REBOLLAR, J., M. Field theory CAD of septum OMT-polarizers. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, july 1992, Volume: 4, p 2146 - 2149.
- [26] BEHE, R.,BRACHAT, P. Compact Duplexer-Polarizer with Semicircular Waveguide. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1991, volume 39 issue 8, p 1222- 1224.
- [27] BORNEMANN, J, LABAY, V. Ridge waveguide polarizer with finite and stepped-thickness septum. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, august 1995, Volume: 43, Issue: 8, p. 1782-1787
- [28] BORNEMANN, J., AMARI, S. Septum polarizer design for antenna feeds produced by casting. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, july 1997, Volume: 2, p. 1422 - 1425.

- [29] CRESCI, L., CIAPPI, L. *C-band septum polarizer design*. Arcetri Technical Report, Firenze 2002, dostupné z URL: <http://www.arcetri.astro.it/pubblicazioni/Reports/02/testi/6GHz_Septum_polarizer.pdf>.
- [30] FRANCO, M., J. A High-Performance Dual-Mode Feed Horn for Parabolic Reflectors with a Stepped-Septum Polarizer in a Circular Waveguide. *IEEE Antennas and Propagation Magazine-[Antenna Designer's Notebook]*, June 2011, Volume: 53 , Issue: 3 p 142 - 146.
- [31] GALVAN, J., COLANTONITO, D., Low back radiation compact antenna for data downlink in LEO satellites. *Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, november 2009, p 816-820.
- [32] ZHONG, W., X-band compact septum polarizer design. *IEEE International Conference on Microwave Technology and Computational Electromagnetics*, 2011 , p 167-170.
- [33] HAZDRA, P., GALUSCAK, R., MAZANEK, M., Optimization of the septum polarizer feed for 1.296 GHz EME station. *Proc. 'EuCAP 2006', Nice, France*, November 2006.
- [34] MASTERMAN, P., H., *The numerical solution of waveguide discontinuity problem*. PhD Thesis, Leeds, September 1969.
- [35] *CST Optimizer Overview*, Application note, dostupné z URL: <https://www.cst.com/Content/Support/UserNotes/documents/AN_Optimizer_Overview.pdf>.
- [36] *Understanding time domain meshing in CST Microwave Studio*. White paper, dostupné z URL: <https://www.cst.com/Content/Support/UserNotes/documents/White_Paper_Meshing%20in%20TD.pdf>.
- [37] BALANIS, C., A. *Antenna theory, analysis and design, 3/E*. Wiley-Interscience, 2005.
- [38] VOLAKIS, J., L. *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill, 2007.
- [39] KRAUS, J., D. *Antennas, 2/E*.
- [40] STUTZMAN, W., L., THIELE, G., A. *Antenna theory and design, 2/E*. Wiley 1997.
- [41] SILVER, S., *Microwave antenna theory and design*. The Institution of Engineering and Technology, 1984.

- [42] *Introduction to transmission lines and waveguides*. Internetová učebnica, dostupné z URL: <<http://electronicstechnician.tpub.com/14092/index.htm>>.
- [43] *Huber+Suhner N connector* Datasheet, dostupné z URL: <<http://www.hubersuhner.com/Products/1603028>>.
- [44] GRANET, CH., GRAEME, L.,J. Design of Corrugated Horns: A Primer *IEEE Antennas and Propagation Magazine-[Antenna Designer's Notebook]*, April 2005, Volume: 47 , Issue: 2 p 76-84.
- [45] POTTER, P., D. A new horn antenna with suppressed sidelobes and equal beamwidth. *Microwave Journal*, June 1963, Volume: 6, Issue: 8, p. 71-78
- [46] BALANIS, C., A. *Modern antenna handbook* John Wiley and Sons, Inc., 2008.
- [47] MILLIGAN, T., A. *Modern antenna design, 3/E*. Wiley-Interscience, 2005.
- [48] Xing-Hui Yin, Sheng-Cai Shi. A Simple Design Method of Multimode Horns. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, January 2005, Volume: 53, Issue: 1, p 455-459.
- [49] *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*, IEEE Std 149-1979.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

GPS Globálny navigačný systém

BW Šírka pásma

RHCP Pravotočivá kruhová polarizácia

LHCP Lavotočivá kruhová polarizácia

$FSPL$ Útlm šírením vo voľnom priestore

$\mathbf{E}$ Intenzita elektrického poľa

$\mathbf{H}$ Intenzita magnetického poľa

Z_0 Charakteristická impedancia

Y_0 Charakteristická admitancia

X Reaktancia

B Susceptancia

AR Osový pomer

XPD Polarizačná diskriminácia

FBR Predno-zadný pomer

SLL Úroveň postranných lalokov

G Zisk antény

D Smerovosť antény

ϕ_{3dB} Šírka zväzku pre pokles o 3 dB

e_A Účinnosť apertúry

A_{eff} Efektívna apertúra

A_{fyz} Fyzická apertúra

λ Vlnová dĺžka

λ_v Vlnová dĺžka vo vlnovode

k Vlnové číslo

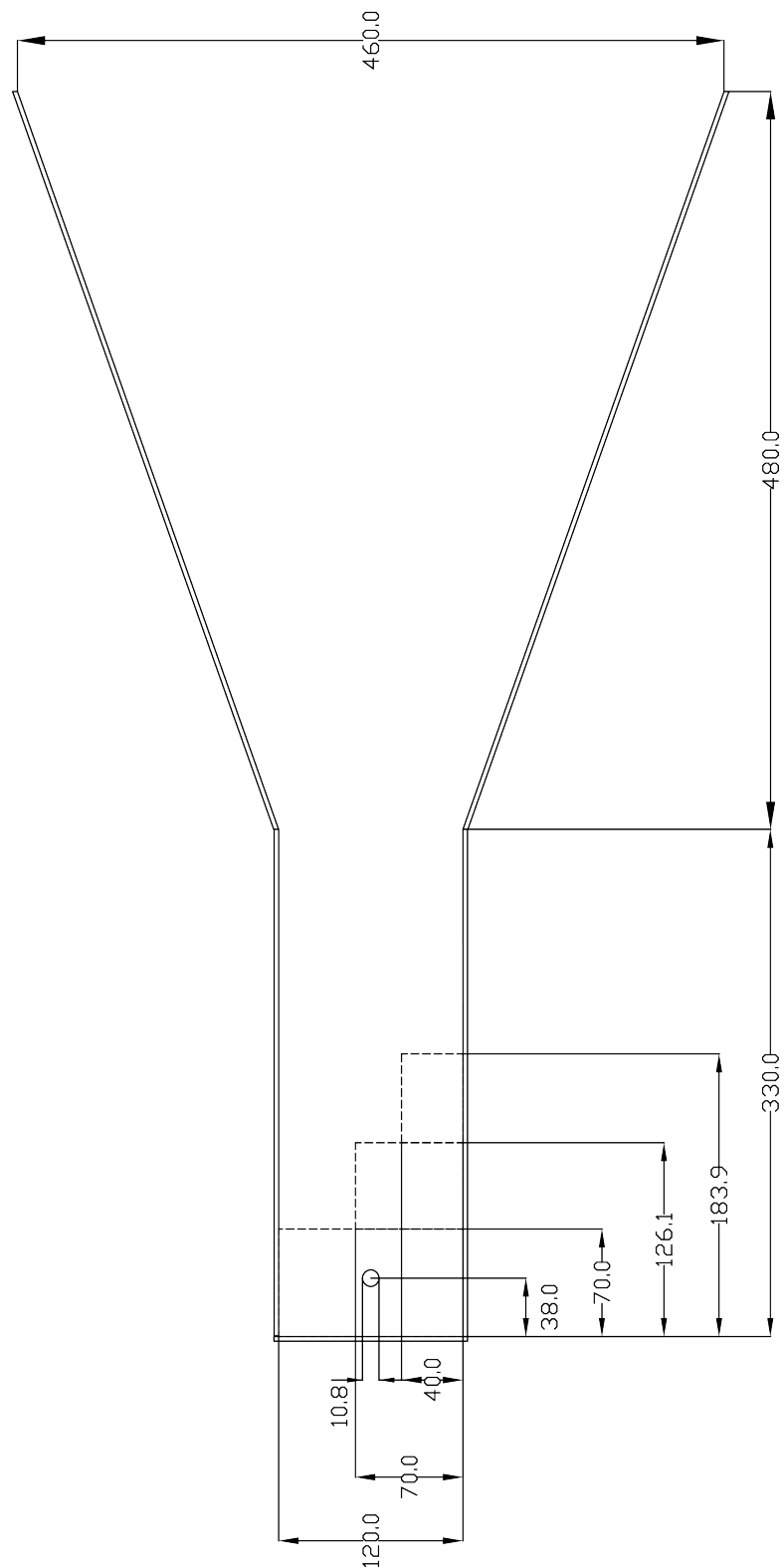
Γ	Konštana prierezu
f_m	Medzná frekvencia
λ_m	Medzná vlnová dĺžka
$v_s k$	Skupinová rýchlosť
v_f	Fázová rýchlosť
α	Merná fáza
ϵ	Permitivita
μ	Permeabilita
ω	Kruhová frekvencia
f	Frekvencia
S_{11}	Činiteľ odrazu na prvom porte
S_{22}	Činiteľ odrazu na druhom porte
S_{31}	Medziportová izolácia
S_{21}	Prenos
ϕ	Fáza
$\perp$	Označenie kolmého vidu
$\parallel$	Označenie rovnobežného vidu
a	Dĺžka strany štvorcového vlnovodu
h_1	Výška prvého schodu
h_2	Výška druhého schodu
l_1	Dĺžka prvého schodu
l_2	Výška druhého schodu
w	Hrúbka plechov
l_s	Umiestnenie sondy od konca vlnovodu
p_l	Dĺžka sondy

p_d	Priemer sondy
l_o	Dĺžka štvorcového vlnovodu za polarizátorom
L	Dĺžka ústia
a_p	Veľkosť apertúry

SEZNAM PŘÍLOH

A Rozmery ožarovaču s jednoduchým ústím	120
B Rozmery ožarovaču s dvojvidovým ústím	121

A ROZMERY OŽAROVAČU S JEDNODUCHÝM ÚSTÍM



B ROZMERY OŽAROVAČU S DVOJVIDOVÝM ÚSTÍM

