

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÍZKOPROFILOVÁ SMĚROVÁ ANTÉNA

LOW-PROFILE DIRECTIONAL ANTENNA

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Dan Žúrek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jaroslav Láčák, Ph.D.

BRNO 2016



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**
Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Dan Žůrek

ID: 147011

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Nízkoprofilová směrová anténa

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem činnosti nízkoprofilových směrových antén pro pásma centimetrových a milimetrových vln. Po dohodě s vedoucím práce vyberte a navrhnete nízkoprofilovou směrovou anténu a tu modelujte ve vhodném programu s cílem dosažení požadovaných vlastností zadaných vedoucím práce.

Navrženou anténu realizujte a proměřte. Diskutujte dosažené výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z., Antény a šíření rádiových vln. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005.

[2] PROCHÁZKA, M. Antény - encyklopedická příručka, Praha: BEN - technická literatura, 2001.

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 19.5.2016

Vedoucí práce: doc. Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

Konzultant diplomové práce:

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

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato diplomová práce se zabývá studiem nízkoprofilových směrových antén s následným návrhem a optimalizací parabolické reflektorové antény v pásmu centimetrových a milimetrových vln. První část práce se zaměřuje na rozbor jednotlivých druhů směrových antén, především parabolického reflektoru a také na technologii SIW, prostřednictvím které je výsledná anténa realizována. Další část práce je zaměřená na konkrétní návrh parabolické antény integrované do substrátu v pásmu ISM 60 GHz, její simulaci a optimalizaci za pomoci programu CST Microwave Studio. Finální část práce se věnuje dosaženým výsledkům.

KLÍČOVÁ SLOVA

vlnovod integrovaný do substrátu, nízkoprofilová anténa, parabolická anténa, parabolický reflektor

ABSTRACT

This diploma thesis deals with a study of low-profile directional antennas, followed by design and optimization of parabolic reflector antenna in centimeter and millimeter band. The first part of this work is focused on the analysis of several kinds of directional antennas, mainly on parabolic reflector and on SIW technology, which will be used for final antenna realization. The next part of this project is about the particular concept of the substrate integrated parabolic antenna for 60 GHz ISM band, its simulation and optimization in the CST Microwave Studio software. The final part of this thesis is devoted to the results achieved.

KEYWORDS

substrate integrated waveguide, low-profile antenna, parabolic antenna, parabolic reflector

ŽÚREK, D. *Nízkoprofilová směrová anténa*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 74 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D..

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizováný v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

PROHLÁŠENÍ

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

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

V Brně dne2016

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc, velmi cenné rady a v neposlední řadě také věnovaný čas při zpracování této diplomové práce.

V Brně dne2016

.....

(podpis autora)

Obsah

Obsah	v
Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	xi
Úvod	1
1 Teoretický rozbor projektu	2
1.1 Antény s postupnou vlnou	2
1.1.1 Šroubovicová anténa	2
1.1.2 Yagi-Uda anténa.....	3
1.2 Mikropáskové flíčkové antény	3
1.3 Trychtýřové antény	4
1.4 Reflektorové antény	5
1.4.1 Anténa s rovinným reflektorem.....	5
1.4.2 Úhlová reflektorová anténa	5
1.4.3 Parabolická reflektorová anténa.....	6
1.5 Srovnání směrových antén	7
1.6 Technologie SIW	8
1.6.1 Návrhové vztahy	9
1.6.2 Ztráty v SIW.....	10
1.6.3 Šíření vlny v SIW.....	10
1.7 Koncept nízkoprofilové antény na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu	11
2 Návrh parabolické antény na bázi SIW	12
2.1 Výběr a vlastnosti substrátu	12
2.2 Návrh ozařovače	12
2.2.1 Výpočet rozměrů napájecího vlnovodu	13
2.2.2 Návrh trychtýře.....	14
2.3 Návrh parabolického reflektoru.....	15
2.3.1 Popis paraboly	15
2.3.2 Výběr poměru f/d	16

2.3.3	Výpočet ohniskové vzdálenosti.....	17
2.4	Modelování antény.....	17
2.4.1	Prvotní simulace antény	18
2.4.2	Vliv ohniskové vzdálenosti na vyzařovací vlastnosti antény.....	19
2.4.3	Určení polohy fázového středu trychtýře	20
2.5	Dodatečné způsoby zlepšení vyzařovacích vlastností.....	21
2.5.1	Návrh dielektrické zátěže.....	21
2.5.2	Návrh přídavných paralelních plátek	23
2.5.3	Shrnutí výsledků optimalizačních kroků	27
2.6	Návrh napájecího přechodu	27
2.6.1	Propočet ekvivalentního kovového vlnovodu na vlnovod SIW.....	28
2.6.2	Simulace štěrbinového napájecího přechodu.....	28
2.6.3	Potlačení úniku energie v napájecím přechodu.....	31
2.7	Úprava anténního konceptu	31
2.8	Metody zlepšení impedančního přizpůsobení.....	34
2.9	Nahrazení ideálních stěn prokovy a spojení vyzařovací a napájecí vrstvy antény	36
2.10	Návrh přechodu WR-15 na SIW	39
2.11	Finální návrhové parametry antény.....	41
2.12	Finální rozměry prototypu antény	42
3	Výslední charakteristiky antény	44
	Závěr	54
	Literatura	56
	Seznam zkratk	57
	Seznam příloh	58
A	Výsledky simulací	59
A.1	Vyzařovací charakteristika pro eliptickou zátěž v rovině E (f = 60,5 GHz)	59
A.2	Vyzařovací charakteristika pro eliptickou zátěž v rovině H (f = 60,5 GHz)	59
B	Přechod WR-15 na SIW	60
C	Fotodokumentace	61

C.1	Vyzařovací vrstva antény	61
C.2	Napájecí vrstva antény	61
C.3	Vyzařovací vrstva antény s přechodem WR-15 na SIW	62
C.4	Napájecí vrstva antény s přechodem WR-15 na SIW	62
C.5	Výškový profil antény	63
C.6	Řez přechodu WR-15 na SIW	63

Seznam obrázků

Obrázek 1: Šroubovicová anténa a její vyzařovací diagram v osové módu [1].....	2
Obrázek 2: Yagi-Uda anténa	3
Obrázek 3: Mikropásková flíčková anténa [1]	3
Obrázek 4: Druhy trychtýřových antén [1]	4
Obrázek 5: Anténa s rovinným reflektorem	5
Obrázek 6: Pravoúhlá reflektorová anténa.....	5
Obrázek 7: a) Předně buzená anténa b) Cassegrainova anténa	6
Obrázek 8: a) Gregoriánská anténa b) Off-setová anténa	7
Obrázek 9: Struktura SIW	8
Obrázek 10: Řez vlnovodem a) klasickým b) vyplněným dielektrikem c) SIW	9
Obrázek 11: Distribuce elektrického pole vidů TE_{10} a TE_{01}	10
Obrázek 12: Náskres navrhované antény	11
Obrázek 13: Graf závislosti S_{21} napájecího vlnovodu na frekvenci	13
Obrázek 14: Popis trychtýřového ozařovače (pohled shora).....	14
Obrázek 15: Popis paraboly	15
Obrázek 16: Sférický souřadnicový systém	17
Obrázek 17: Nadhled základní simulované struktury	18
Obrázek 18: Graf závislosti vyzařování antény v rovině H na šířce substrátu W_s ($f = 60,5$ GHz)	19
Obrázek 19: Graf závislosti činitele odrazu S_{11} na šířce substrátu W_s	19
Obrázek 20: Vyzařování antény v rovině H v závislosti na ohniskové vzdálenosti f ($f = 60,5$ GHz)	20
Obrázek 21: Fázové poměry na apertuře parabolické antény ($f = 60,5$ GHz)	20
Obrázek 22: Náskres dielektrické zátěže a) obdélníkové b) eliptické	21
Obrázek 23: Vyzařování v rovině E pro obdélníkovou zátěž ($f = 60,5$ GHz)	22
Obrázek 24: Vyzařování v rovině H pro obdélníkovou zátěž ($f = 60,5$ GHz).....	22
Obrázek 25: Srovnání hodnoty činitele odrazu S_{11}	23
Obrázek 26: Umístění přídatných paralelních plátků.....	23

Obrázek 27: Vliv parametru $l_{plátek}$ na poměr F/D při $s_{plátek} = 0,2$ mm.....	24
Obrázek 28: Vliv délky plátku $l_{plátek}$ na parametr S_{11} při mezeře $s_{plátek} = 0,2$ mm	25
Obrázek 29: Vliv mezery $s_{plátek}$ na parametr S_{11} při délce plátku $l_{plátek} = 0,9$ mm	25
Obrázek 30: Vyzařování v rovině E pro jednotlivé optimalizační kroky ($f = 60,5$ GHz) ..	26
Obrázek 31: Vyzařování v rovině H pro jednotlivé optimalizační kroky ($f = 60,5$ GHz)..	26
Obrázek 32: Změna ekvivalentního kovového vlnovodu na SIW.....	28
Obrázek 33: Štěrbinový napájecí přechod mezi vlnovody.....	29
Obrázek 34: Graf závislosti S_{11} napájecího přechodu na frekvenci	29
Obrázek 35: Graf závislosti S_{21} napájecího přechodu na frekvenci	30
Obrázek 36: Ukázka rozložení elektrického pole v přechodu při kmitočtu 60,5 GHz	31
Obrázek 37: Vliv délky vlnovodu $l_{vlnovod}$ na parametr S_{11} u prvotního konceptu antény	32
Obrázek 38: Úprava anténního konceptu.....	32
Obrázek 39: Graf závislosti parametru S_{11} upraveného konceptu antény	33
Obrázek 40: Vyzařování v rovině E upraveného konceptu antény ($f = 60,5$ GHz)	33
Obrázek 41: Vyzařování v rovině H upraveného konceptu antény ($f = 60,5$ GHz).....	33
Obrázek 42: Rozložení fáze na apertuře upraveného konceptu antény ($f = 60,5$ GHz).	34
Obrázek 43: Závislost vstupního činitele odrazu na rozevření trychtýře.....	34
Obrázek 44: Struktury pro eliminaci zpětného odrazu: a) hrotová b) břitová.....	35
Obrázek 45: Závislost vstupního činitele odrazu na typu dělicí struktury	35
Obrázek 46: Vyzařování v rovině H pro jednotlivé dělicí struktury ($f = 60,5$ GHz).....	36
Obrázek 47: Hodnota fáze na apertuře pro jednotlivé dělicí struktury ($f = 60,5$ GHz) ..	36
Obrázek 48: Pohled shora na a) vyzařovací b) napájecí anténní strukturu	37
Obrázek 49: Závislost vstupního činitele odrazu finálního návrhu antény	37
Obrázek 50: Vyzařování v rovině H finálního návrhu antény ($f = 60,5$ GHz).....	38
Obrázek 51: Vyzařování v rovině E finálního návrhu antény ($f = 60,5$ GHz)	38
Obrázek 52: Závislost předozadního poměru F/B na sledovaném kmitočtu	39
Obrázek 53: S parametry přechodky z WR-15 na SIW	39
Obrázek 54: Vnitřní rozměry přechodky z WR-15 na SIW	40
Obrázek 55: Průběh činitele odrazu při použití přechodky z WR-15 na SIW	40
Obrázek 56: Finální rozměry vyzařovací vrstvy.....	42
Obrázek 57: Finální rozměry napájecí vrstvy.....	42
Obrázek 58: Finální rozměry ozařovače	43

Obrázek 59: Chyba v přechodu WR-15 na SIW.....	44
Obrázek 60: Celkový model pro závěrečné simulace	45
Obrázek 61: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 55 GHz)	45
Obrázek 62: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 56 GHz)	45
Obrázek 63: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 57 GHz)	46
Obrázek 64 : Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 58 GHz)	46
Obrázek 65: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 59 GHz)	46
Obrázek 66: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 60,5 GHz)	47
Obrázek 67: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 61 GHz)	47
Obrázek 68: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 62 GHz)	47
Obrázek 69: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 63 GHz)	48
Obrázek 70: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 64 GHz)	48
Obrázek 71: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 65 GHz)	48
Obrázek 72: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 55 GHz).....	49
Obrázek 73: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 56 GHz).....	49
Obrázek 74: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 57 GHz).....	49
Obrázek 75: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 58 GHz).....	50
Obrázek 76: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 59 GHz).....	50
Obrázek 77: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 60,5 GHz).....	50
Obrázek 78: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 61 GHz).....	51
Obrázek 79: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 62 GHz).....	51
Obrázek 80: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 63 GHz).....	51
Obrázek 81: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 64 GHz).....	52
Obrázek 82: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 65 GHz).....	52
Obrázek 83: Rozložení fáze na apertuře celkového modelu antény (f = 60,5 GHz).....	52
Obrázek 84: Závislost reálného zisku G antény na kmitočtu	53

Seznam tabulek

Tabulka 1: Srovnání směrových antén.....	7
Tabulka 2: Kritické parametry substrátu CuClad 217 pro kmitočty 60 GHz [2]	12
Tabulka 3: Shrnutí výsledků optimalizačních kroků.....	27
Tabulka 4: Optimalizační kroky při návrhu napájecího přechodu mezi vlnovody	30
Tabulka 5: Finální návrhové parametry antény (bez použití přechodu WR-15 na SIW)	41
Tabulka 6: Finální simulované parametry celkového modelu antény	53

Úvod

Cílem této diplomové práce je prostudovat principy činnosti nízkoprofilových směrových antén, s možností jejich realizace, pro pásma centimetrových a milimetrových vln. Práce se v první části částečně zabývá problematikou různých druhů směrových antén, zejména parabolické reflektorové antény. Tento typ byl zvolen pro finální návrh antény, hlavně kvůli výborným směrovým vlastnostem a schopností vyzařovat rovinou vlnu, což je nesporná výhoda.

Aby byla tato anténa nízkoprofilová, bude realizována pomocí technologie SIW, tedy na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu, který je z obou stran pokoven a svlé stěny vlnovodu jsou tvořeny řadou prokůvů. Za pomoci těchto prokůvů lze vytvářet vlnovody, filtry, anténní a mnohé jiné vysokofrekvenční struktury, což dovoluje nízkonákladovou, rychlou a vysoce reprodukovatelnou výrobu. Výškový profil těchto struktur je potom shodný s výškou substrátu, takže lze tyto struktury miniaturizovat a efektivně implementovat, například do různých typů povrchů. Tato neocenitelná výhoda obecně odpovídá dnešním trendům miniaturizace v elektronice.

Další část práce je věnovaná konkrétnímu návrhu a optimalizaci zvolené anténní koncepce, za pomoci simulací v programovém prostředí CST Microwave Studio. Jako pracovní pásmo pro výslednou anténu bylo zvoleno bez licenční ISM pásmo 60 GHz. Tato anténa byla ve finální fázi práce realizována spolu s napájecími periferiemi.

Výsledky této práce lze uplatnit pro jakýkoliv pracovní kmitočet v pásmu centimetrových a milimetrových vln, kde by se navržené antény odlišovali pouze výslednými rozměry v závislosti na vlnové délce. Výsledná nízkoprofilová směrová anténa může najít uplatnění například při rádiovém spojení bod-bod nebo při různých radiolokačních systémech.

1 Teoretický rozbor projektu

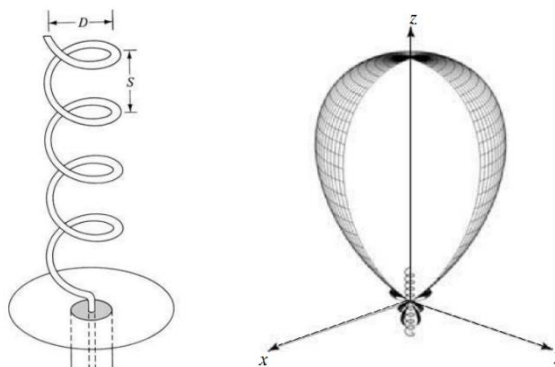
Pod názvem směrové antény se rozumí antény, které dosahují maximum směrovosti pouze v jednom směru záření, což kvantifikuje parametr směrovost. Důvodem zvyšování směrovosti antén je zlepšení vysílacích, respektive přijímacích vlastností, zvýšením zisku v požadovaném směru a také snížením nebo eliminací rušení přicházejícího z jiných směrů záření.

1.1 Antény s postupnou vlnou

Antény s postupnou vlnou jsou speciálním druhem směrových antén. Tyto antény k vyzařování využívají šíření postupné uniformní vlny určitým směrem podél vodivé struktury, která vytváří vlnovodový kanál. Díky správnému ukončení antény, proudové rozložení podél takovéto antény nevytváří stojaté vlnění, a proto se tyto antény nazývají také nerezonanční. Díky tomuto jevu mají antény také větší šířku pásma.

1.1.1 Šroubovicová anténa

Jedna ze základních koncepcí antén s postupnou vlnou je šroubovicová anténa, která je konstrukčně řešená jako nejčastěji koaxiálně napájená vodič ve tvaru spirály se zemnicí deskou, sloužící jako reflektor. Jako směrová anténa se hlavně využívá v osovém módu s maximem vyzařování v ose šroubovice. Tento mód vzniká, když je poloměr závitů D a rozstup mezi nimi S roven vlnové délce.

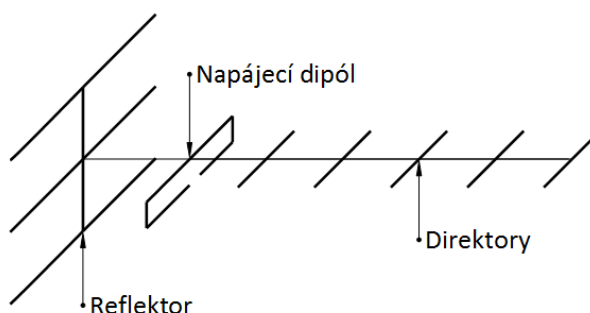


Obrázek 1: Šroubovicová anténa a její vyzařovací diagram v osovém módu [1]

Vyzařovací charakteristiky lze tvarovat geometrií šroubovice, počtem závitů a tvarem zemnicí plochy. Anténa se vyznačuje dobrou šířkou pracovního pásma a vyzařuje kruhově polarizovanou vlnu. Díky těmto vlastnostem se využívá při družicových směrových spojkách a telemetrii [1].

1.1.2 Yagi-Uda anténa

Další praktickou anténou s postupnou vlnou je Yagi-Uda anténa. Konstrukčně se skládá z pole lineárních dipólových prvků, z nichž jeden je aktivně buzen. Jako aktivní prvek se nejčastěji používá skládaný dipól a ostatní dipólové prvky slouží buď jako reflektory, nebo jako direktory, ve kterých se indukuje proud vzájemnou vazbou. Direktory, které jsou pro dosažení optimální směrovosti kratší od napájecího dipólu, zde slouží k usměrnění vyzařované vlny podél osy antény [1].

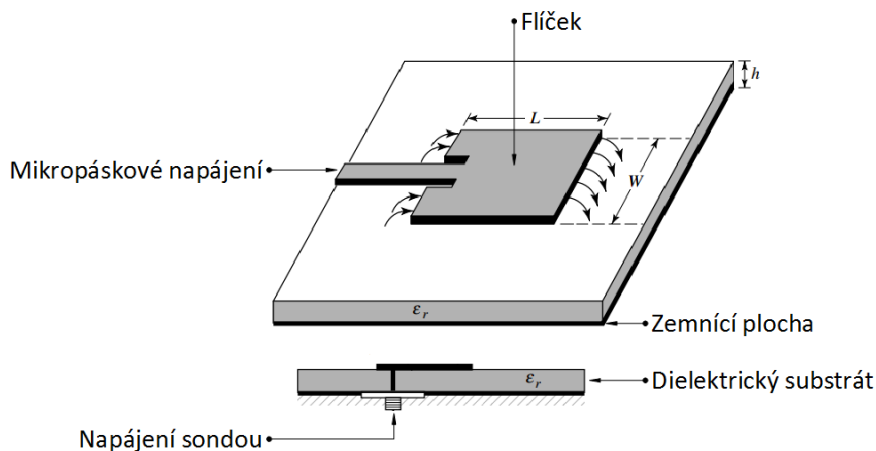


Obrázek 2: Yagi-Uda anténa

Směrové vlastnosti antény se nastavují vhodnou volbou délky prvků, jejich rozestupy a počtem direktorů. Yagi-Uda anténa má široké využití u VHF a UHF do 3 GHz, hlavně díky její jednoduché, levné a lehké konstrukci. Anténa vyzařuje lineárně polarizovanou vlnu.

1.2 Mikropáskové flíčkové antény

V současné době populární, pro kmitočty nad 100 MHz, mikropáskové flíčkové antény nachází široké uplatnění zejména pro svoji jednoduchou a levnou výrobu a nízký výškový profil. Tato planární anténa je vyráběna standartní PCB technologií, kde horní strana PCB obsahuje motiv vyzařujícího flíčku a spodní strana slouží jako zemní plocha.

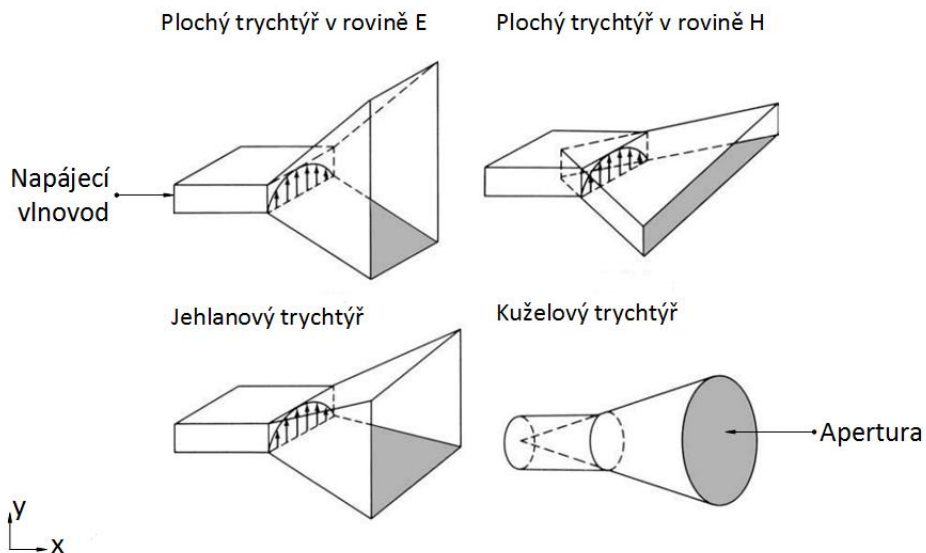


Obrázek 3: Mikropásková flíčková anténa [1]

V závislosti na požadované vyzářovací charakteristice a polarizaci je flíček tvořen různými tvary, nejčastěji jako kruhový nebo obdélníkový. Existuje mnoho způsobu jak mikropáskový flíček budít. Na obrázku 3 jsou vyobrazeny dva nejčastěji používané způsoby, a to buzení mikropáskovým vedením a koaxiální sondou. Napájení koaxiální sondou eliminuje parazitní vyzářování mikropásku, což je velká výhoda. Mikropáskové antény jsou velmi vhodné pro integraci do různých povrchů, avšak dosahují malé účinnosti, nízkou výkonovou zatížitelnost a mají úzkou šířku pracovního pásma. Pro zlepšení vyzářovacích charakteristiky se flíčkové antény často zapojují do anténních řad.

1.3 Trychtýřové antény

Trychtýřové antény jsou nejjednodušší skupinou plošných antén. Tyto antény vzniknou rozšířením vlnovodu, kterým jsou buzeny. Vzniká tak trychtýř, ve kterém transformuje vlna z vlnovodu na vlnu ve volném prostoru. Díky pozvolnému rozšíření anténního ústí mají tyto antény malý činitel odrazu, zásluhou postupné transformace impedance vlny.



Obrázek 4: Druhy trychtýřových antén [1]

Na obrázku 4 jsou zobrazeny základní druhy trychtýřových antén. V závislosti na velikosti a tvaru apertury, lze u trychtýřových antén dosahovat vysokých zisků a dobré směrovosti s požadovanou polarizací. Vlastnosti antény dominantně závisí na vidu, kterým je z napájecího vlnovodu buzena.

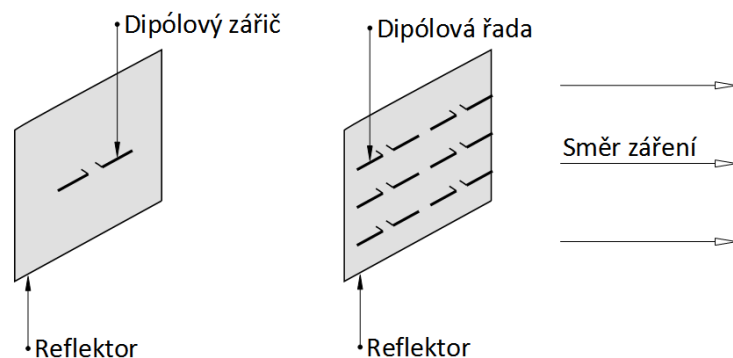
V současnosti jsou trychtýřové antény často vyráběny SIW technologií, což rozšiřuje jejich využitelnost pro další aplikace. Tyto antény se také používají k ozařování parabolických antén a také jako standartní měřicí antény s přesně definovaným ziskem. Plochá trychtýřová anténa v rovině H je použita jako ozařovač finálního konceptu parabolické SIW antény. Její podrobnější popis je uveden v kapitole 2.2.2.

1.4 Reflektorové antény

Reflektorové antény jsou v dnešní době nejčastějším druhem směrových antén. U tohoto druhu antén je vyzářovací charakteristika tvarována odrazem elektromagnetické vlny od reflektoru požadovaného tvaru. V závislosti na kmitočtu jsou reflektory celokovové nebo síťové.

1.4.1 Anténa s rovinným reflektorem

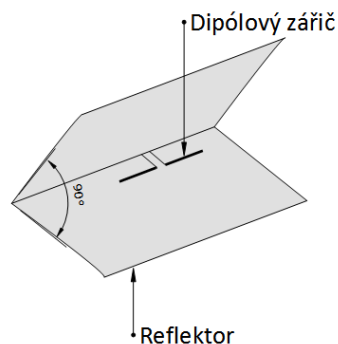
Nejjednodušší formou reflektorové antény je anténa s rovinným reflektorem, který usměrňuje vyzářenou energii požadovaným směrem. Jako zdroj záření se používá nesměrový zářič, jehož polohou vůči reflektoru lze měnit vyzářovací charakteristiky. Pro zlepšení vlastností lze anténu budít polem dipólů, které jsou napájeni soufázově.



Obrázek 5: Anténa s rovinným reflektorem

1.4.2 Úhlová reflektorová anténa

Spojením dvou rovinných reflektorů pod určitým úhlem dostáváme uhlový reflektor, který dramaticky zlepšuje směrovost antény oproti samotnému rovinnému reflektoru. Ve většině případech svírají mezi sebou rovinné reflektory pravý úhel, avšak v závislosti na konkrétních aplikacích se používají i jiné svírací úhly.



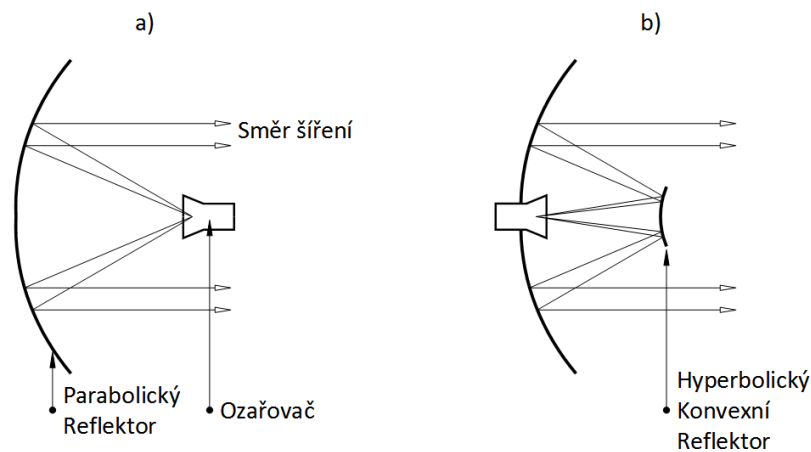
Obrázek 6: Pravoúhlá reflektorová anténa

Díky své jednoduché konstrukci nachází uhlová reflektorová anténa mnoho uplatnění, například jako pasivní retranslační anténa u radarových systému, kde odražený signál směřuje přesně stejným směrem jako signál dopadající na anténu. Tato výhoda platí pouze u pravouhlého reflektoru. Pro buzení tohoto typu antény se skoro vždy používá dipól nebo pole dipólů, jejichž polohou vůči vertexu reflektoru lze tvarovat vyzářovací charakteristiky [1].

1.4.3 Parabolická reflektorová anténa

Má parabolicky tvarovaný reflektor a je dnes nejpoužívanější anténou v pásmu centimetrových a milimetrových vln. S vhodně navrženým ozařovačem, parabolické antény dosahují velmi vysokých zisků a mají nejlepší směrové vlastnosti, proporcionálně ke své velikosti.

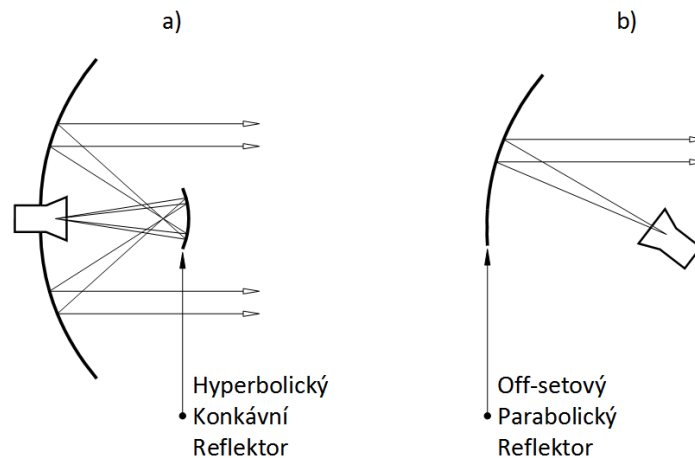
Jako ozařovače pro parabolické antény se hlavně používají trychtýřové, směrové antény. Podle požadované polarizace buď obdélníkové, nebo kuželové. Tento ozařovač je potom umístěn v ohnisku paraboly odkud vyzáruje sférickou kulovou vlnu směrem k reflektoru. Tak jako v optice, parabola transformuje tuto vlnu na rovinou, což je jedna z hlavních výhod antény. V praxi se dnes využívají čtyři druhy parabolických antén znázorněné na obrázku 7 a 8.



Obrázek 7: a) Předně buzená anténa b) Cassegrainova anténa

Nejjednodušší a nejvíce používaná je předně buzená parabolická anténa. Její velikou nevýhodou je, že ozařovač stíní aperturu a stojí tak v cestě signálu. Tento jev se projevuje zvýšením úrovně postranních laloků a také celkově snižuje efektivitu využití apertury.

Nevýhody předně buzené antény odstraňuje Cassegrainova a její podobná Gregoriánská anténa. Zde je parabolický reflektor ozařován nepřímo za pomoci sekundárního reflektoru. Nevýhodou těchto antén je komplikovanější návrh a nutnost použít větší plochu antény k dosažení stejného zisku jako u předně buzené antény.



Obrázek 8: a) Gregoriánská anténa b) Off-setová anténa

Pro menší reflektory, kde by stínění ozařovače způsobovalo nezanedbatelné snížení zisku, se používá offsetový způsob ozařování. U této antény je zářič vyosen mimo střed paraboly a výstupní rovinná vlna tedy není vůbec ovlivňována konstrukcí antény. Na rozdíl od úhlového nebo rovinného reflektoru, kde odražená a přímá vlna konstruktivně interferují, je nutné parabolu vždy ozařovat směrovou anténou. Zářič totiž musí svoji energii soustřeďovat pouze na plochu paraboly, jinak by přímá vlna z ozařovače deformovala výstupní svazek. Podrobnější, principiální a matematický popis parabolické antény je uveden v kapitole 2.3.1 při návrhu zkoumané antény.

1.5 Srovnání směrových antén

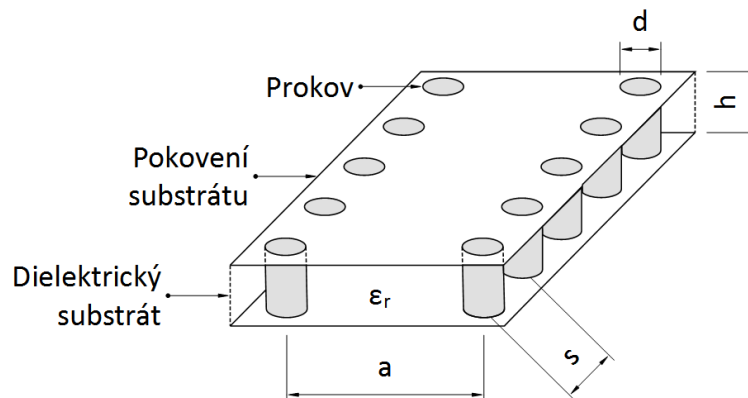
Tabulka 1: Srovnání směrových antén

Anténa	Směrov.	Šířka pásma	Polarizace	Výhody	Nevýhody
Šroubovicová	Dobrá	Široká	Kruhová	Snadný návrh	Snadné rozladění
Yagi-Uda	Dobrá	Menší	Lineární	Směrovost	Složitý návrh
Flíčková	Nízká	Velmi úzká	Dle provedení	Nízký profil, levná	Malá účinnost, zatížitelnost
Trychtýřová	Dobrá	Široká	Dle provedení	Šířka pásma, vysoký zisk	Složitější výroba
S rovinným reflektorem	Nízká	Menší	Lineární	Jednoduchost	Malá směrovost
Uhlová refl.	Dobrá	Menší	Lineární	Jednoduchost	Širší svazek
Parabolická	Nejlepší	Menší	Dle ozařovače	Rovinná vlna, vysoký zisk, úzký svazek	Složitost

1.6 Technologie SIW

Technologie vlnovodu integrovaného do substrátu neboli SIW (z *anglického Substrate Integrated Waveguide*), je jedna z nejvíce se rozvíjeních technologií pro výrobu elektromagnetických struktur v současnosti. Tato technologie umožňuje, aby kompletní struktura byla vytvořena v planární formě standardní PCB technologií, podobně jako mikropáskové vedení, které se ale se zvyšujícím kmitočtem stává neefektivní a také způsobuje parazitní vyzařování svým povrchem. Vlnovod integrovaný do substrátu má vlastnosti téměř totožné s běžným obdélníkovým vlnovodem, ponechává si jeho výhody jako vysoký činitel jakosti a na rozdíl od něj umožňuje vysokou míru integrace.

Jeho horní a dolní stěny jsou tvořeny pokovením dielektrického substrátu, který je definován s relativní permitivitou ϵ_r a výškou h . Jeho boční stěny jsou potom tvořeny sérií prokovů. Jako prokov lze chápat díru skrz substrát, která má pokovený povrch. Takto vzniká vodivé spojení mezi horní a dolní metalizací substrátu a vlnovod integrovaný do substrátu se tedy chová jako klasický vlnovod vyplněný dielektrikem. Nevýhoda vlnovodu integrovaného do substrátu oproti klasickému vlnovodu je vnitřní výplň dielektrikem, které má určité ztráty v závislosti na jeho typu.

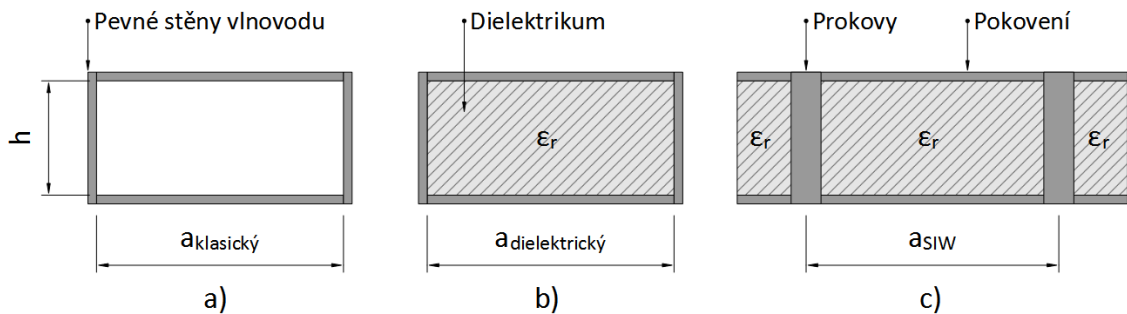


Obrázek 9: Struktura SIW

Výsledná SIW struktura definována parametry a , což je šířka vlnovodu, d označující průměr a s označující rozestupy mezi jednotlivými prokvy. Rozestupy mezi prokvy musí být navrženy tak, aby mezi nimi neunikala energie vybuzeného vidu. Na rozdíl od standardních kovových vlnovodů, se v SIW vlnovodu mohou šířit pouze vidy TE, protože boční stěny vlnovodu nejsou celistvá struktura. Toto znemožňuje šíření TM vidů, protože by takto vybuzené vidy unikaly do okolí.

SIW technologie poskytuje efektivní a levné řešení elektromagnetických struktur v oblasti centimetrových a milimetrových vln, vhodné pro sériovou výrobu. Snižuje velikost a hmotnost součástek a dovoluje vysoký stupeň integrace všech aktivních i pasivních prvků na jeden substrát. Odpadá zde tedy nutnost vybavovat struktury různými přechody, což výrazně snižuje ztráty.

1.6.1 Návrhové vztahy



Obrázek 10: Řez vlnovodem a) klasickým b) vyplněným dielektrikem c) SIW

Při návrhu vlnovodu integrovaného do substrátu je možné vycházet z návrhu klasického obdélníkového vlnovodu. Kritický kmitočet f_k udávající nejnižší kmitočet vlny, která se může vlnovodem šířit je pro klasický, vzduchem vyplněný vlnovod a dominantní vid TE_{10} roven hodnotě [2]

$$f_k^{TE_{10}} = \frac{c}{2a_{\text{klasický}}} \quad (1.1)$$

Z rovnice 1.1 vyplývá, že pro dominantní vid TE_{10} jsou kmitočtové vlastnosti vlnovodu nezávislé na jeho výšce. Ta pouze ovlivňuje jeho ztráty za předpokladu, že je výška vlnovodu menší než jeho šířka. Z rovnice 1.1 lze odvodit vztah pro šířku vlnovodu

$$a_{\text{klasický}} = \frac{c}{2f_k^{TE_{10}}} \quad (1.2)$$

Pokud je ale vlnovod vyplněný dielektrikem. Bude jeho potřebná šířka menší [2].

$$a_{\text{dielektrický}} = \frac{a_{\text{klasický}}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.3)$$

Následně šířka vlnovodu integrovaného do substrátu vychází ze šířky vlnovodu vyplněného dielektrikem a lze ji zapsat jako [3]

$$a_{\text{SIW}} = a_{\text{dielektrický}} + \frac{d^2}{0,95p} \quad (1.4)$$

Potřebná šířka SIW vlnovodu je tedy závislá na průměru a rozestupu použitých prokůvů. Konkrétní výpočty pro přepočítání obdélníkového vlnovodu na SIW lze nalézt v kapitole 2.6.1, která se problematice věnuje.

1.6.2 Ztráty v SIW

Ve SIW strukturách existují tři základní ztrátové mechanismy a to

1. Ztráty vodivosti – způsobené ohmickou složkou vodivých stěn a prokůvů
2. Ztráty dielektrické – způsobené ztrátovým činitelem $\tan\delta$ použitého dielektrika
3. Ztráty vyzařováním – způsobené únikem energie mezi prokůvy

První dva ztrátové mechanismy jde minimalizovat výběrem vhodného dielektrického materiálu a tloušťky pokovení. Pro minimalizaci ztrát vyzařováním je nutné dodržet dvě následující podmínky pro volbu průměru a rozestupu prokůvů [3]

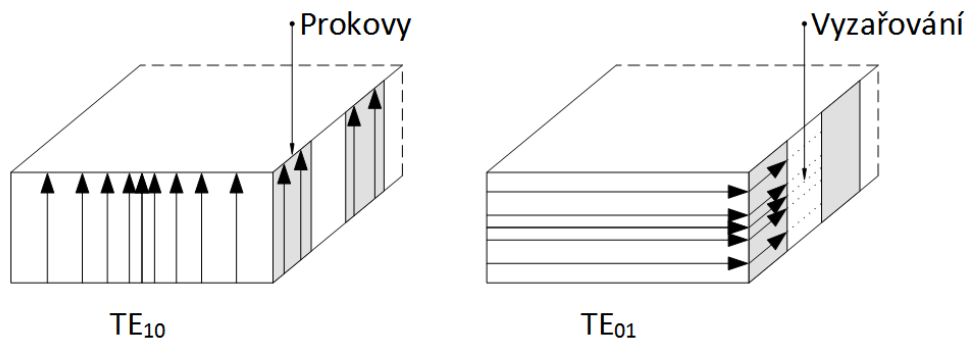
$$d < \frac{\lambda_g}{5}, \quad (1.5)$$

$$p \leq 2d, \quad (1.6)$$

kde λ_g označuje délku vlny ve vlnovodu. Ztráty vyzařováním jsou hlavní příčinou ztráty energie a interferencí při vlnovodech typu SIW.

1.6.3 Šíření vlny v SIW

Jak už bylo výše zmíněno, vlnovodem typu SIW se mohou šířit pouze vidy TE_{mn} , kde $n = 0$. Tento fakt vychází z podstaty šíření vidů, resp. jejich proudové distribuce na povrchu vlnovodu. Vertikální mezery mezi prokůvy by totiž narušily povrchové proudy vidů TE_{01} nebo TM, které se na kratší hraně vlnovodu šíří v podélném směru. Tímto způsobem by docházelo k vyzařování energie. Z tohoto důvodu se SIW vlnovodu používají výhradně v jednovidovém módu TE_{10} .

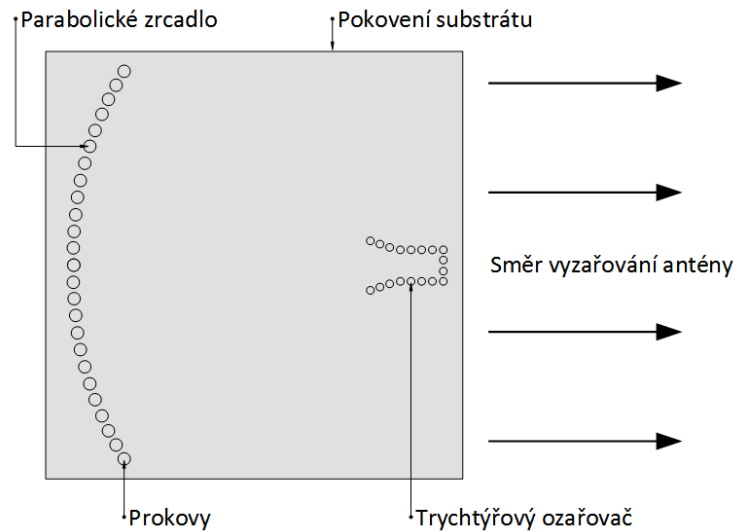


Obrázek 11: Distribuce elektrického pole vidů TE_{10} a TE_{01}

Nemožnost šíření zmiňovaných vidů společně s výše popsanými ztrátami, jsou nevýhody použití technologie SIW oproti klasickým vlnovodům.

1.7 Koncept nízkoprofilové antény na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu

Po prostudování teorie směrových antén a také možností technologie SIW, se diplomová práce zabývá postupným návrhem parabolické antény integrované do substrátu a její optimalizací.



Obrázek 12: Náskres navrhované antény

Současné parabolické reflektory, ačkoli dosahují vysokých hodnot činitele směrovosti, mají velkou nevýhodu ve velkých rozměrech a také náročnosti jak při návrhu, tak při výrobě. Taktéž je velmi náročné, až nemožné integrovat tento druh antény do složitějších mikrovlnných struktur. Cílem tohoto anténního konceptu je kombinace výhod klasické parabolické antény, zejména její vysoké směrovosti, s výhodami SIW technologie.

Výsledná anténa by tak odstranila nedostatky parabolické antény, byla snadno a levně reprodukovatelná s vysokým stupněm integrace s velmi malým výškovým profilem. To by dovolovalo snadnou konstrukci anténních řad nebo jiných, kupříkladu hybridních mikrovlnných struktur. Antény by tak snadno bylo možné opatřit různými druhy filtrů, aktivních nebo pasivních prvků na jednom substrátu.

2 Návrh parabolické antény na bázi SIW

Návrh parabolické antény, na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu, byl uskutečněn v programu CST Microwave Studio. Tento software je vhodným nástrojem pro návrh a simulaci vysokofrekvenčních a mikrovlnných aplikací. Pro snížení výpočetní náročnosti a urychlení simulací je na začátku SIW struktura tvořena perfektně vodivými stěnami s nulovou tloušťkou, místo jednotlivých prokůvů. Takto vytvořená struktura má totožné vlastnosti jako struktura s prokvy, které se přidávají až u finálního předvýrobního ladění. Navrhovaná anténa je koncipována pro použití v bezlicenčním ISM pásmu.

2.1 Výběr a vlastnosti substrátu

Prvním krokem při návrhu anténní struktury je výběr vhodného substrátu. Vyhovující substrát by měl mít co nejnižší dielektrické ztráty, které udává činitel $\tan\delta$, nízkou relativní permitivitu ϵ_r , aby byl docílen co nejmenší rozdíl mezi permitivitou volného prostoru a permitivitou substrátu. Malý rozdíl permitivit snižuje nežádoucí odrazy na rozhraní substrátu a volného prostoru. Dalším důležitým parametrem je také jeho výška. Výška substrátu totiž nepřímo úměrně ovlivňuje jeho ztráty vlnovodu, který je v substrátu vytvořen. Vyšší substrát také zvětšuje šířku pracovního pásma.

Pro návrh byl zvolen substrát CuClad 217, který má nejmenší relativní permitivitu a ztrátový činitel ze všech substrátů na bázi PTFE. Jeho klíčové parametry jsou také velmi stabilní v závislosti na kmitočtu a jsou popsány v tabulce 2.

Tabulka 2: Kritické parametry substrátu CuClad 217 pro kmitočty 60 GHz [2]

Parametr	Označení	Hodnota	Jednotka
Relativní permitivita	ϵ_r	2,17	-
Ztrátový činitel	$\tan\delta$	0,0025	-
Výška substrátu	h	1,524	mm

2.2 Návrh ozařovače

Prvním krokem při návrhu parabolické antény je návrh optimálního ozařovače, který vyzařuje sférickou vlnu směrem k parabole, která se posléze odrazem transformuje na vlnu rovinnou. Jak již bylo zmíněno v kapitole 1.4.3, k ozařování parabolických reflektorů se dominantně využívají trychtýřové antény v závislosti na žádané polarizaci buď obdélníkové, nebo kruhové. Technologii SIW však principálně lze vytvářet pouze pravoúhlé struktury.

2.2.1 Výpočet rozměrů napájecího vlnovodu

Obdélníkový vlnovod, kterým bude napájen trychtýřový ozařovač je popsán svou kritickou frekvencí f_k . Vidy o frekvencích nižších než f_k , se vlnovodem vůbec nešíří. Kritická frekvence se tedy volí tak, aby navržený vlnovod pracoval v pásmu jednovidovosti, kdy se vlnovodem šíří pouze dominantní vid a to TE_{10} . Z hlediska útlumu se volí poměr pracovní frekvence f_p a kritické f_k jako [2]

$$1,25 < \frac{f_p}{f_k} < 1,9. \quad (2.1)$$

V praxi se standardně volí tento poměr 1,4. ISM pásmo 60 GHz má pracovní neboli střední frekvenci rovnou 60,5 GHz. Z rovnice 2.1 potom vyplývá, že

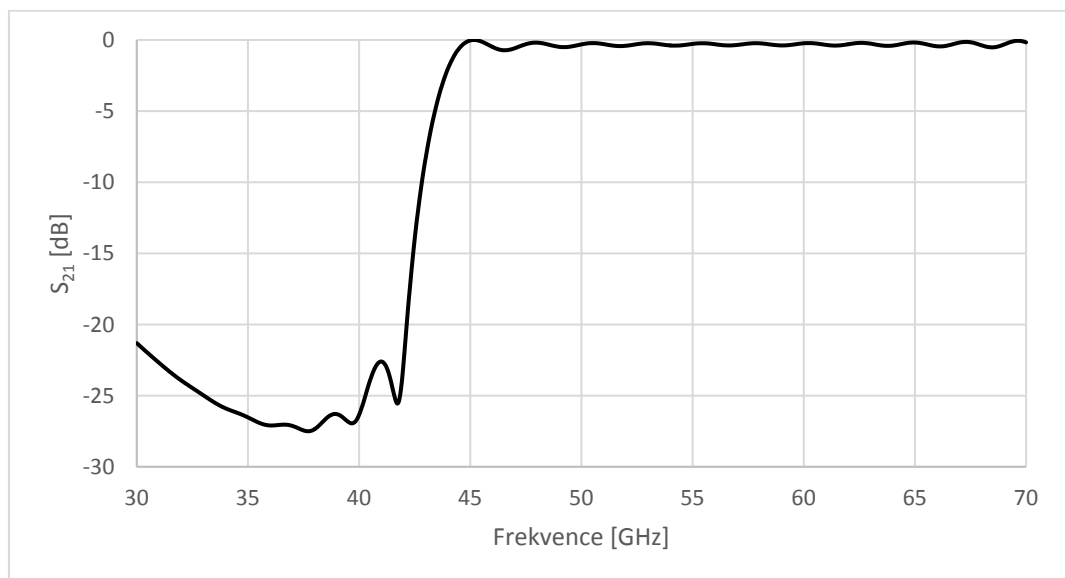
$$f_k = \frac{f_p}{1,4} = \frac{60,5 \cdot 10^9}{1,4} = 43,321 \text{ GHz}. \quad (2.2)$$

Po stanovení kritické frekvence lze vypočítat příčný rozměr obdélníkového vlnovodu vyplněného dielektrikem jako [2]

$$a_{vlnovod} = \frac{c}{2f_k\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 43,321 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,17}} = 2,351 \text{ mm}, \quad (2.3)$$

kde $a_{vlnovod}$ je šířka vlnovodu, c označuje rychlost světla ve vakuu, a ϵ_r relativní permitivitu použitého dielektrika.

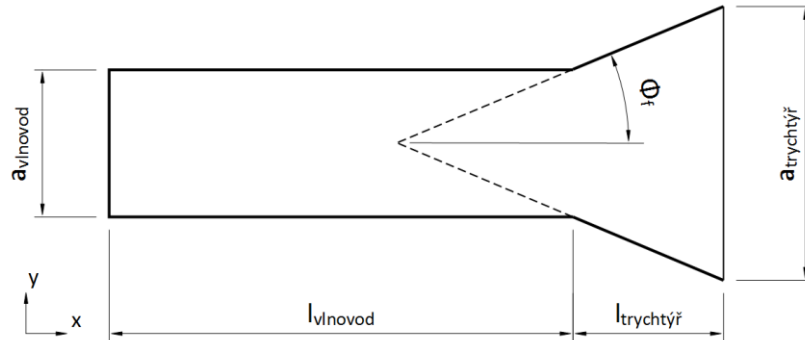
Z rovnice 2.3 lze konstatovat, že frekvenční vlastnosti vlnovodu nejsou závislé na jeho výšce, což je v tomto případě výška substrátu h . Ta pouze nepřímo úměrně ovlivňuje ztráty ve vlnovodu. Vlastnosti vlnovodu také nezávisí na jeho délce, tou se bude v celkové struktuře měnit vzdálenost vyzařovací apertury antény od parabolického reflektoru, a tím ladit impedanční poměry v anténě.



Obrázek 13: Graf závislosti S_{21} napájecího vlnovodu na frekvenci

2.2.2 Návrh trychtýře

Zvětšením šířky ústí vlnovodu, navrhnutého v minulé kapitole, vznikne plochá trychtýřová anténa. U SIW vlnovodu je toto rozšíření možné pouze v H rovině, rozměr ozařovače v rovině E je tedy konstantní. Tvarovat vyzařování v této rovině není možné a proto má jak ozařovač, tak celá výsledná anténa nesymetrické vyzařování.



Obrázek 14: Popis trychtýřového ozařovače (pohled shora)

Náhled na trychtýřový ozařovač je zobrazen na obrázku 14. Parametr $a_{trychtýř}$ označuje šířku apertury trychtýře, $l_{trychtýř}$ jeho délku a φ_f , značící vyzařovací úhel trychtýře. Poslední parametry $a_{vlnovod}$ a $l_{vlnovod}$ popisují šířku a délku napájecího vlnovodu.

Se zvětšující se aperturou trychtýře $a_{trychtýř}$ roste jeho směrovost do doby, kdy se vněm začnou budit vyšší vidy, které zdeformují jeho vyzařovací charakteristiku, což má za následek pokles směrovosti. Zde je nutné nastavit optimální směrovost trychtýře tak, aby ozařoval plochu paraboly co nejvíc rovnoměrně. Pokud by byl trychtýř příliš směrový, tak by se u předně buzené antény většina energie z ozařovače koncentrovala uprostřed paraboly, kde vyzařování blokuje sám ozařovač.

Délka trychtýře $l_{trychtýř}$ dominantně ovlivňuje impedanční přizpůsobení antény. Vlna, která se šíří vlnovodem postupně transformuje impedanci z vlnovodu na impedanci mimo trychtýř. Pokud je tato změna impedančních poměrů příliš prudká, dochází k odrazu části energie směrem zpět do vlnovodu, jako je tomu například u otevřeného ústí vlnovodu. Čím je trychtýř delší, tím je lepší impedanční přizpůsobení, avšak trychtýř potom nabývá nepraktických rozměrů. Spolu s délkou trychtýře se také zmenšuje úhel vyzařování. Je proto nutné najít optimální délku trychtýře tak, aby nebyl zbytečně veliký.

Návrh trychtýřového ozařovače tedy spočívá v nalezení optimální kombinace parametrů $a_{trychtýř}$ a $l_{trychtýř}$ pro danou parabolu. U klasických parabolických antén existují přesná návrhové pravidla pro jeho návrh, avšak tyto pravidla platí pouze při šíření vlny ve volném prostoru a ne uvnitř substrátu s jinou relativní permitivitou. Navíc mezi trychtýřem a reflektorem se nachází paralelní deskový vlnovod (z *anglického Parallel Plate Waveguide*).

Je proto nutné najít tyto parametry empiricky na základě provedených simulací. Kde hlavním kritériem je činitel směrovosti celkové antény. Výchozí hodnoty parametrů byly empiricky stanoveny jako $a_{trychtýř} = 3 \text{ mm}$ a $l_{trychtýř} = \lambda_s$, kde λ_s označuje vlnovou délku v substrátu, která je vždy kratší než ve volném prostoru [2].

$$\lambda_s = \frac{c}{f_p \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{60,5 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,17}} = 3,364 \text{ mm}. \quad (2.4)$$

Pro kompletnost je nutné uvést hodnotu vlnové délky ve vlnovodu [2].

$$\lambda_g = \frac{\frac{c}{f_p \cdot \sqrt{\epsilon_r}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{fk}{fp}\right)^2}} = \frac{\frac{3 \cdot 10^8}{60,5 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,17}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{43,321 \cdot 10^9}{60,5 \cdot 10^9}\right)^2}} = 4,806 \text{ mm}. \quad (2.5)$$

2.3 Návrh parabolického reflektoru

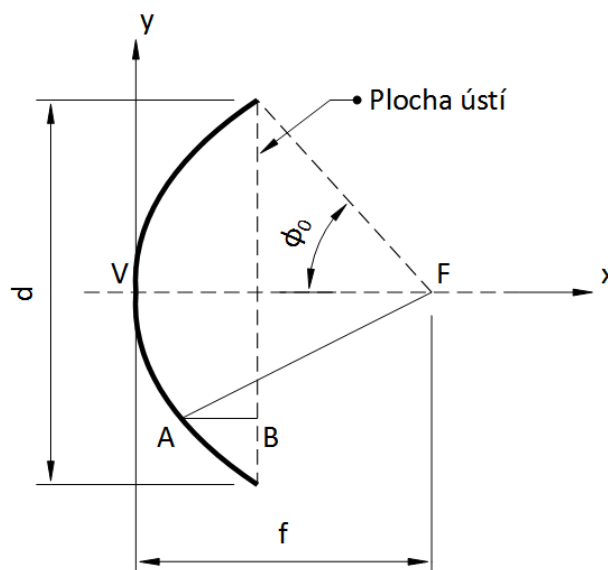
Návrh optimálního parabolického reflektoru je dalším krokem při návrhu parabolické antény. U klasických parabolických antén je reflektor tvořen paraboloidem, rotací parabolické křivky kolem vlastní osy. Protože bude ale anténa tvořena technologií SIW, bude reflektor opisovat pouze parabolickou křivku.

2.3.1 Popis paraboly

Parabolický reflektor popisují dva základní parametry a to ohnisková vzdálenost f a její průměr d . Parametry jsou navzájem svázány rovnicí

$$y^2 = 4fx, \quad (2.6)$$

která popisuje parabolickou křivku, představující reflektor. Ten se v praxi popisuje poměrem f/d . Reflektor v kartézské soustavě, kde osa x je rovnoběžná ze směrem šíření vlny, je popsán na následujícím obrázku.



Obrázek 15: Popis paraboly

Bod V zde označuje vrchol paraboly a φ_0 označuje úhel apertury, který je s poměrem f/d ve vztahu [5]

$$\frac{f}{d} = \frac{1}{4} \cdot \cotg \frac{\varphi_0}{2}. \quad (2.7)$$

Pokud je ozařovač umístěn přesně v ohnisku F , tak z matematických vlastností paraboly vyplývá, že všechny dráhy vlny mezi ohniskem F , bodem A na křivce a bodem B v ústí paraboly, budou stejně dlouhé. Tímto nevzniká žádný fázový rozdíl a rozložení elektrického pole v ústí paraboly, bude mít v ideálním případě, stejnou fázi. Tato fázová uniformita pole ale neplatí pro jeho amplitudu. Směrový primární zářič totiž neozářuje celou parabolu stejně a okrajové části reflektoru jsou ozařovány s menší intenzitou.

Následkem je snížení celkové efektivity apertury, která je popsána parametrem ε_{ap} . Efektivita apertury ε_{ap} kvantifikuje ztráty na apertuře způsobené přezářením nebo neozářením paraboly, stíněním ozařovače a zpětným odrazem signálu. Tento parametr dosahuje u dobře navržených, konvenčních, parabolických antén hodnot blízko 0,6 až 0,7. U konceptu parabolické antény, která bude integrovaná do substrátu lze ale předpokládat, že tato hodnota bude nižší.

Směrovost parabolické antény je potom závislá na ploše jejího ústí a efektivity jejího ozáření jako [6],

$$D = \varepsilon_{ap} \frac{4\pi A_p}{\lambda^2}, \quad (2.8)$$

kde λ označuje vlnovou délku a A_p plochu ústí apertury.

2.3.2 Výběr poměru f/d

Protože v souladu se zadáním diplomové práce není anténa navrhována pro konkrétní aplikaci, není zde uváděn ani požadavek minimálního zisku. Z rovnice 2.8 lze konstatovat, že zisk antény je závislý na její velikosti a z praktických důvodů byl, po dohodě s vedoucím práce, stanoven maximální rozměr antény 4x4,5 cm.

Poměr f/d představuje základní údaj o parabolickém reflektoru a také určuje potřebné vyzářovací vlastnosti ozařovače. Pro malé poměry f/d kupříkladu 0,35 je parabola hluboká a její efektivní ozáření je komplikovanější, protože bude ohnisko blízko paraboly a ozařovač musí směřovat svoji energii do stran. V limitním poměru 0,25 bude ohnisko lokalizované přímo na ústí paraboly a ozařovač tak musí vyzářovat energii v rovinném úhlu, což je nemožné. Pro malé poměry f/d je také parabola neprakticky velká a přesné umístění ozařovače do ohniska je náročnější.

Jako optimální poměr f/d byla zvolena hodnota 0,6. Při tomto poměru je ohnisko paraboly dostatečně vzdálené od jejího ústí, což umožňuje použití více směrového ozařovače a ozáření reflektoru po celé jeho ploše je efektivnější, anténa také bude méně náchylná na chyby fokusace [7].

Tato teorie je platná pro konvenční parabolické antény. Analogicky slouží jako výchozí pro další výzkum parabolické antény integrované do substrátu.

2.3.3 Výpočet ohniskové vzdálenosti

Po výběru poměru f/d je nutné stanovit optimální ohniskovou vzdálenost reflektoru. Z teorie vlnění je zřejmé, že pokud bude ohnisková vzdálenost sudý násobek $\lambda_s/4$, tak budou mít přímá vlna ze zářiče a odražená vlna od reflektoru opačnou fázi. To by vedlo k jejich vzájemnému potlačení. Pro ohniskovou vzdálenost musí platit podmínka [6]

$$f = \frac{n \cdot \lambda_s}{4}, \quad (2.9)$$

kde n musí být číslo liché. Splněním této podmínky dojde ke konstruktivní interferenci přímé a odražené vlny a elektrické pole v centrálním regionu antény se zesílí.

Empiricky byla hodnota ohniskové vzdálenosti zvolena na $f = 6,25\lambda_s$, ze známého poměru f/d a této vzdálenosti lze vypočítat výsledný průměr paraboly jako

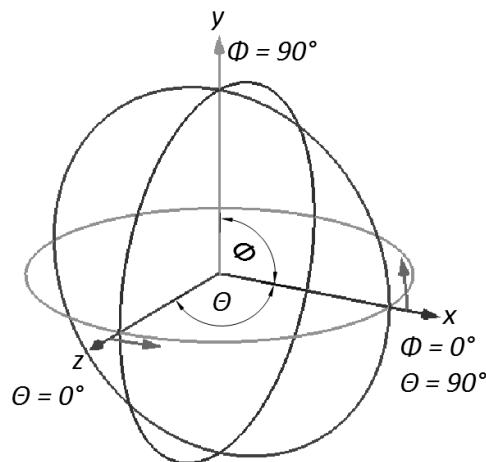
$$d = \frac{f}{0,6} = \frac{6,25\lambda_s}{0,6} = \frac{6,25 \cdot 3,36 \cdot 10^{-3}}{0,6} = \frac{21}{0,6} = 35 \text{ mm}. \quad (2.10)$$

Nyní je navrhnutá struktura připravena k prvotní simulaci.

2.4 Modelování antény

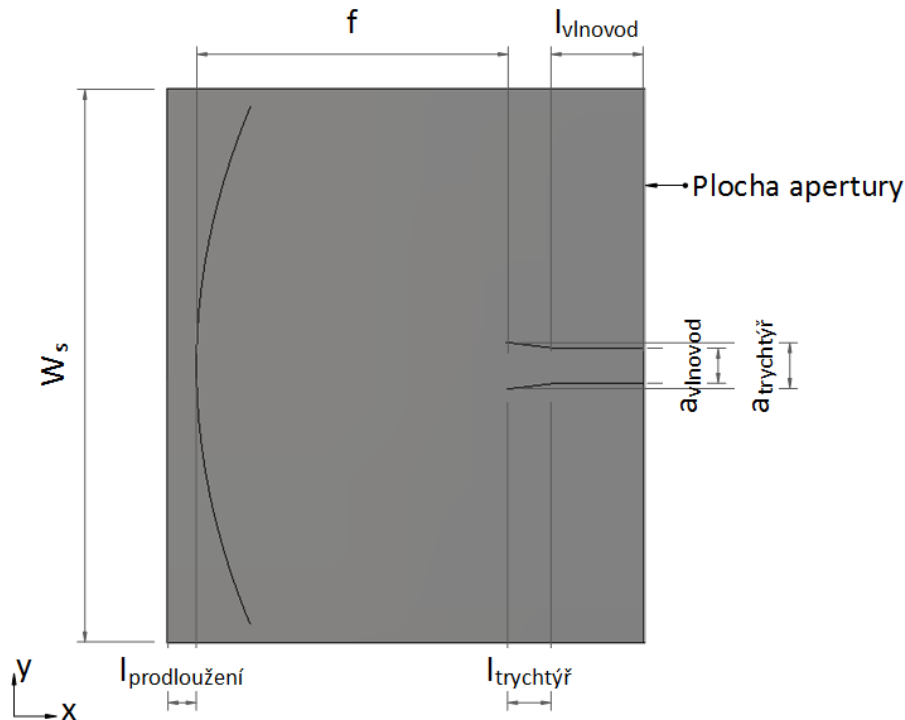
Modelování anténní struktury probíhalo v programu CST Microwave Studio v časové oblasti. Simulování struktury v časové oblasti je méně náročné na výpočetní výkon oproti řešení ve frekvenční oblasti, která se hodí na více strukturované antény. Při vhodném nastavení simulačních parametrů jsou výsledky simulací, až na minimální rozdíly totožné.

Vyzařovací vlastnosti antény graficky reprezentuje vyzařovací diagram. Vyzařovací charakteristiky, jako výsledky simulací, ve vzdálené zóně antény jsou reprezentovány jako funkce sférických souřadnic. Tyto souřadnice jsou popsány úhly θ a Φ , které jsou upřesněny na následujícím obrázku. Ve výsledných simulacích je pro rovinu vyzařování E úhel Φ konstantní a roven nule. Pro rovinu H je konstantní úhel $\theta = 90^\circ$. Navrhovaná anténa je nasimulována tak, že hlavní směr vyzařování je totožný s osou x.



Obrázek 16: Sférický souřadnicový systém

2.4.1 Prvotní simulace antény

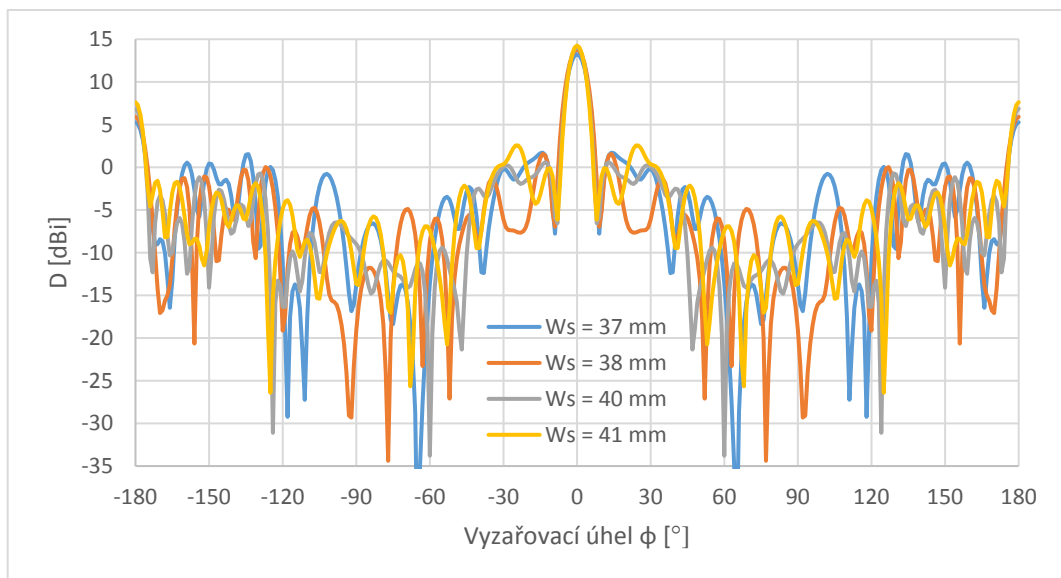


Obrázek 17: Nadhled základní simulované struktury

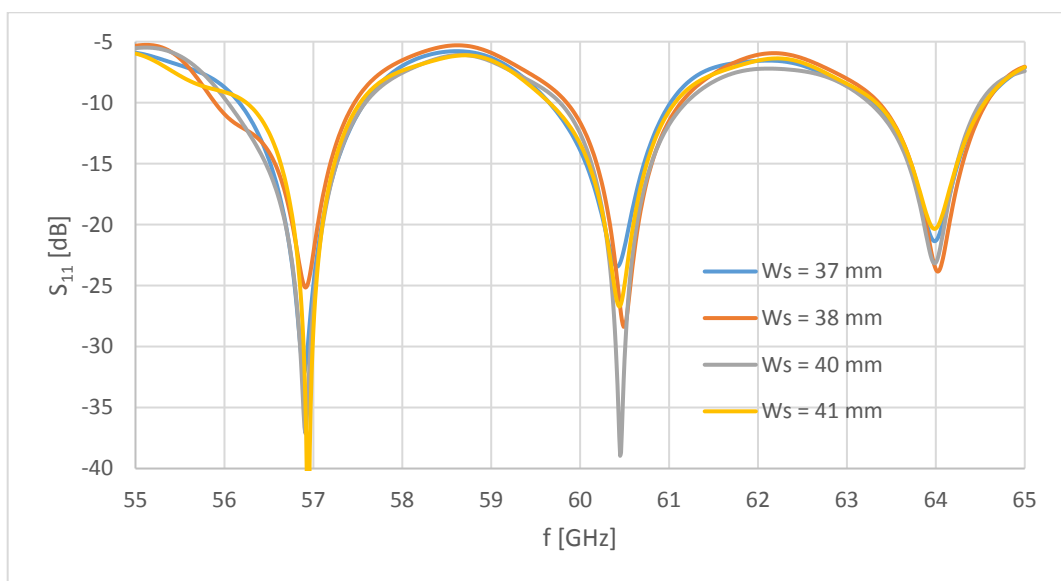
Obrázek 17 zobrazuje základní simulovanou strukturu, jednotlivé parametry byly už v práci podrobně rozebrány, až na parametry W_s , který označuje šířku substrátu a $l_{\text{prodloužení}}$, který označuje zadní prodloužení substrátu za reflektor.

Z konstrukčních důvodů musí být šířka substrátu W_s větší než průměr paraboly d . Protože substrát a volný prostor mají jinou hodnotu permitivity, dochází na jejich hranici k částečnému odrazu energie. Z tohoto důvodu šířka substrátu značně ovlivňuje vyzařovací a impedanční parametry antény. Pro výrobu antény je také nutné substrát prodloužit za parabolu ve směru x , avšak toto prodloužení nemá na anténu markantní vliv, a proto je u prvotních simulací toto prodloužení nepodstatné. Vliv rozšíření substrátu na vyzařování antény je zobrazen na následujícím grafu.

Z výsledků simulací je patrné, že se změnou W_s , dochází ke změně úrovně postranních laloků. Na impedanční přizpůsobení má tento rozměr jen nepatrný vliv, protože anténa se nijak neprodlužuje ve směru x . Jako optimální šířka substrátu, z hlediska vyzařování a také impedančního přizpůsobení, byla pro současnou kompozici na základě simulací, zvolena hodnota $w_s = 40$ mm při délce $l_{\text{vlnovod}} = 4,8$ mm.



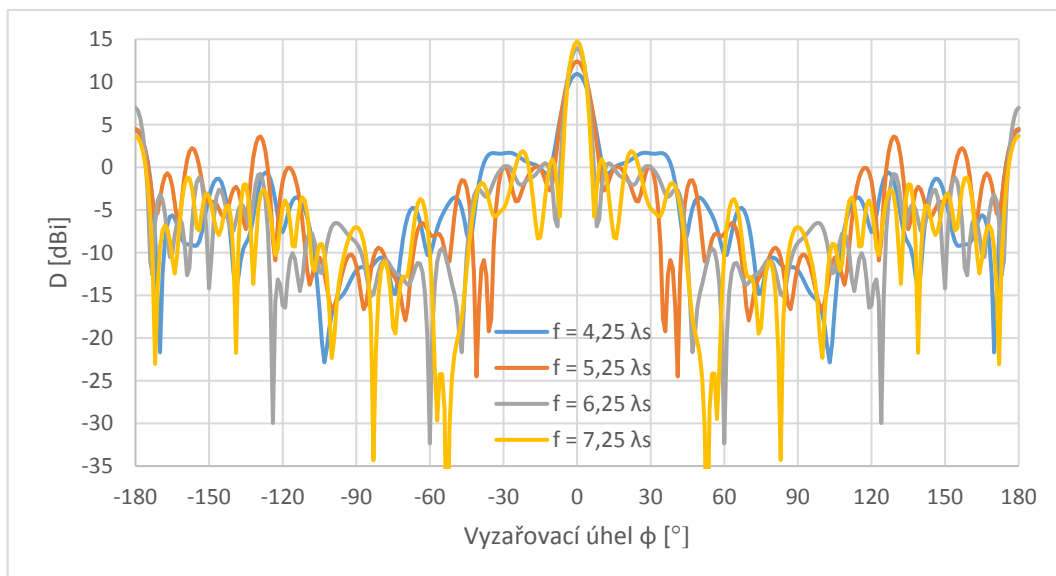
Obrázek 18: Graf závislosti vyzařování antény v rovině H na šířce substrátu W_s ($f = 60,5$ GHz)



Obrázek 19: Graf závislosti činitele odrazu S_{11} na šířce substrátu W_s

2.4.2 Vliv ohniskové vzdálenosti na vyzařovací vlastnosti antény.

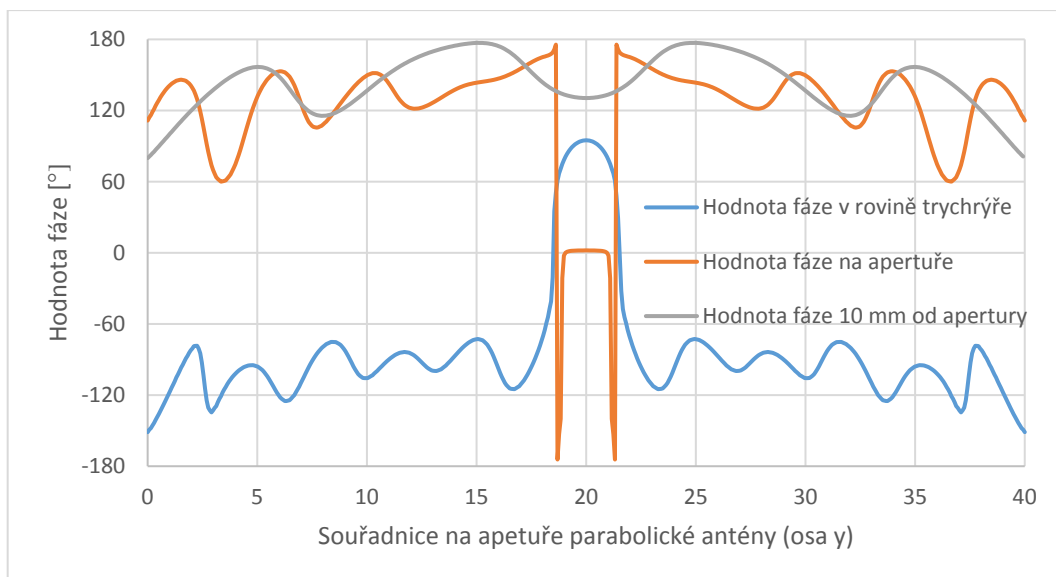
Výpočet ohniskové vzdálenosti byl popsán v kapitole 2.3.3. Tato kapitola zdůvodňuje použití oné ohniskové vzdálenosti f , na základě simulací. Při zmenšení ohniskové vzdálenosti a při zachování poměru $f/d = 0,6$, ozařovač zastiňuje větší část paraboly, tím dochází k poklesu zisku ve směru vyzařování a zvýšení úrovně postranních laloků. Naopak při zvětšování ohniskové vzdálenosti úroveň postranních laloků klesá a zároveň stoupá zisk, kvůli větší ploše antény, avšak anténa se stává neprakticky velikou a také klesá šířka pracovního pásma. Protože zlepšení vlastností není markantní, bude pro návrh nadále používaná ohnisková vzdálenost $6,25 \lambda_s$.



Obrázek 20: Vyzařování antény v rovině H v závislosti na ohniskové vzdálenosti f ($f = 60,5 \text{ GHz}$)

2.4.3 Určení polohy fázového středu trychtýře

Protože úkolem parabolické antény je transformovat cylindrickou vlnu v substrátu na vlnu rovinou, je přesné určení fázového středu trychtýřové antény kritické. Právě fázový střed antény musí přesně ležet v ohnisku paraboly, aby došlo k transformaci vlny. Fázovým středem se rozumí místo, odkud se cylindrická vlna jeví jako by ji vyzařoval bodový zářič. Jeho poloha především závisí na rozevření trychtýře. Čím je ústí trychtýře širší, tím je poloha fázového středu hlouběji uvnitř trychtýře. U otevřeného ústí vlnovodu je fázový střed zpravidla umístěn na jeho apertuře. Následující graf ukazuje rozložení fáze na apertuře kde hodnota osy $y = 0$ leží na spodním okraji apertury.



Obrázek 21: Fázové poměry na apertuře parabolické antény ($f = 60,5 \text{ GHz}$)

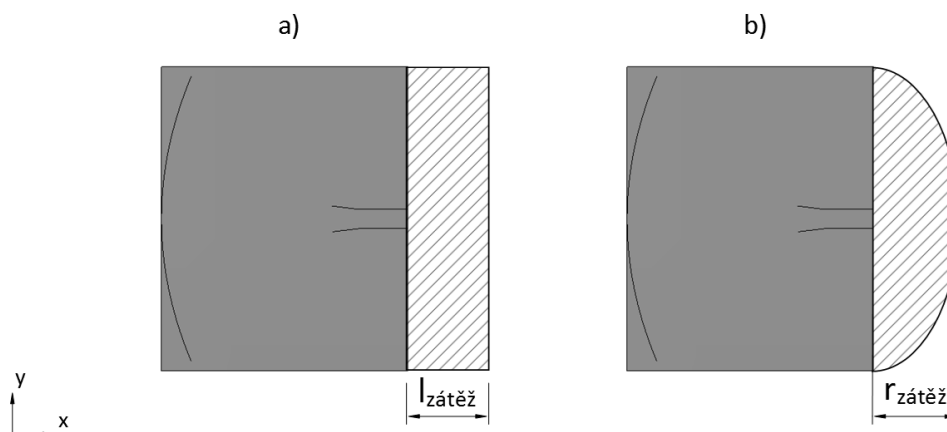
Rovinná vlna má teoreticky na všech místech přímky kolmé ke směru šíření stejnou fází. Jak je vidět na výše uvedeném grafu. Rozložení fáze na apertuře, která je zobrazena na obrázku 17, odpovídá šíření kvázi-rovinné vlny. Proběhla zde tedy transformace cylindrické vlny. Fázová deformace na stranách je způsobena odrazem vlny od stěn substrátu, v centrální oblasti potom stíněním zářiče. Tato deformace se zmenšuje se vzdáleností od apertury. Při simulaci fázových poměrů ve vzdálenosti 10 mm od apertury je fázové zvlnění výrazně menší. Stále se zde však vyskytuje fázové deformace v centrální oblasti kvůli ozařovači a také na okrajích apertury, kde se už nevyskytuje parabolické zrcadlo, protože jeho průměr musí být menší než šířka antény.

2.5 Dodatečné způsoby zlepšení vyzařovacích vlastností

2.5.1 Návrh dielektrické zátěže

Anténní návrh se doposud zabýval vyzařováním v rovině H, které může být tvarováno šířkou apertury. V rovině vyzařování E je však tvarování vyzařování limitováno výškou substrátu. V této rovině je tedy výstupní svazek relativně široký a nesměrový, což je u směrové antény nežádoucí. Dalším nežádoucím jevem je také zpětné vyzařování antény, které je kvantifikováno parametrem F/B , označující předozadní poměr. Tento parametr tedy udává poměr zisku antény v přímém směru ke směru opačnému.

Pro zlepšení těchto parametrů se před anténní strukturu umísťuje dielektrická zátěž, tvořená prodloužením substrátu s odleptaným pokovením. Dielektrická zátěž funguje jako vodící struktura pro vyzařovací svazek a může být zhotovena z různých tvarů. Pro návrh byla testována obdélníková a eliptická zátěž [8].

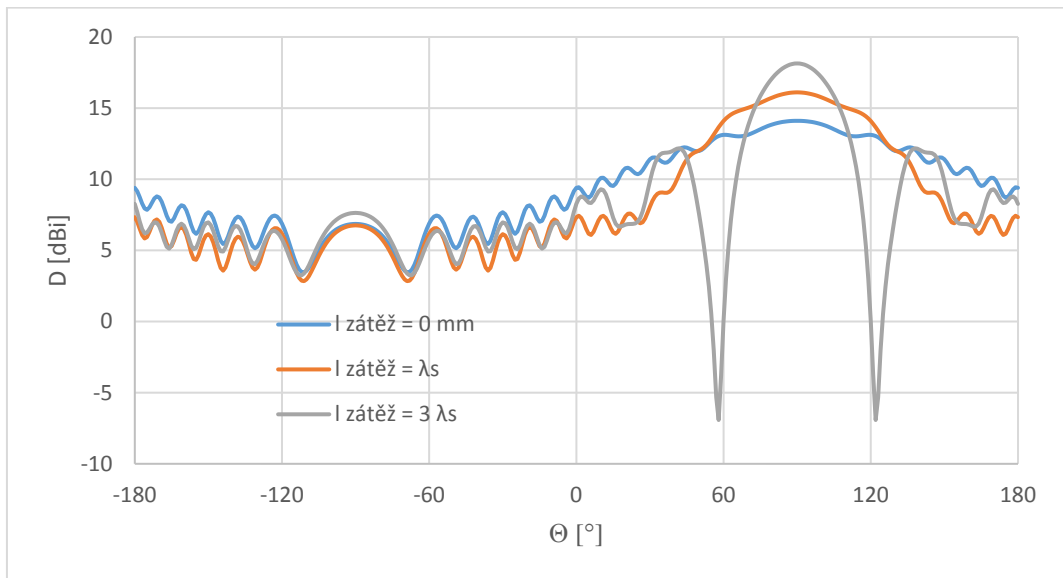


Obrázek 22: Návrh dielektrické zátěže a) obdélníkové b) eliptické

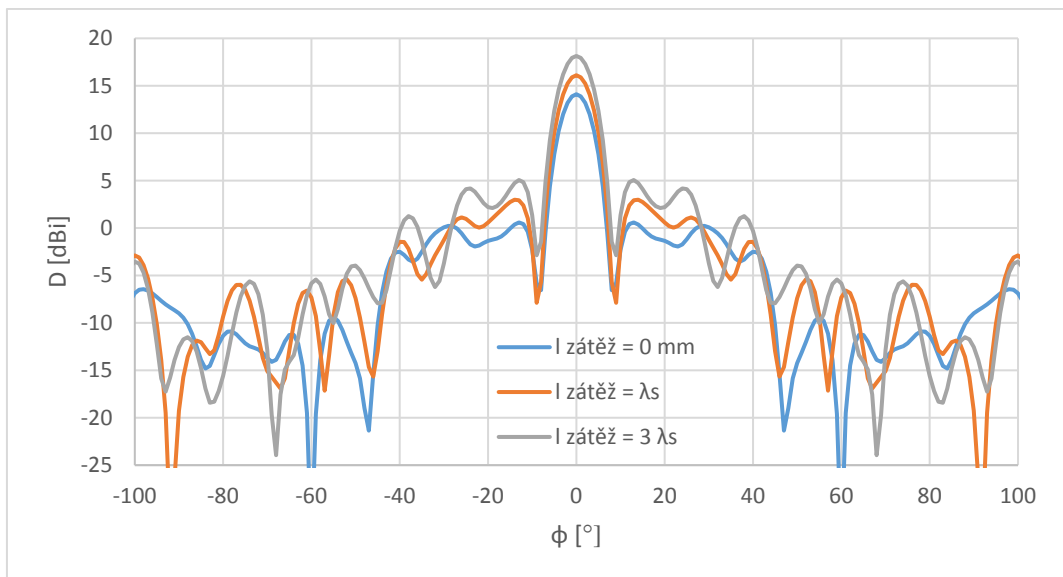
Po odsimulování obou konceptů bylo zjištěno, že vyzařovací charakteristiky pro oba druhy zátěží, jsou téměř totožné. Avšak u pravouhlé struktury bylo dosaženo mírně většího zisku a lepšího poměru F/B . Pravouhlá zátěž je také jednodušší na výrobu, proto bude při dalším návrhu použita. Pro porovnání jsou výsledky simulací s eliptickou zátěží uvedeny v příloze A.1 a A.2.

Z výsledků simulací pro pravoúhlo dielektrickou zátěž je patrné, že zvětšováním dielektrické zátěže dochází k usměrnění vyzařovacího laloku v rovině E a tím i k zvýšení celkového zisku. Zužováním výstupního svazku se také zlepšuje předozadní poměr antény F/B . Na druhou stranu větší dielektrická zátěž zvyšuje úroveň postranních laloků. Jako optimální velikost byla zvolena délka $3 \lambda_s$, delší zátěž by byla neprakticky rozměrná.

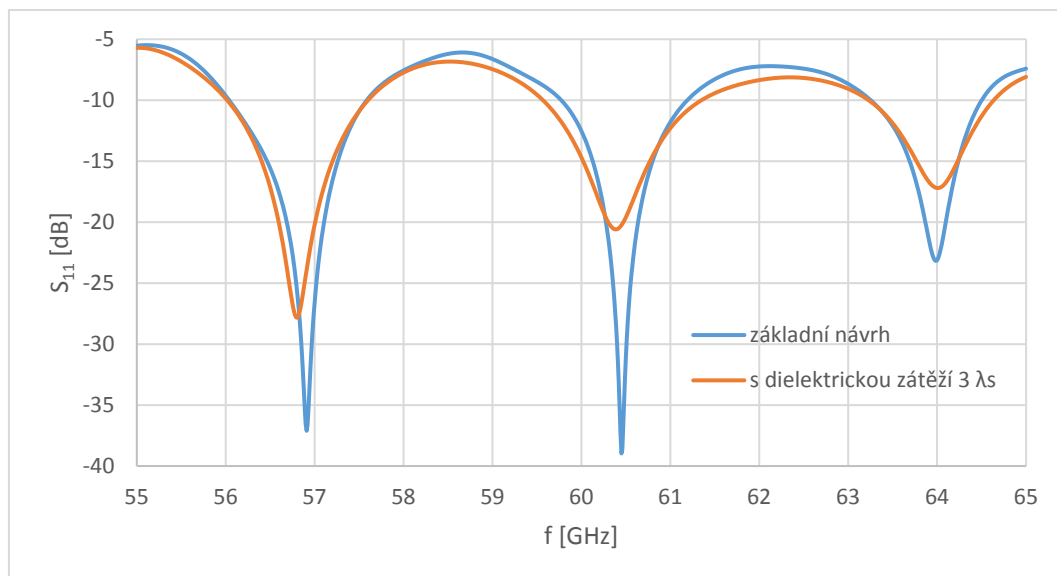
Celkově bylo přidáním dielektrické zátěže dosaženo zlepšení parametrů činitele směrovosti D o 4 dB a zlepšení předozadního poměru F/B o 3,26 dB. Vyzařovací digramy v obou rovinách jsou zobrazeny níže.



Obrázek 23: Vyzařování v rovině E pro obdélníkovou zátěž ($f = 60,5$ GHz)



Obrázek 24: Vyzařování v rovině H pro obdélníkovou zátěž ($f = 60,5$ GHz)

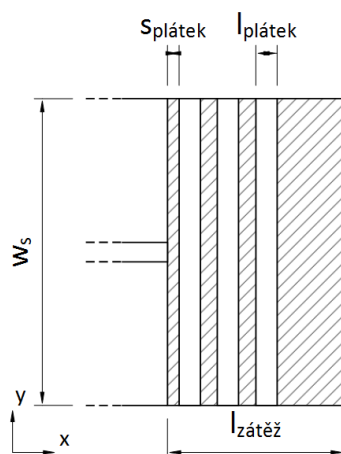


Obrázek 25: Srovnání hodnoty činitele odrazu S_{11}

Přidáním dielektrické zátěže se také snižuje celková hodnota vstupního činitele odrazu a zvětšuje se tak šířka přenášeného pásma.

2.5.2 Návrh přidavných paralelních plátek

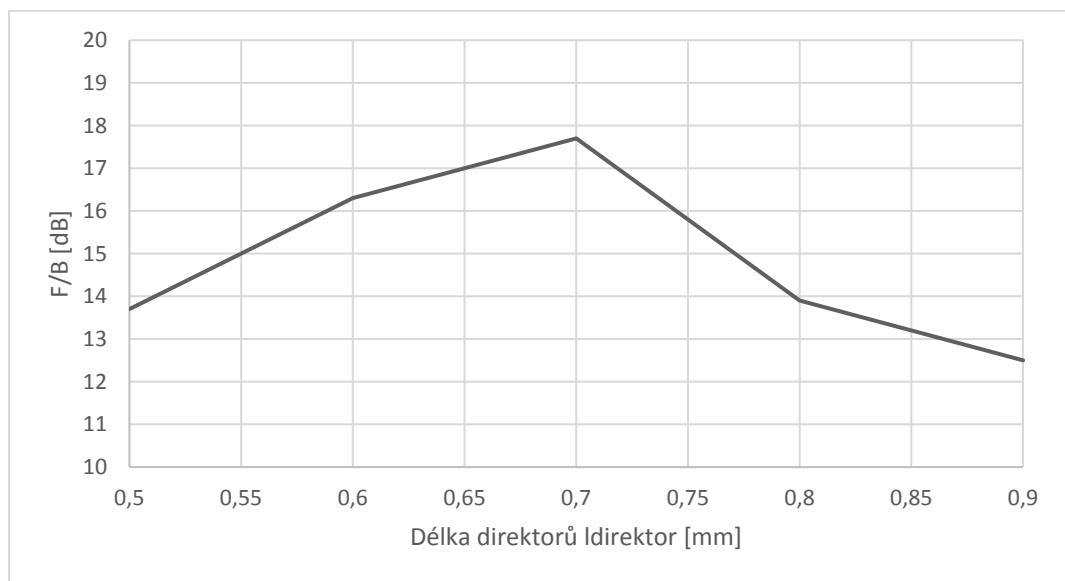
Velikou nevýhodou navržené antény nadále zůstává malá hodnota F/B , nízká kvalita impedančního přizpůsobení, malá šířka pracovního pásma a vysoká úroveň postranních laloků. Tyto nedostatky jsou dominantně způsobeny malou výškou použitého substrátu, a v případě postranních laloků typem ozařování antény. Proto je nutné anténní strukturu opatřit paralelními metalickými pásky, pro které poslouží jako nosná konstrukce dielektrická zátěž. Metalické pásky, umístěné na dielektrické zátěži, budou plnit funkci dodatečného usměrnění výstupního svazku, což zvýší zisk a sníží zpětné vyzařování antény [8].



Obrázek 26: Umístění přidavných paralelních plátek

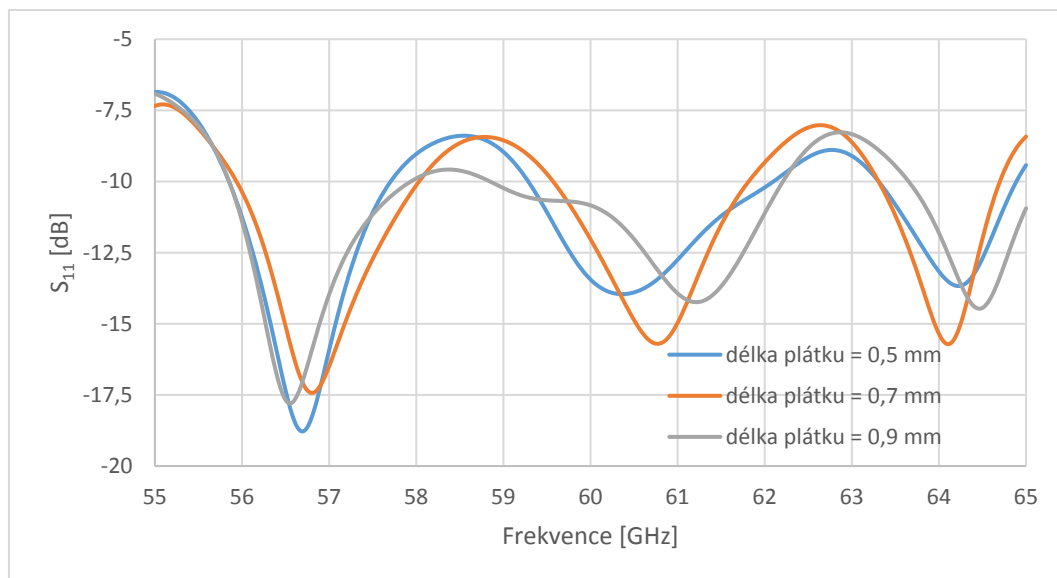
Přidáním paralelních plátů vznikají na struktuře vícere apertury, kde se každá parciálně podílí na celkovém vyzařování. Tak lze částečně anténu chápat jako anténní pole, kde mezera $s_{plátek}$ mezi plátky určuje amplitudové poměry a délka plátků $l_{plátek}$ poměry fázové, na jednotlivých zářících elementech. Vhodnou kombinací těchto dvou parametrů lze zlepšit impedanční a vyzařovací vlastnosti antény, zejména poměr F/B a šířku pracovního pásma B [8].

Pro simulaci byly zvoleny čtyři paralelní plátky s ekvidistantními mezerami mezi prvky tak, aby se všechny apertury podílely na vyzařování stejným dílem. Větší počet direktorů už na vyzařování antény nemá vliv. Podmínkou je, aby mezera $s_{plátek}$ mezi prvky byla dostatečně malá, kvůli úniku energie mimo zvolený směr. Ze simulací s parametrickým rozmítáním velikostí $s_{plátek}$ a $l_{plátek}$, je patrné, že z hlediska činitele odrazu je optimální délka plátků a mezery jiná, než z hlediska poměru F/B .

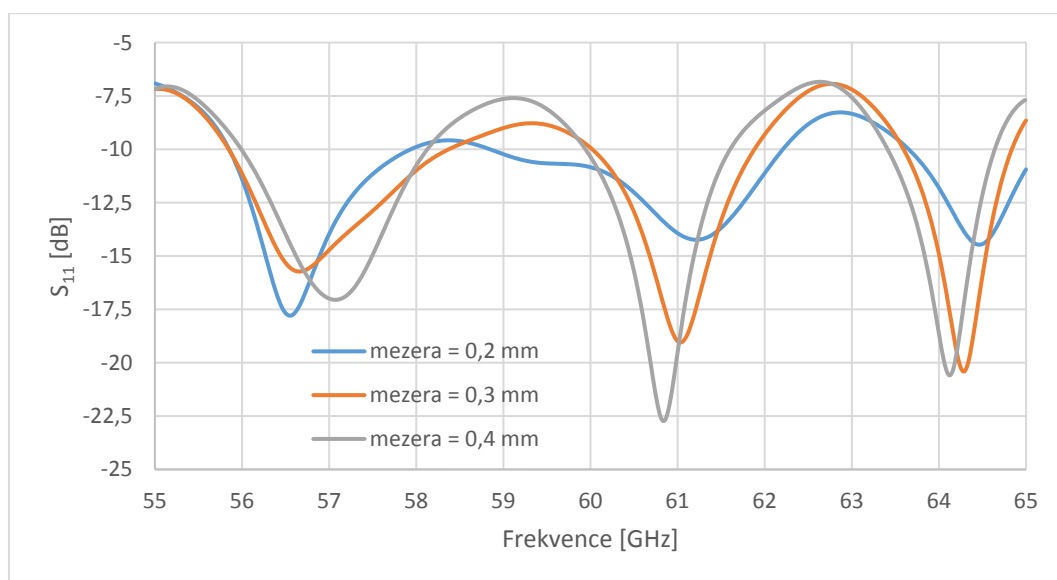


Obrázek 27: Vliv parametru $l_{plátek}$ na poměr F/D při $s_{plátek} = 0,2$ mm

V této fázi návrhu je ale nutné ladit anténu k docílení co největší šířky pásma. Co se týče postranních laloků, tak přidání paralelních plátků nemá na jejich úroveň markantní vliv. Jejich úroveň nepatrně roste s délkou plátků. Simulací s parametrickým rozmítáním velikosti mezery $s_{plátek}$ a délky $l_{plátek}$, byla nalezena optimální hodnota $s_{plátek} = 0,2$ mm a $l_{plátek} = 0,9$ mm.



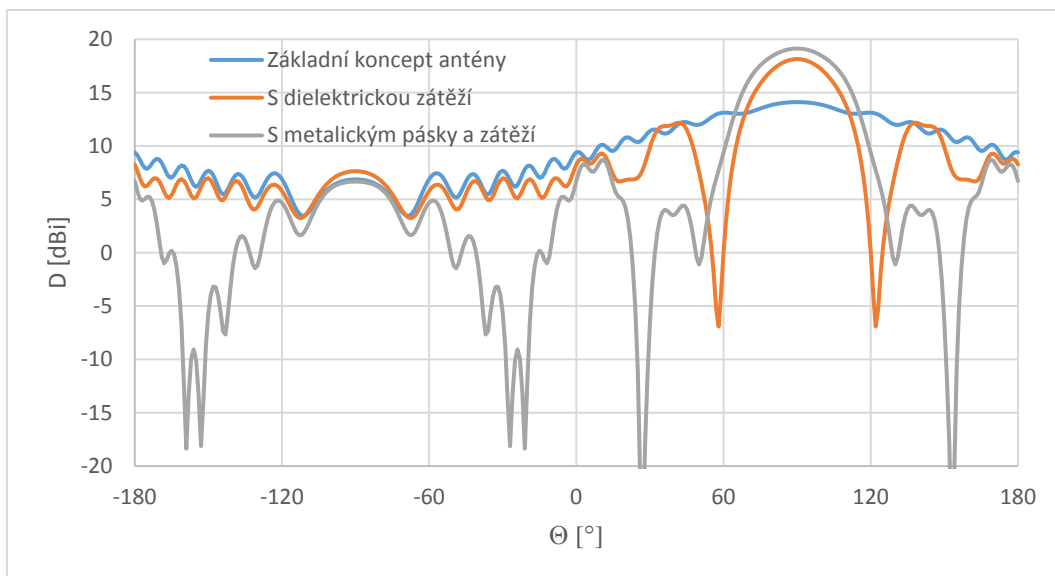
Obrázek 28: Vliv délky plátku $l_{\text{plátek}}$ na parametr S_{11} při mezeře $s_{\text{plátek}} = 0,2$ mm



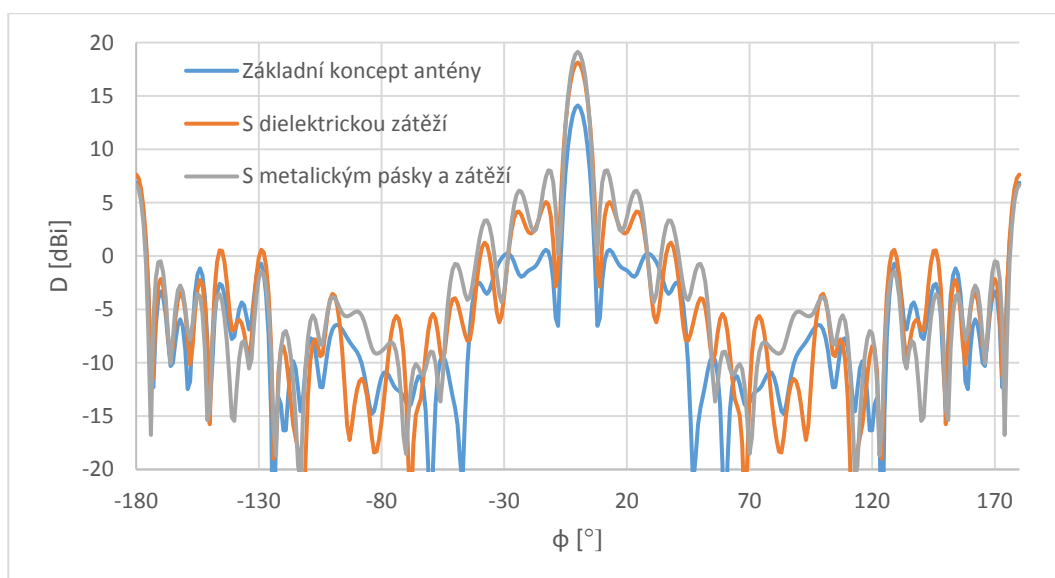
Obrázek 29: Vliv mezery $s_{\text{plátek}}$ na parametr S_{11} při délce plátku $l_{\text{plátek}} = 0,9$ mm

Jak je vidět na výše uvedených průbězích činitele odrazu. Delší plátek posouvá minimum činitele odrazu směrem k vyšším kmitočtům, avšak střed přenášeného pásma pro pokles o 10 dB zůstává naladěný na pracovní kmitočet 60,5 GHz.

Celkově se přidáním paralelních plátku a dielektrické zátěže zlepšují klíčové parametry antény jako šířka pracovního pásma, předozadní poměr a činitel směrovosti. Na druhou stranu plátky zvětšují šířku svazku v rovině E a také zvyšují postranní laloky v rovině H. Předozadní poměr je také možné dodatečně zvýšit na úkor šířky přenášeného pásma, což je nežádoucí.



Obrázek 30: Vyzařování v rovině E pro jednotlivé optimalizační kroky ($f = 60,5$ GHz)



Obrázek 31: Vyzařování v rovině H pro jednotlivé optimalizační kroky ($f = 60,5$ GHz)

2.5.3 Shrnutí výsledků optimalizačních kroků

Tabulka 3: Shrnutí výsledků optimalizačních kroků

Název parametru antény	Označení	Hodnota platná pro:			Jednotka
		Prvotní návrh	S dielek. zátěží	Se zátěží i par. pásky	
Absolutní šířka pásma (pro $S_{11} < -10\text{dB}$)	B	1,42	1,77	3,34	GHz
Relativní šířka pásma (pro $S_{11} < -10\text{dB}$)	B_R	2,35	2,93	5,52	%
Činitel směrovosti	D	14,11	18,14	19,13	dBi
Úroveň postranních laloků (rovina H)	$D_{postraní}$	0,51	4,95	7,99	dBi
Zisk antény (IEEE)	G	12,48	16,71	17,64	dBi
Šířka svazku H	$HPBW_H$	7,10	7,52	6,82	°
Šířka svazku E	$HPBW_E$	121,33	34,37	39,88	°
Předozadní poměr	F/B	7,25	10,51	12,47	dB
Uvedené parametry platí pro pracovní kmitočet 60,5 GHz					

Výsledné parametry prvního konceptu nastiňují problematiku navrhované antény, která je simulovaná za ideálních podmínek. Tento návrh je v příštích kapitolách částečně upraven pro jeho vyšší efektivitu.

2.6 Návrh napájecího přechodu

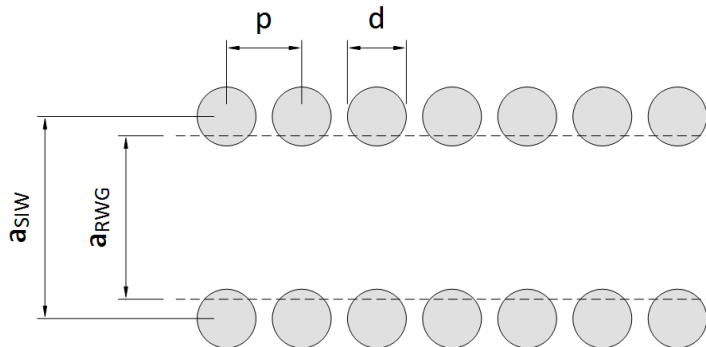
Jedna z nevýhod předně buzené parabolické antény je složité napájení ozařovače, který je umístěn před parabolou, z jeho anténních periferií. Tyto napájecí periferie se zpravidla nacházejí za anténním reflektorem. Vlnovod ozařovače je možné napájet dvěma způsoby a to:

1. Koaxiální sondou
2. Napájecí vazební štěrbinou.

Vzhledem na malou tloušťku použitého substrátu je ale nemožné použití napájení sondou a je tedy nutné použít napájení štěrbinové. Použitím dalšího substrátu, umístěného pod anténní strukturu, vznikne nová napájecí vrstva. Tuto vrstvu bude tvořit SIW vlnovod, který bude veden pod celou anténní strukturou až za parabolický reflektor. Je tedy nutné navrhnout optimální štěrbinovou vazbu mezi napájecím vlnovodem a vlnovodem trychtýřového ozařovače, které budou na jednom konci zakončené zkratem.

2.6.1 Propočítání ekvivalentního kovového vlnovodu na vlnovod SIW

Před návrhem napájecího přechodu je nutné propočítat příčné rozměry ekvivalentního kovového vlnovodu, který byl při simulaci anténní struktury používán na rozměry vlnovodu integrovaného do substrátu. Tím se dosáhne větší přesnosti při návrhu onoho přechodu.



Obrázek 32: Změna ekvivalentního kovového vlnovodu na SIW

Jak je vidět na obrázku výše, SIW vlnovod je vždy širší než jeho ideální ekvivalent a jeho šířka závisí na použitém průměru pokovených děr a rozestupu mezi nimi. Z technologických důvodů byl zvolen průměr prokůvů $d = 0,6$ mm s rozstupem $p = 0,8$ mm tak, aby se minimalizovali ztráty únikem mezi prokovy a také činitel odrazu. Následně je možné stanovit rozteč prokůvů jako [3]

$$a_{SIW} = a_{vlnovod} + \frac{d^2}{0,95p} = 2,35 + \frac{0,6^2}{0,95 \cdot 0,8} = 2,824 \text{ mm}. \quad (2.11)$$

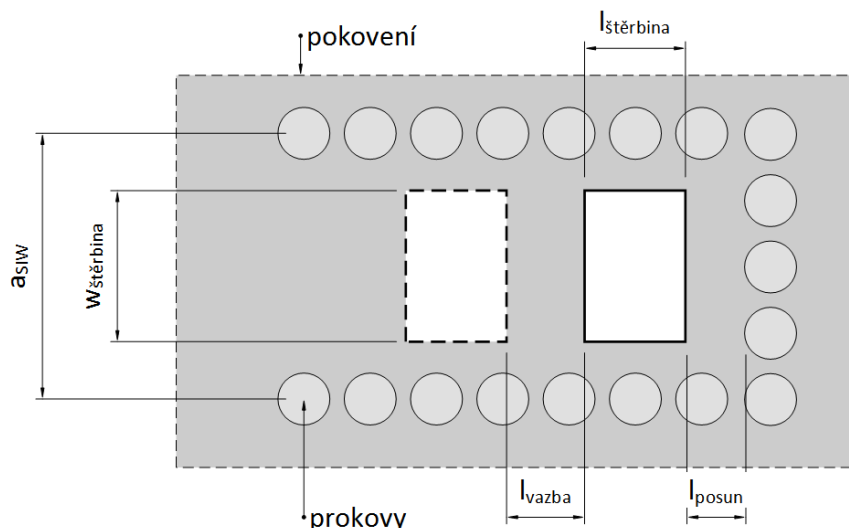
Aby se minimalizovali ztráty zmiňované v kapitole 1.6.2, je nutné dodržet dvě následující podmínky pro prokovy [3].

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \Rightarrow 0,6 < \frac{4,806}{5} \Rightarrow 0,6 < 0,961 \quad (2.12)$$

$$p \leq 2d \Rightarrow 0,8 \leq 2 \cdot 0,6 \Rightarrow 0,8 \leq 1,2 \quad (2.13)$$

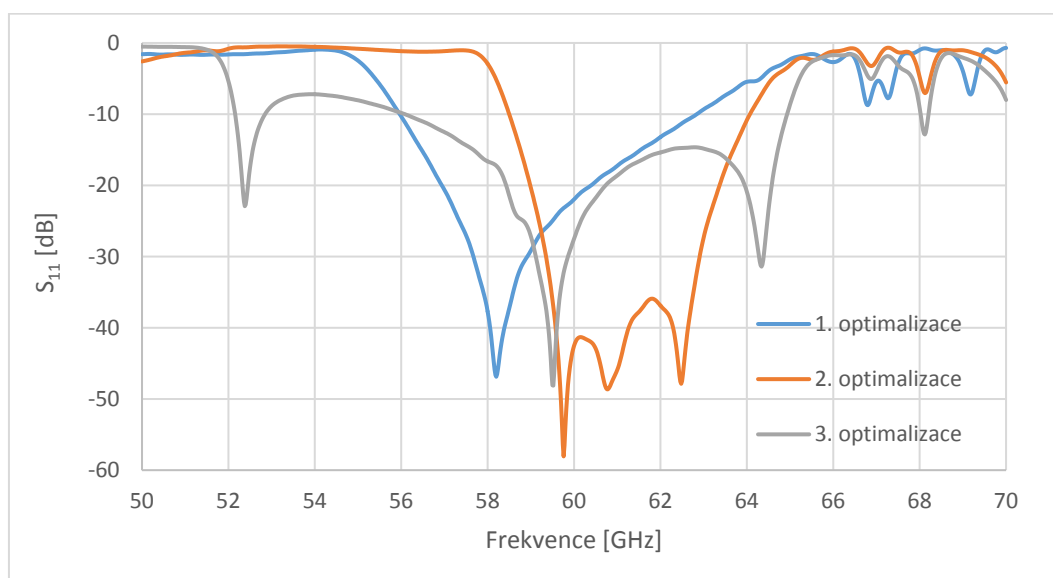
2.6.2 Simulace štěrbinového napájecího přechodu

Na následujícím obrázku je možné vidět koncept napájecího přechodu. Rozmítáním uvedených parametrů jako je délka napájecí štěrbiny $l_{štěrbin}$, její šířka $w_{štěrbin}$ a vzdálenosti štěrbin od zkratu vlnovodu l_{posun} , lze docílit optimálního přenosu energie mezi dvěma vlnovody.



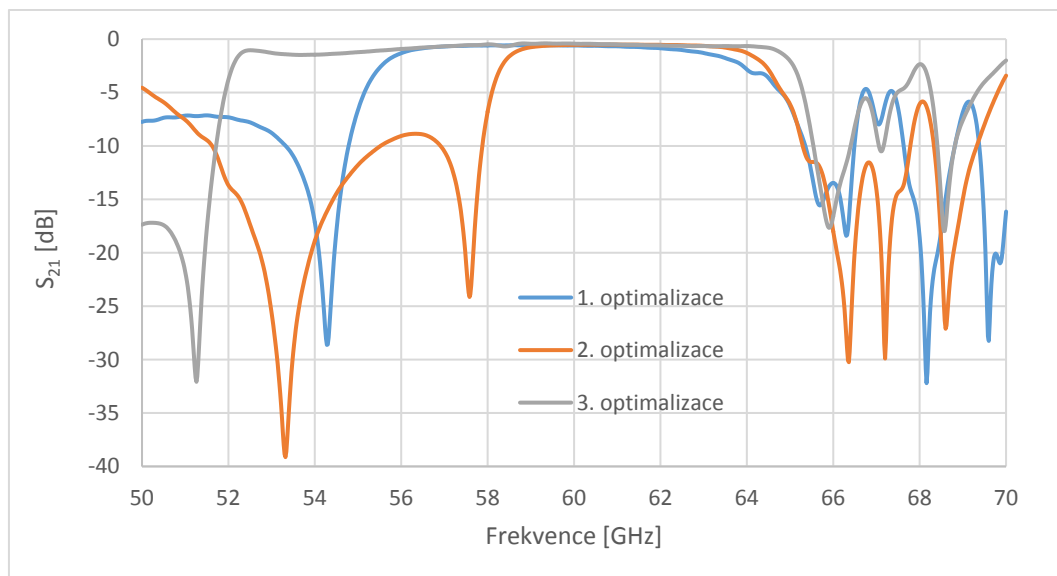
Obrázek 33: Štěrbinový napájecí přechod mezi vlnovody

Na základě simulací bylo zjištěno, že použití jedné vazební štěrbině je nedostačující. Při použití jedné štěrbině se nepodaří navrhnout přechod tak, aby přenášel frekvence vyšší než 63 GHz s dostatečnou šířkou pásma. Je tedy nezbytné použít štěrbině dvě a vhodně nastavit vazbu mezi nimi parametrem rozestupu l_{vazba} . Optimalizace napájecího přechodu spočívá v nalezení požadované šířky pásma při současné kompozici, protože přechod funguje jako filtr typu pásmová propust.



Obrázek 34: Graf závislosti S_{11} napájecího přechodu na frekvenci

Pro zvětšení šířky přenášeného pásma napájecího přechodu bylo dále nutné zvětšit rozměr vlnovodu na $a_{vlnovod} = 2,8$ mm respektive $a_{SIW} = 3,27$ mm. Po této optimalizaci je napájecí přechod schopen efektivně propouštět frekvence od 56 GHz do 65 GHz. Následující tabulka popisuje jednotlivé parametry navrhnuté přechodu po jeho optimalizaci.



Obrázek 35: Graf závislosti S_{21} napájecího přechodu na frekvenci

Tabulka 4: Optimalizační kroky při návrhu napájecího přechodu mezi vlnovody

Parametr	1. optimalizace	2. optimalizace	3. optimalizace
a_{vlnovod}	2,35	2,35	2,80
a_{SIW}	2,82	2,82	3,27
$l_{\text{štěrbina}}$	1,30	1,40	0,90
$W_{\text{štěrbina}}$	1,30	1,60	1,40
l_{posun}	1,50	1,50	1,35
l_{vazba}	-	1,00	1,5
počet štěrbin	1	2	2
rozměry jsou udávány v mm			

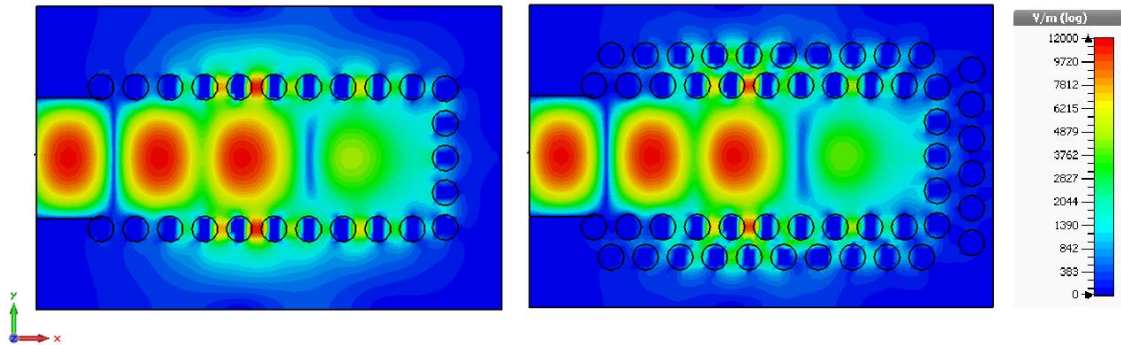
Rozšířením vlnovodu se také snižuje jeho kritická frekvence f_k . Je proto nutné ověřit jestli vlnovod nadále pracuje v požadovaném pracovním pásmu [3].

$$f_k = \frac{c}{2 \cdot a_{\text{vlnovod}} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2,8 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{2,17}} = 36,341 \text{ GHz}. \quad (2.14)$$

$$1,25 < \frac{f_p}{f_k} < 1,9 \Rightarrow 1,25 < \frac{60,500}{36,341} < 1,9 \Rightarrow 1,25 < 1,665 < 1,9. \quad (2.15)$$

2.6.3 Potlačení úniku energie v napájecím přechodu

Při zkoumání rozložení elektrického pole ve vazebním přechodu mezi vlnovody bylo zjištěno, že v místě kde se nachází štěrbinový otvor dochází k úniku energie prosakováním mezi prokvy. Tento nežádoucí jev se více projevuje s rostoucím kmitočtem. Protože mezera mezi prokvy je pouze 0,2 mm je z technologických důvodů nemožné tento nežádoucí jev eliminovat zmenšením rozestupu prokovů. Je tedy nutné přidat k napájecímu přechodu druhou řadu prokovů v místě jejich mezery.



Obrázek 36: Ukázka rozložení elektrického pole v přechodu při kmitočtu 60,5 GHz

Toto opatření ale ve výsledku bude rozšiřovat ozařovač, který bude více zastiňovat parabolu, což povede k částečnému snížení směrovosti a k zvýšení úrovně postranních laloků.

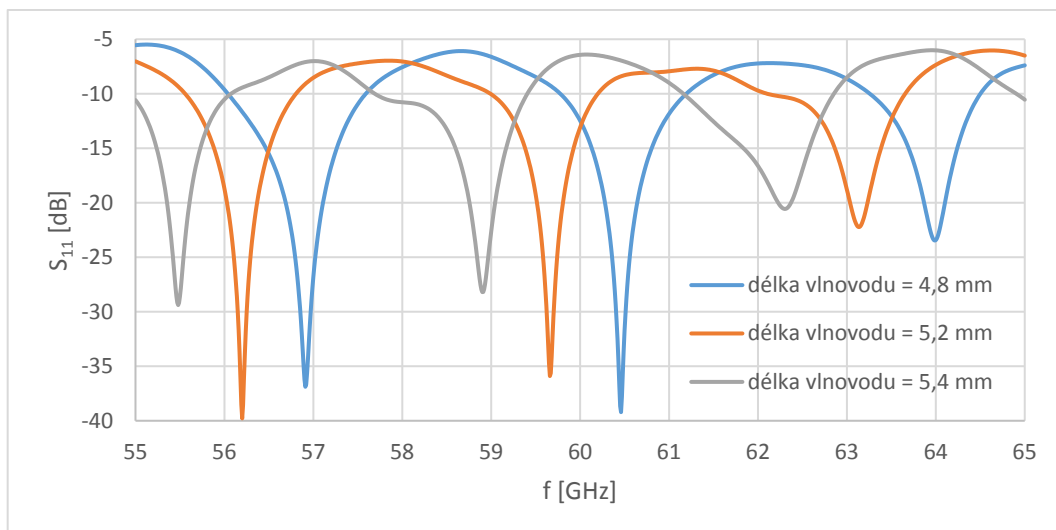
2.7 Úprava anténního konceptu

Jak je vidět na následujícím grafu. Vzdáleností vyzařovací apertury od parabolického zrcadla dochází k změně rezonanční frekvence antény. Tato vzdálenost je při současném konceptu na obrázku 17 úměrná délce napájecího vlnovodu k ozařovači. Vyzařovací vlastnosti antény jsou také hodně závislé na tomto rozměru, což je nevýhoda při návrhu napájení antény, kde se musí tento vlnovod prodloužit a také efektivně ukončit zkratem.

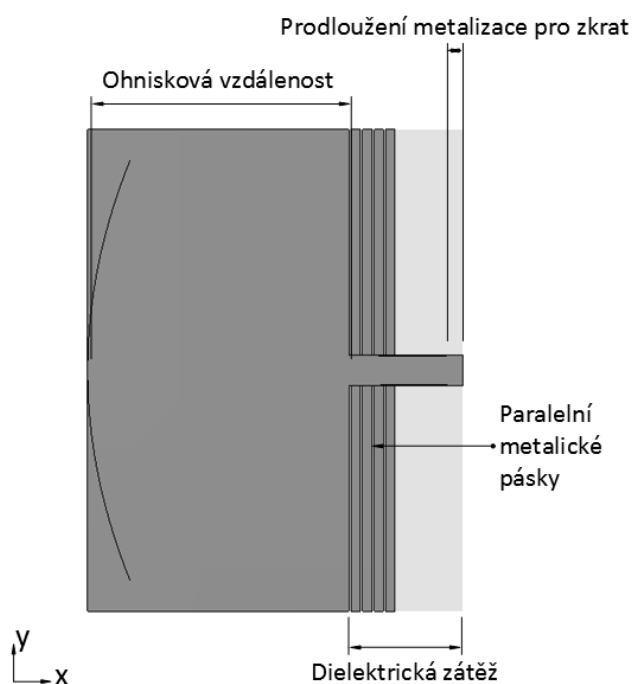
Úprava anténního konceptu, která je zobrazena na obrázku 38, spočívá v ukončení metalizace substrátu v rovině zářiče. Tímto dojde ke zkrácení vlnovodu *parallel-plate* mezi metalizací substrátu, což přináší hned několik výhod.

1. Ozařovač tak může být libovolně dlouhý, protože se minimalizuje vliv jeho délky na postranní laloky a správné naladění rezonančního kmitočtu.
2. Bezproblémové ukončení ozařovacího vlnovodu zkratem.
3. Automaticky vzniká dielektrická zátěž a zmenší se tak potřebná délka antény.

Následující anténní koncept také počítá s širším vlnovodem ozařovače, který je nutný z hlediska napájení. Tím se posunul fázový střed ozařovače téměř na aperturu, protože se minimalizovalo jeho rozevření.

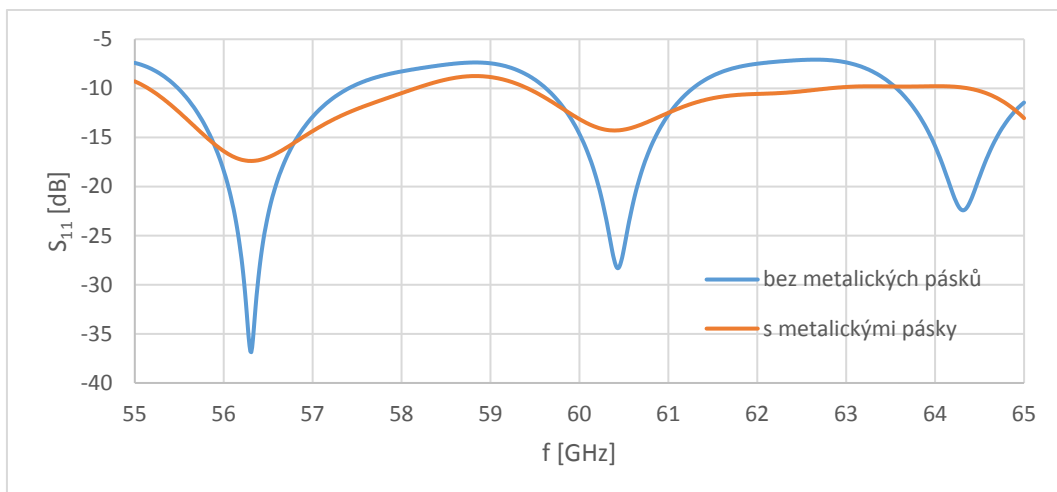


Obrázek 37: Vliv délky vlnovodu l_{vlnovod} na parametr S_{11} u prvotního konceptu antény

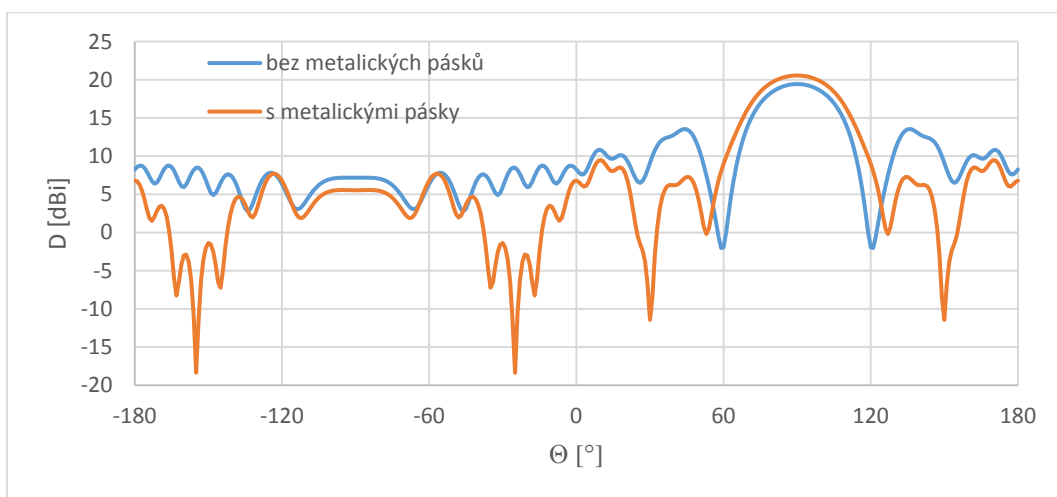


Obrázek 38: Úprava anténního konceptu

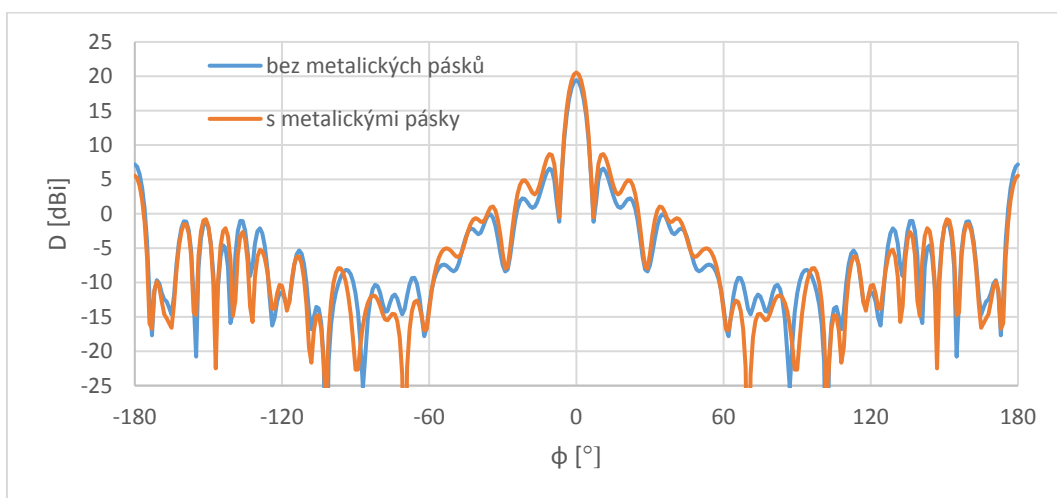
Přesní rezonanční kmitočet je tedy nutné naladit změnou ohniskové vzdálenosti f parabolického zrcadla, konkrétně jejím prodloužením na 24,9 mm z původních 21 mm. Pro minimalizaci postranních laloků je také nutné s prodloužením ohniska zvětšit také průměr paraboly z 35 mm na 40 mm tak, aby co nejlépe odrazila vlnu nyní přicházející z větší vzdálenosti. Tím také dochází k zvýšení činitele směrovosti. Rozměry paralelních metalických plátek byly převzaty z původního konceptu antény.



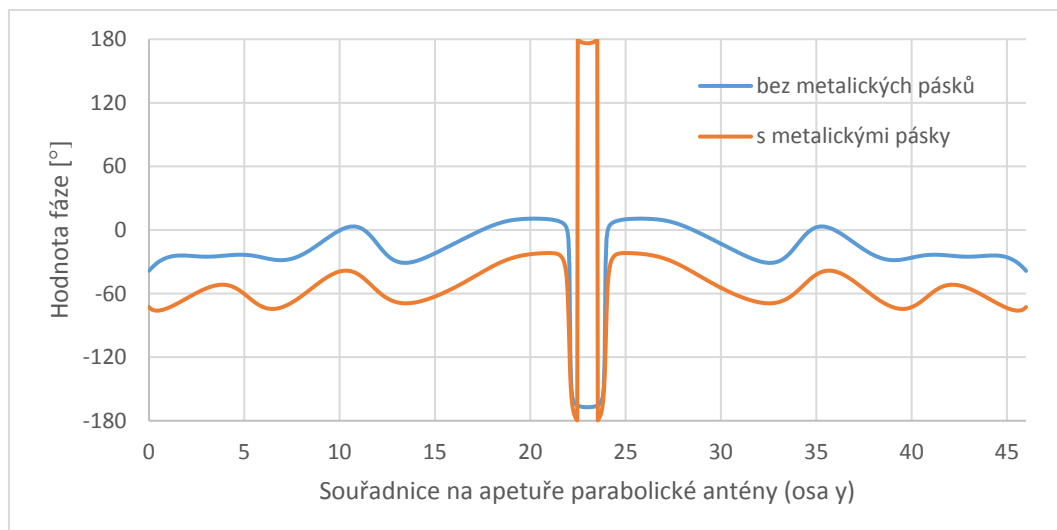
Obrázek 39: Graf závislosti parametru S_{11} upraveného konceptu antény



Obrázek 40: Vyzařování v rovině E upraveného konceptu antény ($f = 60,5$ GHz)



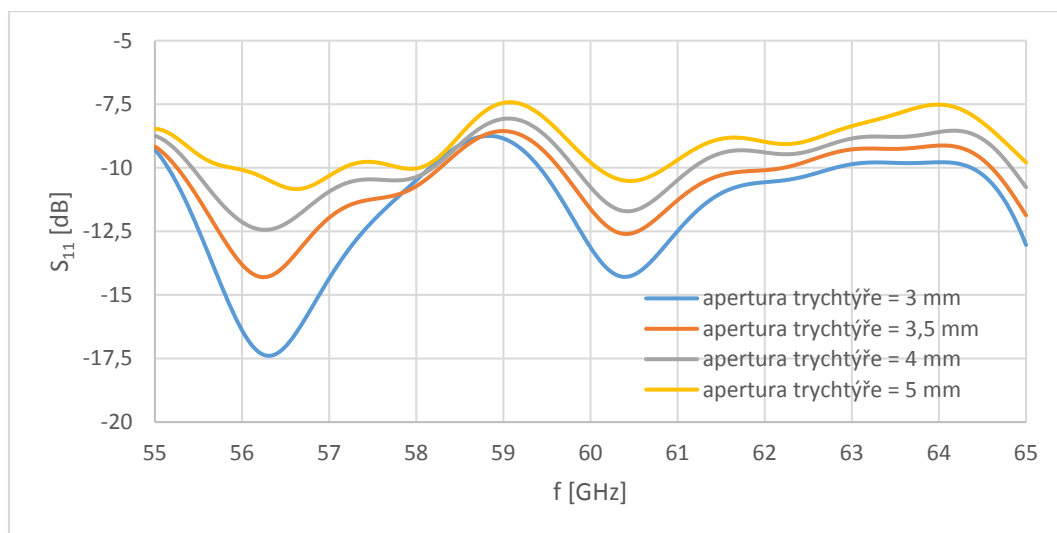
Obrázek 41: Vyzařování v rovině H upraveného konceptu antény ($f = 60,5$ GHz)



Obrázek 42: Rozložení fáze na apertuře upraveného konceptu antény ($f = 60,5$ GHz)

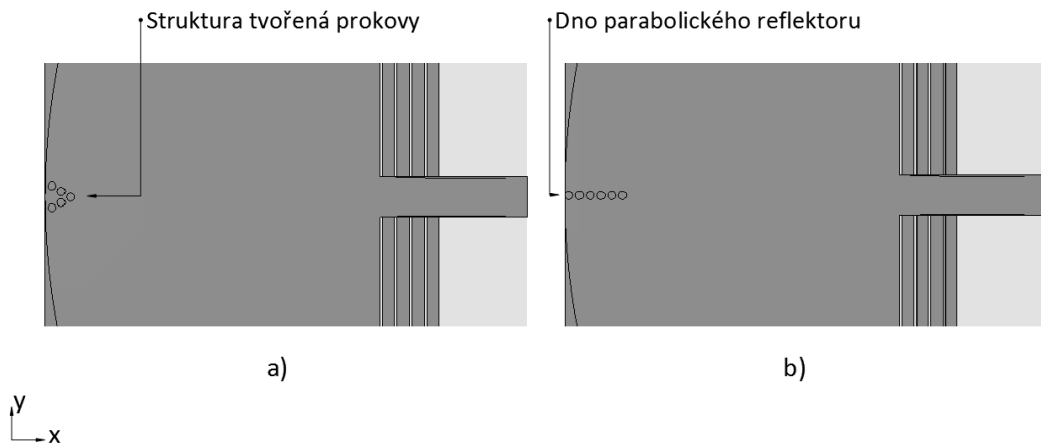
2.8 Metody zlepšení impedančního přizpůsobení

Jak už bylo zmíněno, u předně buzené parabolické antény je kvalita impedančního přizpůsobení velmi limitována, důsledkem odrazu vlny od parabolického zrcadla zpět do trychtýřového ozařovače. Velikost tohoto nežádoucího jevu je přímo úměrná směrovosti trychtýřového ozařovače, která se zvyšuje jeho rozevřením a posiluje tak centrální oblast vyzařování.



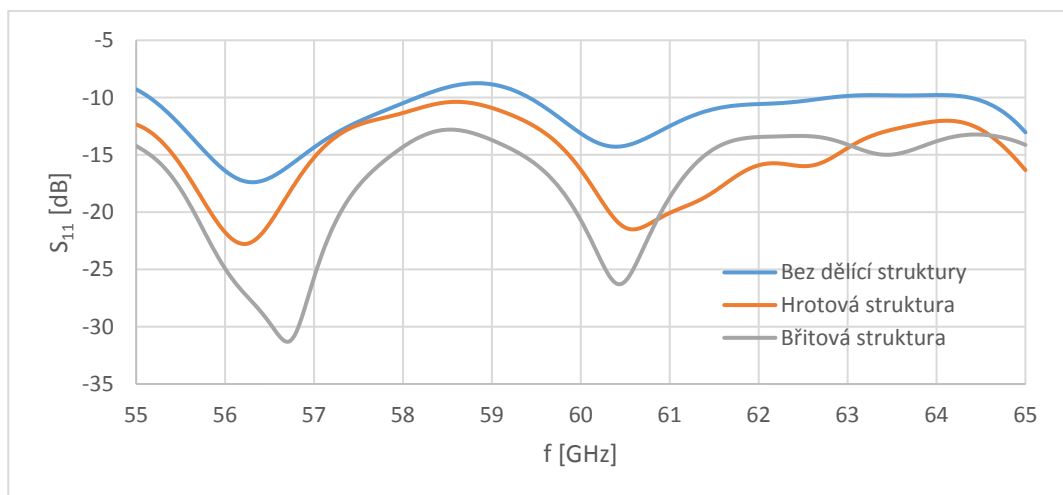
Obrázek 43: Závislost vstupního činitele odrazu na rozevření trychtýře

Následující metody zkoumají možnosti potlačení tohoto zpětného odrazu odkloněním vlny, vycházející z ozařovače do stran v místě dna paraboly. Toto rozptýlení energie je možné docílit strukturami vytvořenými z prokůvů. Návrh se konkrétně zabývá strukturami hrotovou a břitovou, které jsou zobrazeny na obrázku 44.



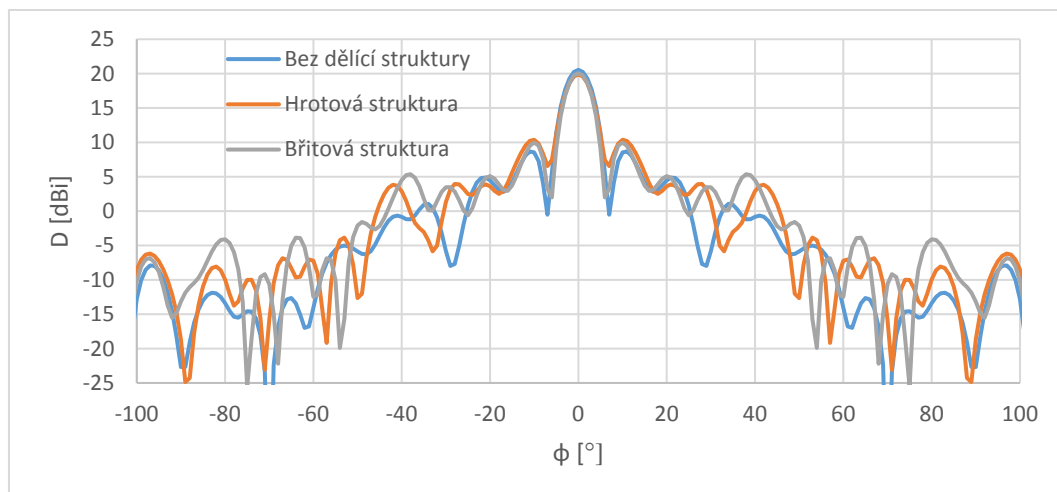
Obrázek 44: Struktury pro eliminaci zpětného odrazu: a) hrotová b) břitová

Simulacemi bylo ověřeno, že takto navržené struktury skutečně markantně zlepšují impedanční přizpůsobení antény, avšak deformují výstupní rovinou vlnu, čímž také narůstají postranní laloky ve vyzařovací rovině H.

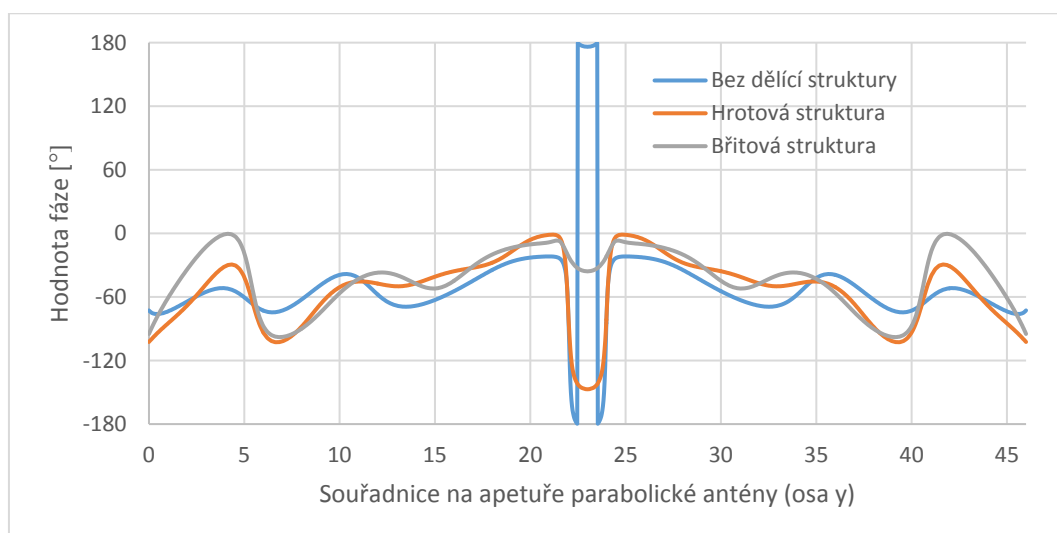


Obrázek 45: Závislost vstupního činitele odrazu na typu dělicí struktury

Kvůli zvýšení úrovně postranních laloků, snížení směrovosti a také fázové deformaci, je při finálním modelu antény od těchto metod upuštěno.



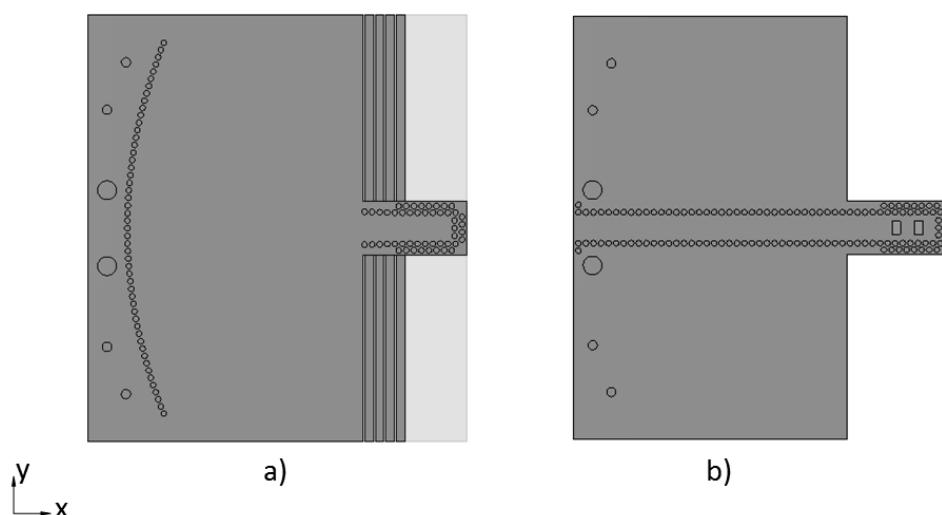
Obrázek 46: Vyzařování v rovině H pro jednotlivé dělicí struktury ($f = 60,5 \text{ GHz}$)



Obrázek 47: Hodnota fáze na apertuře pro jednotlivé dělicí struktury ($f = 60,5 \text{ GHz}$)

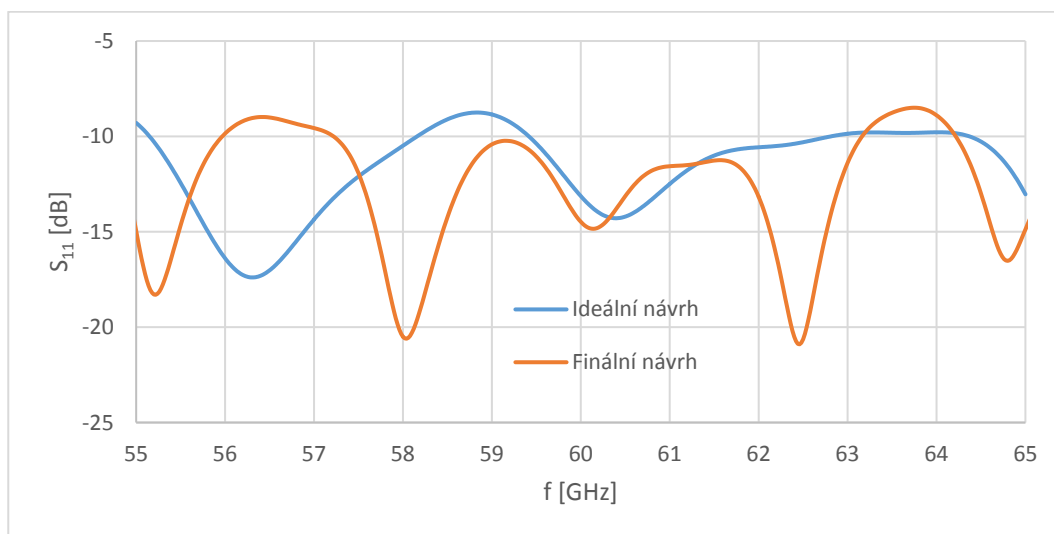
2.9 Nahrazení ideálních stěn prokovy a spojení vyzařovací a napájecí vrstvy antény

Posledním krokem při návrhu parabolické antény je nahrazení všech ideálních stěn prokovy a také spojení navržené vyzařovací a napájecí vrstvy. Program CST Microwave Studio dokáže automaticky rozložit prokovy podél rovinných čar, dle zadaných parametrů. Pro parabolický reflektor byly souřadnice prokovů vyexportovány za pomoci programu Matlab s následnou importací do programu CST. Takto vznikne finální návrh antény.



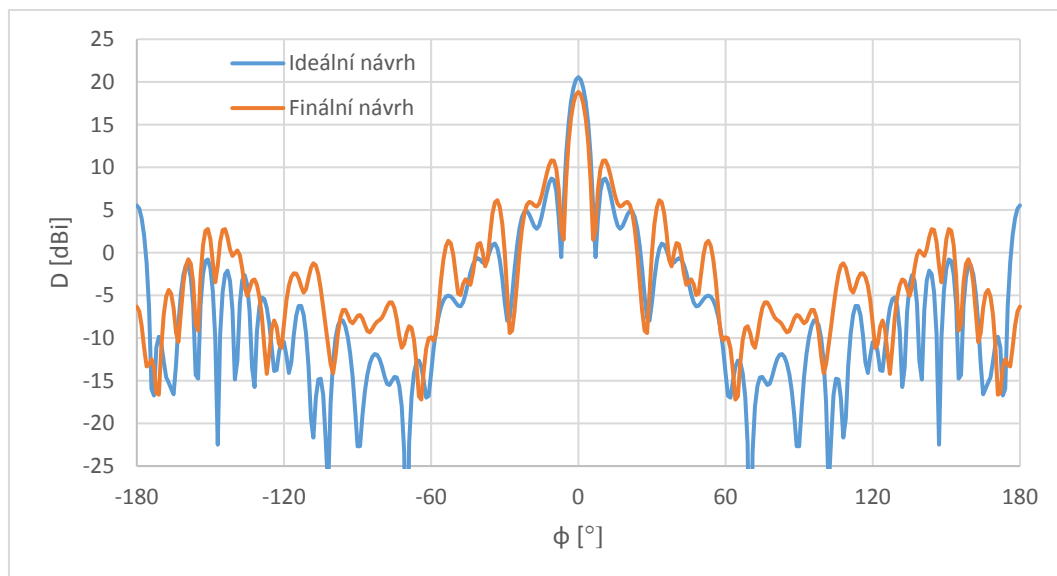
Obrázek 48: Pohled shora na a) vyzařovací b) napájecí anténní strukturu

Anténní struktury bylo dále nutné opatřit otvory pro kolíky, které slouží na správné sesazení vyzařovací a napájecí vrstvy kvůli vazebním štěrbinám. Větší otvory pak slouží pro montážní šrouby k uchycení přechodky, která zajišťuje spojení a impedanční přizpůsobení vlnovodu WR-15 na navrhovaný vlnovod integrovaný do substrátu. Návrhu této přechodky se věnuje následující kapitola 2.10.

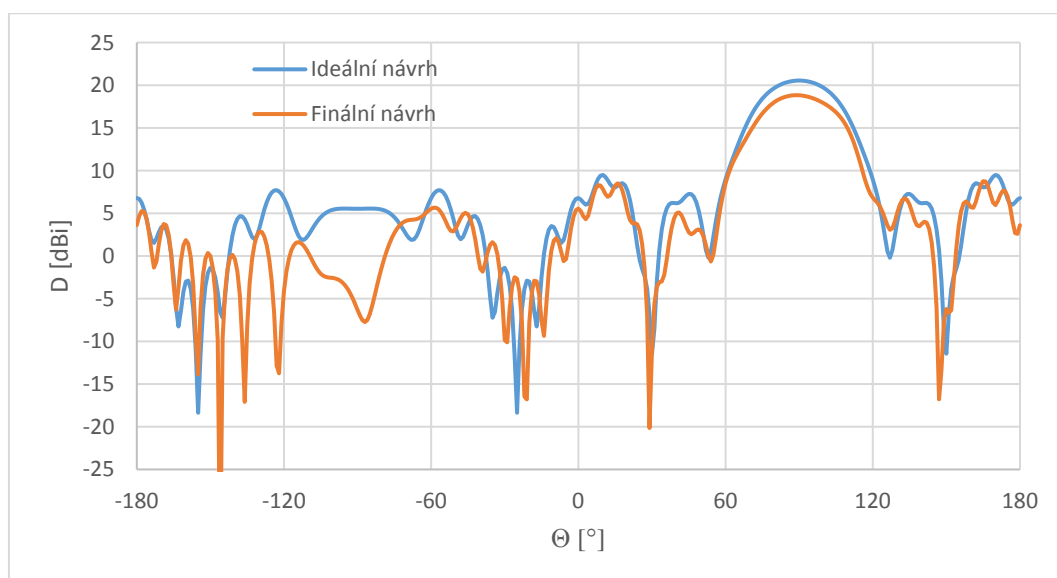


Obrázek 49: Závislost vstupního činitele odrazu finálního návrhu antény

Jak je vidět na výše uvedeném grafu. Spojením vyzařovací a napájecí a záměnou ideálních stěn za prokovy došlo k celkovému zlepšení impedančních poměrů v anténě a k zvětšení šířky pásma. Aktuální závislost vstupního činitele odrazu byla získána výsledným laděním antény pro maximalizaci přenášeného pásma, jako celku dvou vrstev a proto úplně nekoresponduje s původním činitelem odrazu ideálního návrhu.

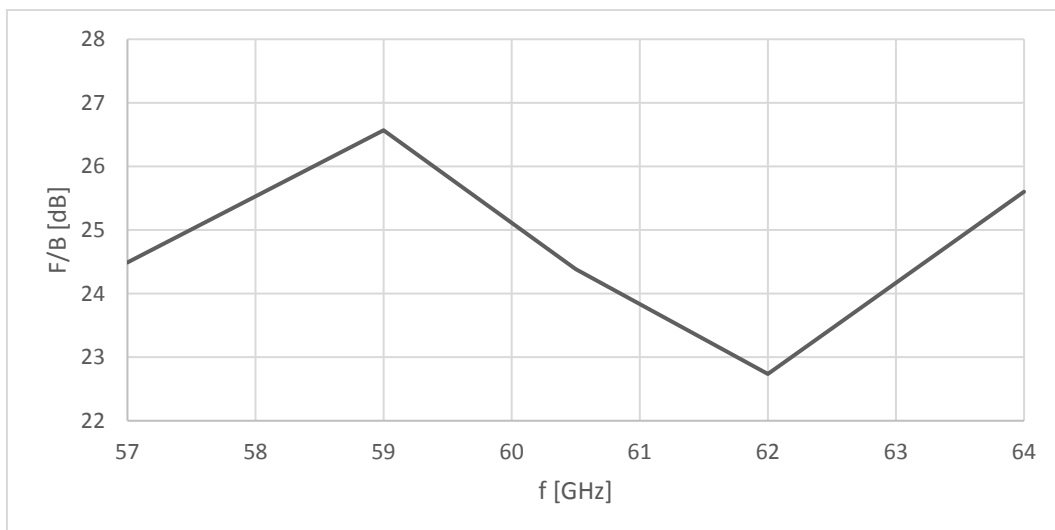


Obrázek 50: Vyzařování v rovině H finálního návrhu antény ($f = 60,5$ GHz)



Obrázek 51: Vyzařování v rovině E finálního návrhu antény ($f = 60,5$ GHz)

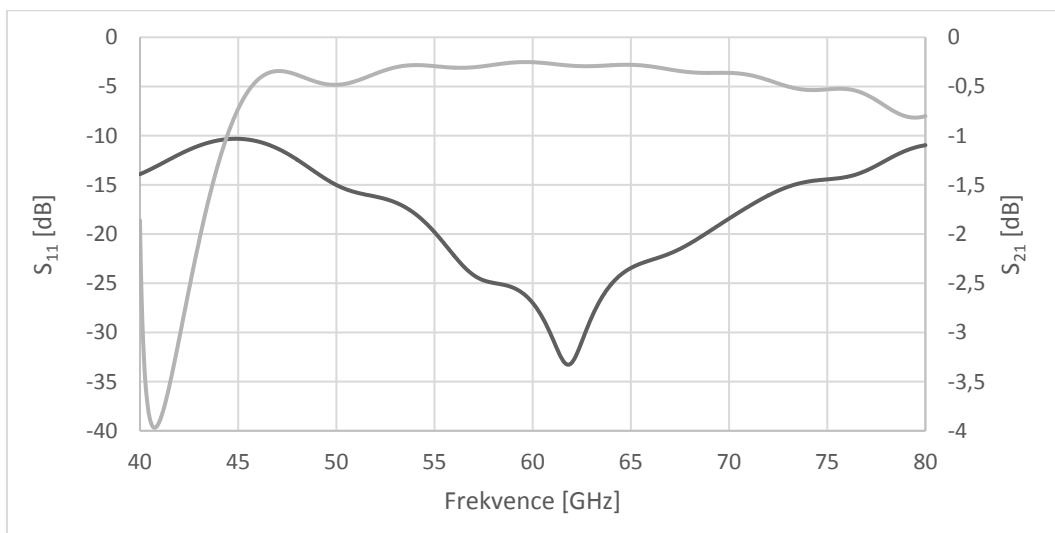
Záměnou ideálních stěn ekvivalentního kovového vlnovodu za prokovy byl ozařovač značně rozšířen, což způsobilo větší zastínění hlavního laloku parabolické antény. Tímto klesl činitel směrovosti antény o 1,73 dB a také vzrostla úroveň postranních laloků o 2,15 dB. Použití dvouvrstvé struktury také způsobilo nepatrnou asymetrii zadního vyzařovacího laloku v rovině E. Potřebné prodloužení substrátu za parabolický reflektor, z důvodů výše zmiňovaných, markantně zlepšilo předozadní poměr antény F/B .



Obrázek 52: Závislost předozadního poměru F/B na sledovaném kmitočtu

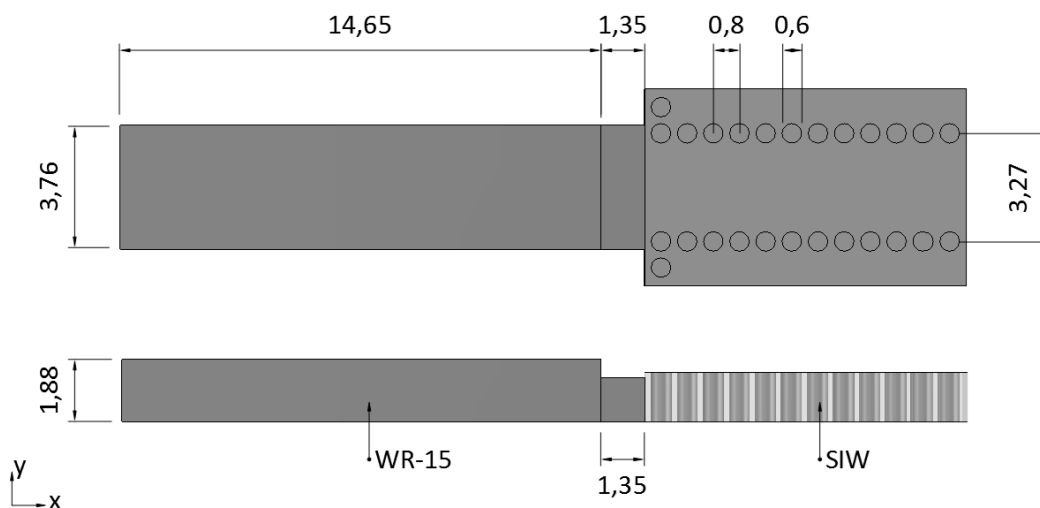
2.10 Návrh přechodu WR-15 na SIW

Aby mohly být vlastnosti navržené antény reálně změřeny, je nutné navrhnout a také zhotovit přechodku ze standardizovaného, obdélníkového vlnovodu na vlnovod integrovaný do substrátu. Pracovní pásmo antény ISM 60 GHz se nachází ve V pásmu stanoveném od 50 GHz do 75 GHz. Pro toto pásmo se používá normalizovaný vlnovod WR-15 s příčnými rozměry 3,76 x 1,88 mm.

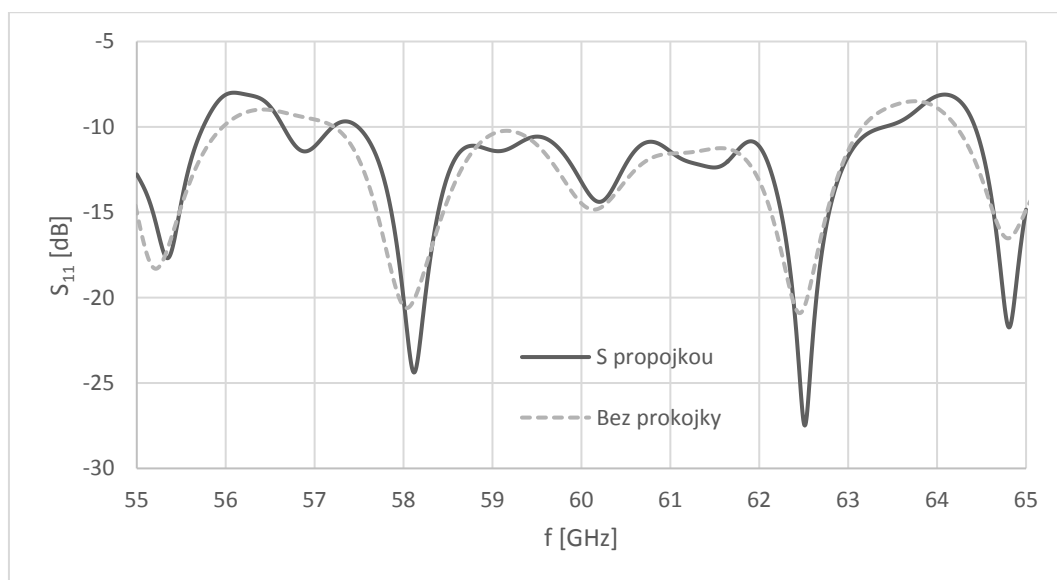


Obrázek 53: S parametry přechodky z WR-15 na SIW

Výslednou propojku je nutné navrhnout tak, aby impedančně přizpůsobila vlnovod WR-15 na navržený SIW, aniž by limitovala šířku přenášeného pásma, nebo způsobovala nežádoucí útlum. Toho bylo docíleno na základě vícerých simulací.



Obrázek 54: Vnitřní rozměry přechodky z WR-15 na SIW



Obrázek 55: Průběh činitele odrazu při použití přechodky z WR-15 na SIW

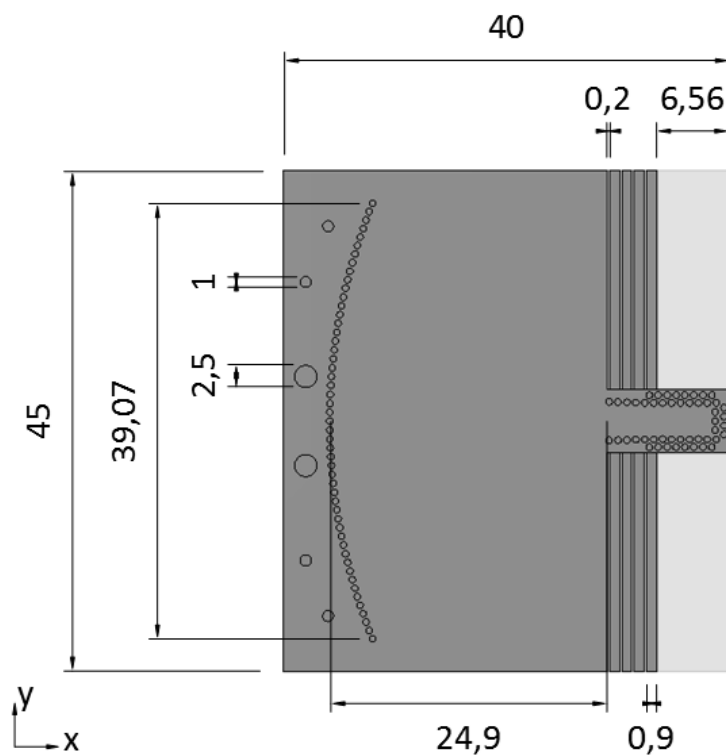
Po srovnání průběhů vstupního činitele odrazu lze usoudit, že přechodka je navržena správně. Kompletní dokumentaci pro výrobu navrženého přechodu lze najít v příloze B.

2.11 Finální návrhové parametry antény

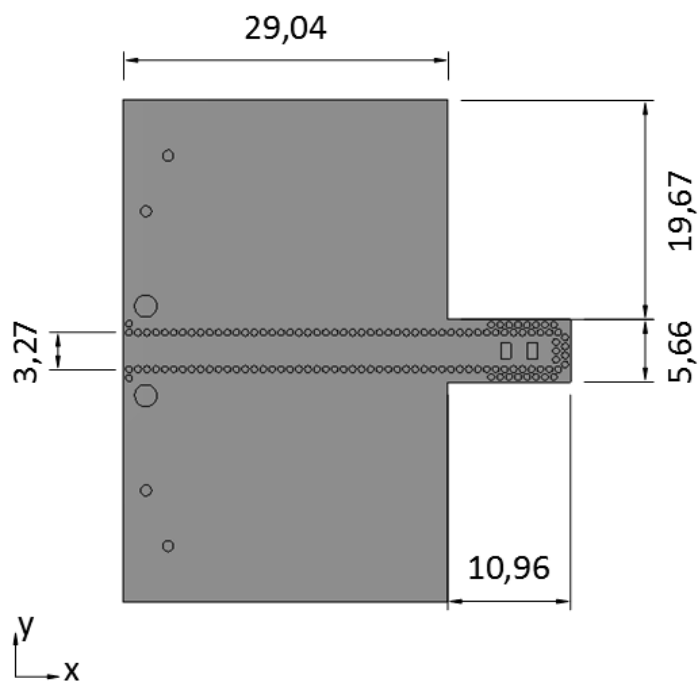
Tabulka 5: Finální návrhové parametry antény (bez použití přechodu WR-15 na SIW)

Název parametru antény	Označení	Hodnota	Jednotka
Absolutní šířka pásma (pro $S_{11} < -10\text{dB}$)	B	5,97	GHz
Relativní šířka pásma (pro $S_{11} < -10\text{dB}$)	B_R	9,87	%
Činitel směrovosti	D	18,83	dBi
Úroveň postranních laloků (rovina H)	$D_{postraní}$	10,81	dBi
Šířka svazku H	$HPBW_H$	5,93	°
Šířka svazku E	$HPBW_E$	35,19	°
Předozadní poměr	F/D	24,38	dB
Zisk antény (IEEE)	G	16,10	dBi
Celková účinnost antény	η_{dB}	-2,75	dB
Uvedené parametry platí pro pracovní kmitočet 60,5 GHz			

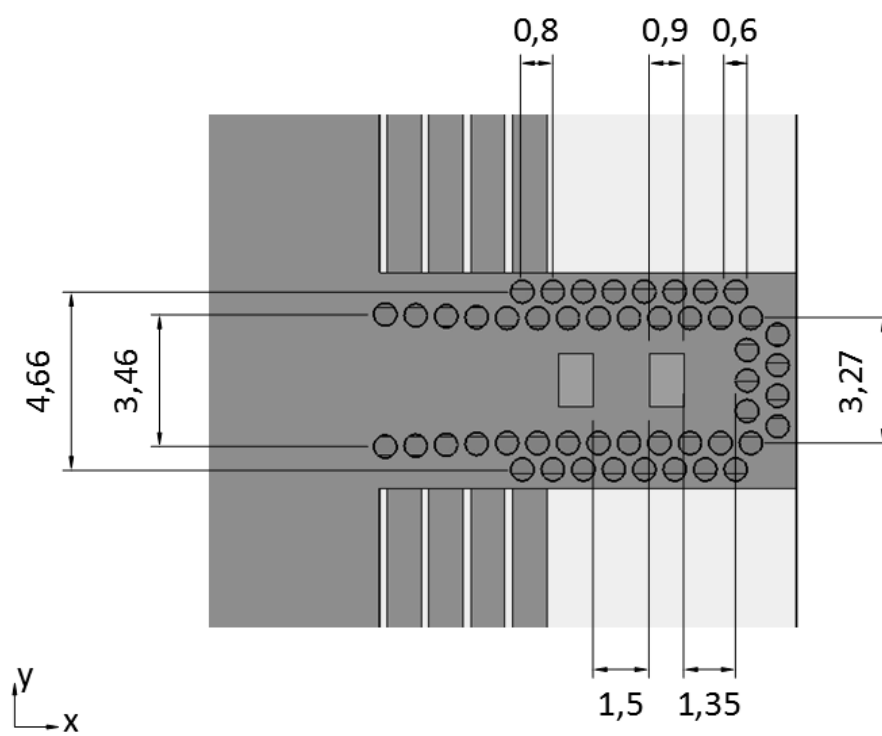
2.12 Finální rozměry prototypu antény



Obrázek 56: Finální rozměry vyzařovací vrstvy



Obrázek 57: Finální rozměry napájecí vrstvy



Obrázek 58: Finální rozměry ozařovače

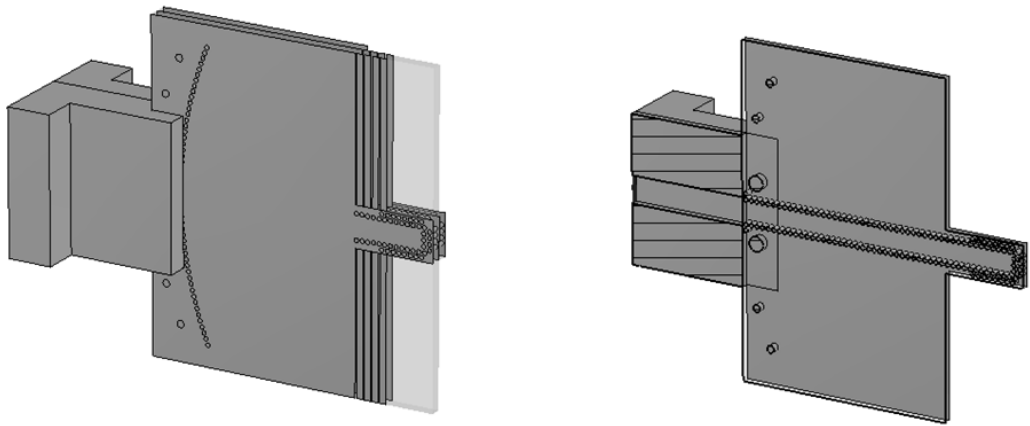
3 Výslední charakteristiky antény

Před měřením směrových charakteristik byly zhotoveny celkem čtyři prototypy navržené antény, z důvodu minimalizace procesního rozptylu. Avšak, po realizaci antény se vyskytla chyba při výrobě přechodu ze standardizovaného vlnovodu WR-15 na navržený vlnovod integrovaný do substrátu. Tato chyba byla zapříčiněna špatným sesouhlasením středů montážních děr mezi výsledným kótovaným modelem a výrobními gerber daty, podle kterých byla anténa vyrobena. Takto vznikl offset mezi montážní dírou umístěnou na anténě a závitem na přechodu, což mělo za následek vznik mezery mezi spájenými vlnovody. Vyjmutím dvojice montážních šroubů je možné tuto mezeru odstranit, avšak měření by se stalo nejednoznačným a neopakovatelným. Vzniklo by totiž vyosení vlnovodů jejich relativním umístěním, protože nelze zaručit, že se vlnovod upne při měření každého prototypu na stejné místo. Z tohoto důvodu práce neobsahuje měření výsledných směrových charakteristik, které budou prezentovány až při závěrečné obhajobě diplomové práce.

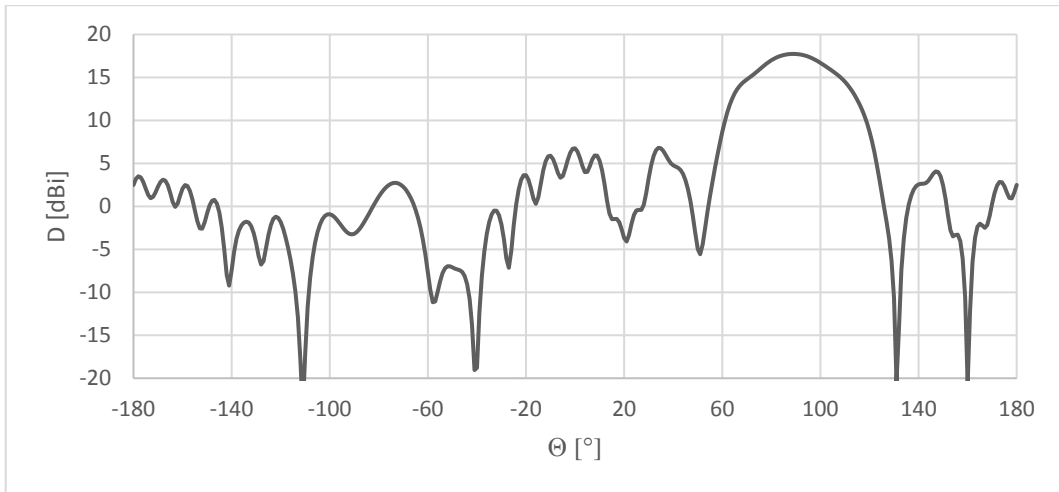


Obrázek 59: Chyba v přechodu WR-15 na SIW

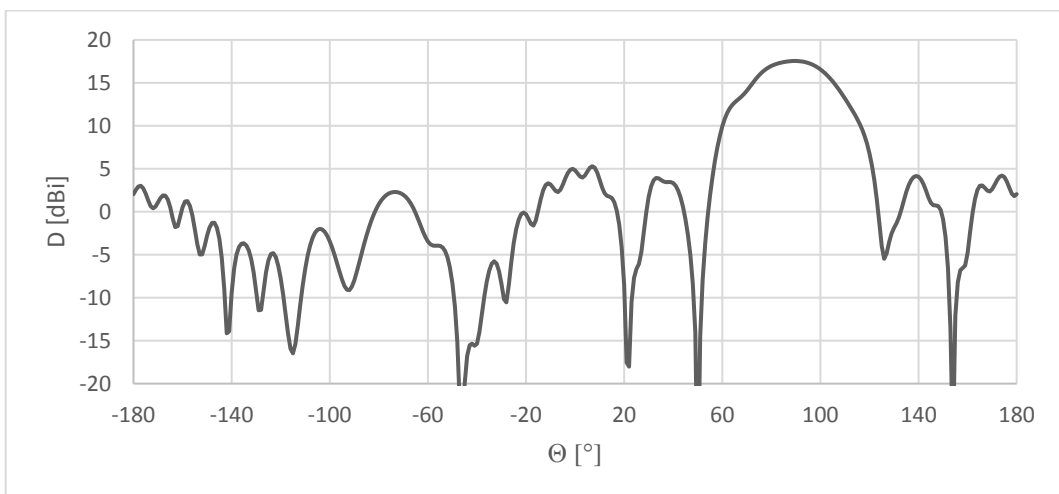
Pro demonstraci výsledných směrových charakteristik byl vytvořen 3D model antény i s celým napájecím přechodem a jemnějším meshováním tak, aby se výsledky co nejvíce podobaly reálnému měření. Výsledky této simulace jsou v této kapitole demonstrovány pro kmitočtové pásmo 55 GHz až 65 GHz.



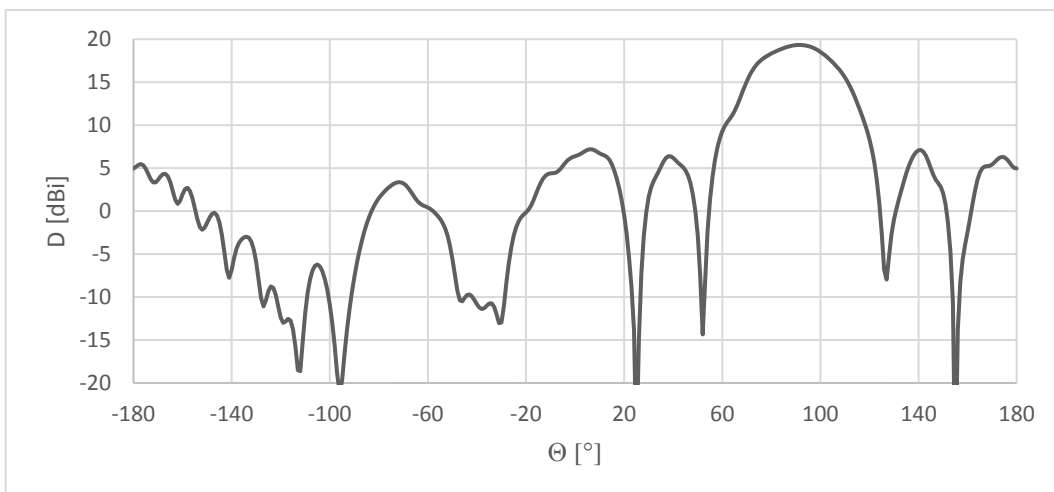
Obrázek 60: Celkový model pro závěrečné simulace



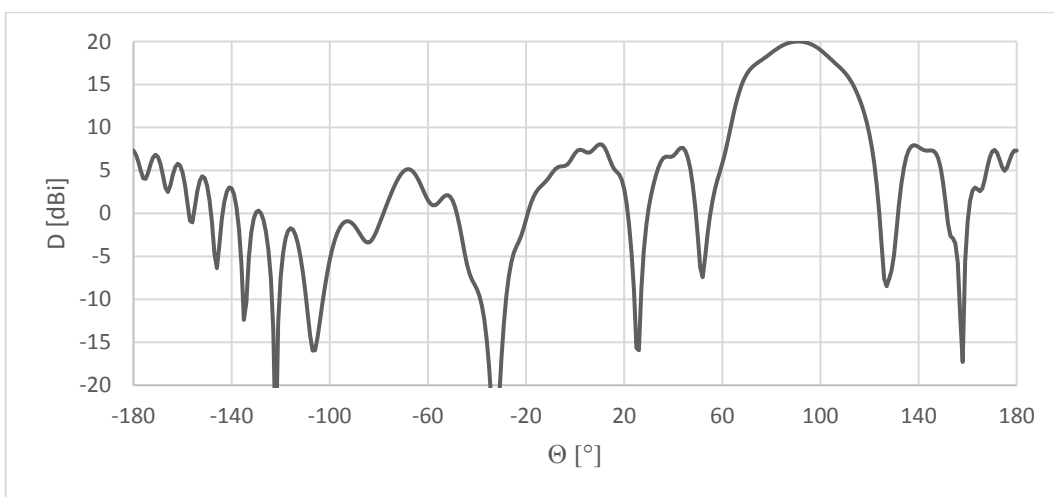
Obrázek 61: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 55 GHz)



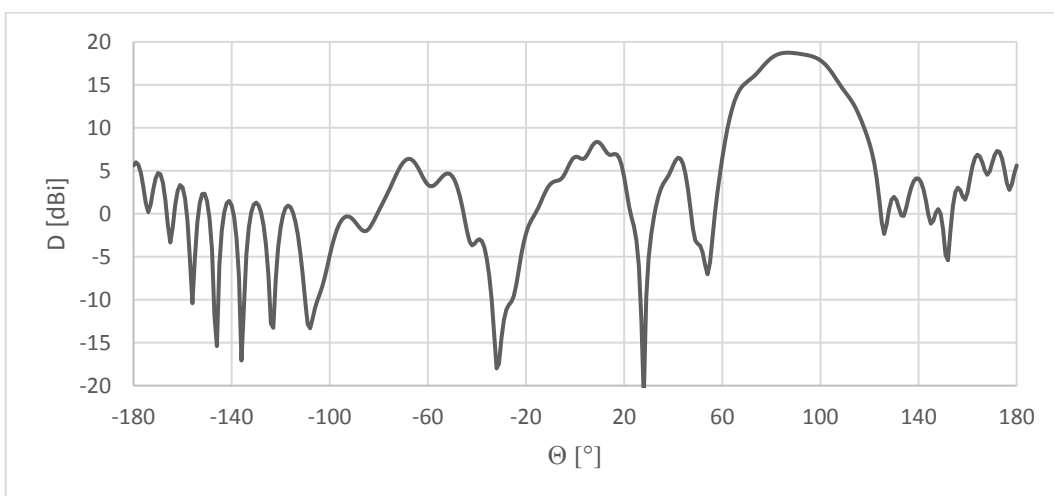
Obrázek 62: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 56 GHz)



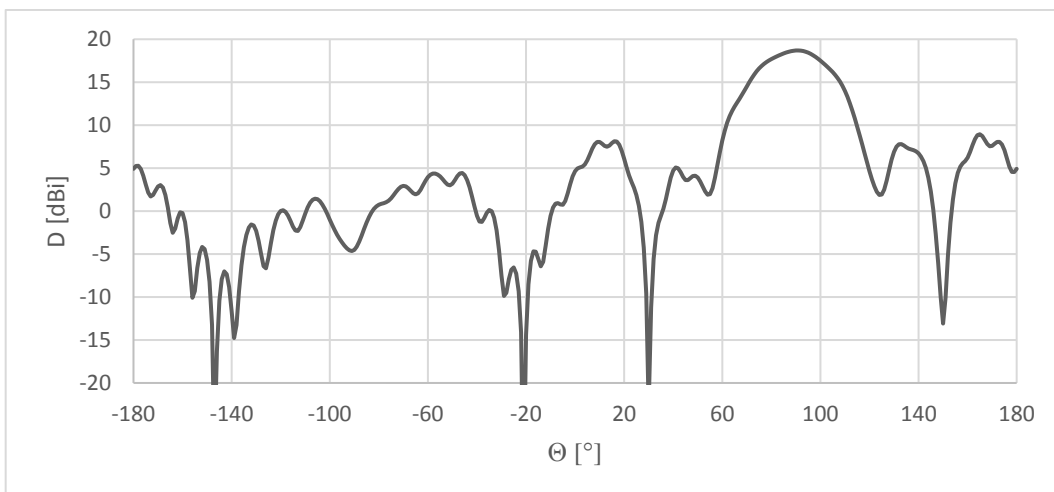
Obrázek 63: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 57 GHz)



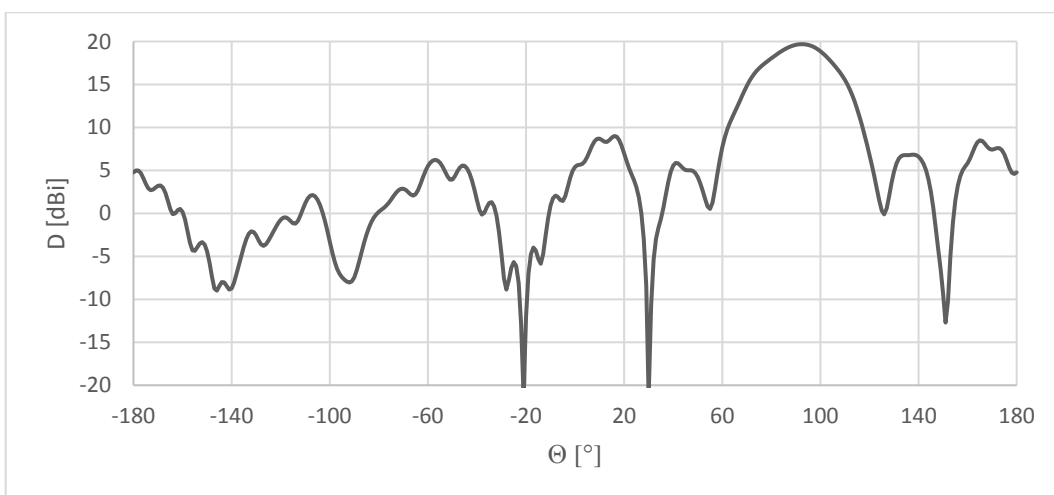
Obrázek 64 : Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 58 GHz)



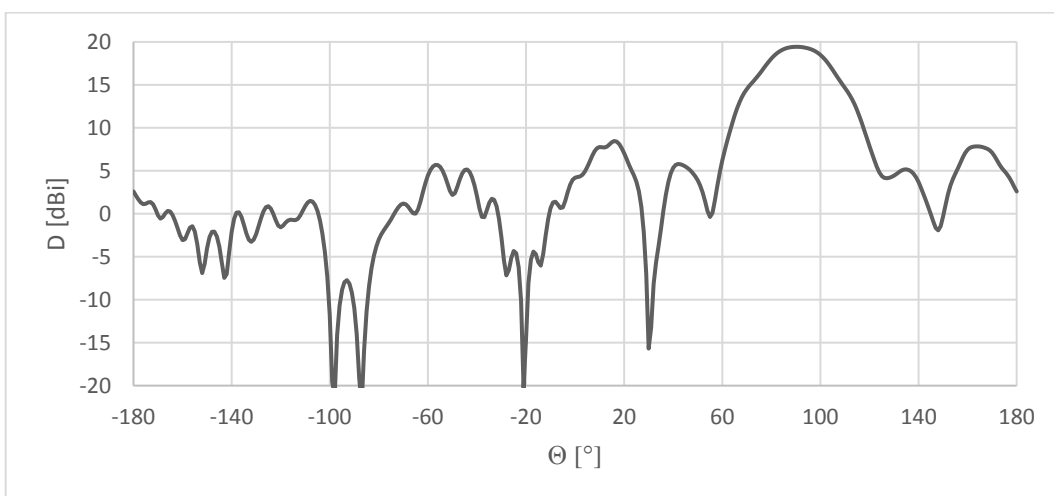
Obrázek 65: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 59 GHz)



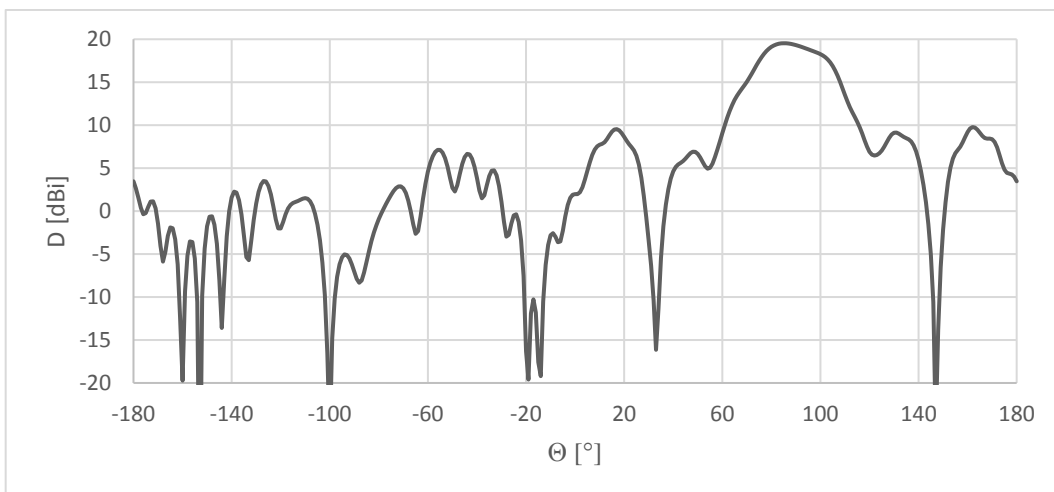
Obrázek 66: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 60,5 GHz)



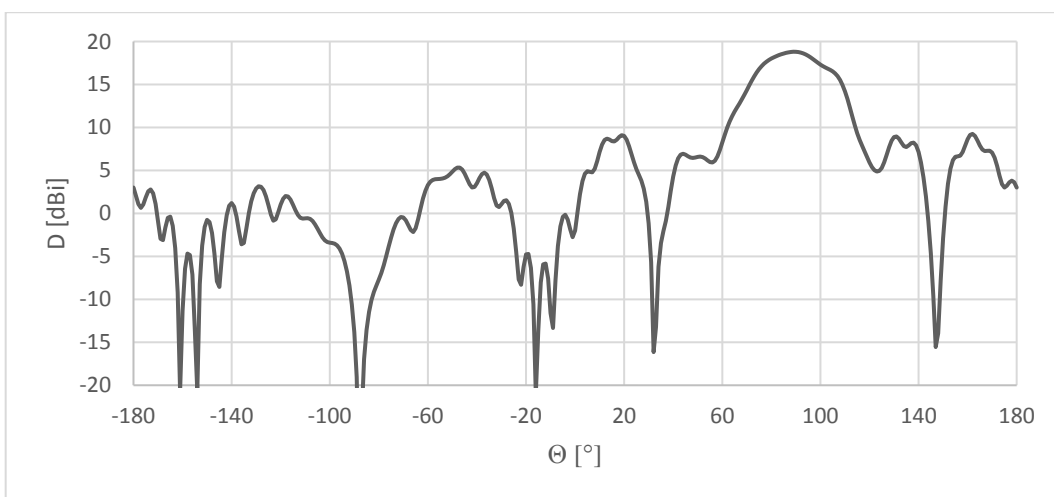
Obrázek 67: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 61 GHz)



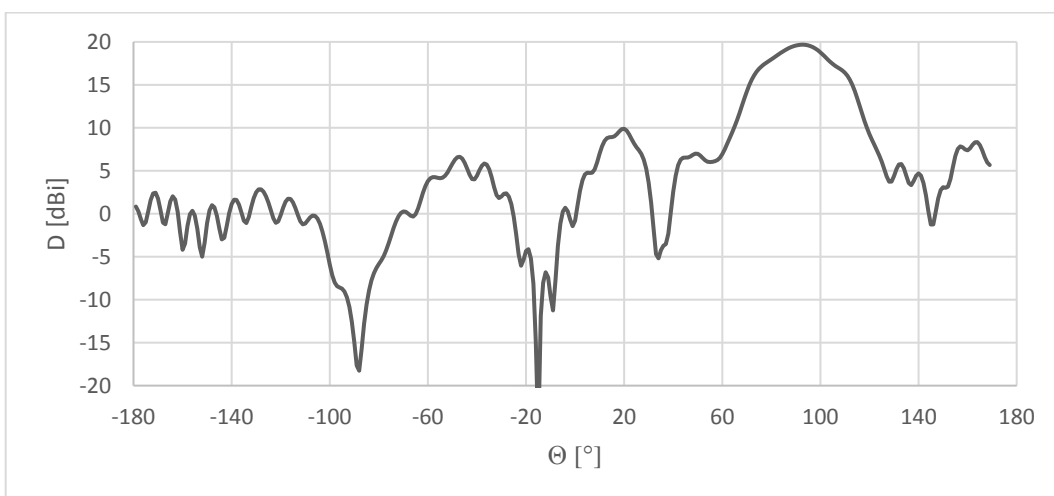
Obrázek 68: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 62 GHz)



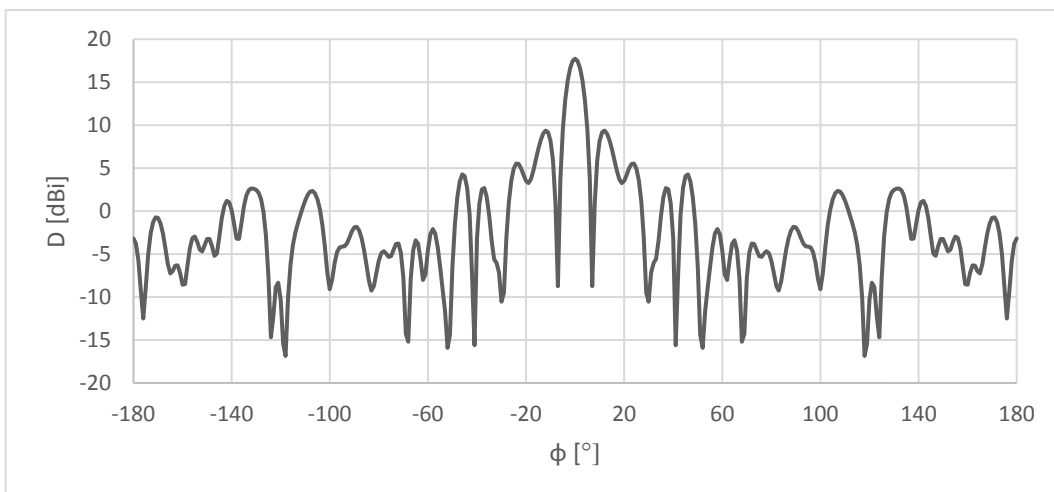
Obrázek 69: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 63 GHz)



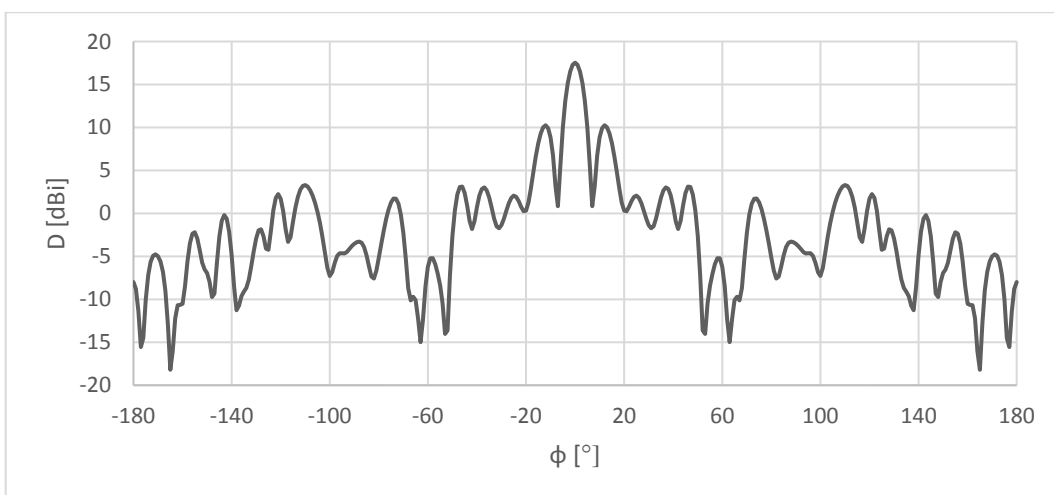
Obrázek 70: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 64 GHz)



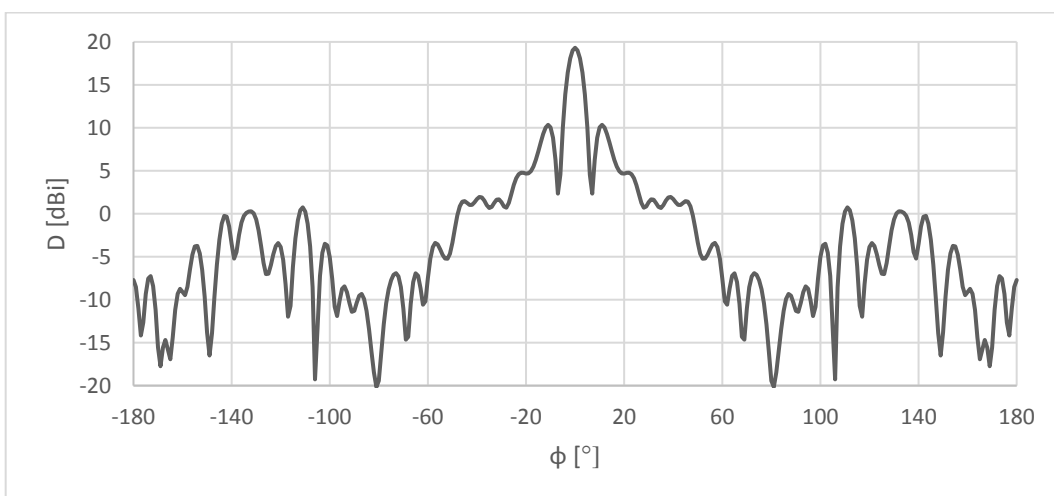
Obrázek 71: Vyzařování v rovině E celkového modelu antény (f = 65 GHz)



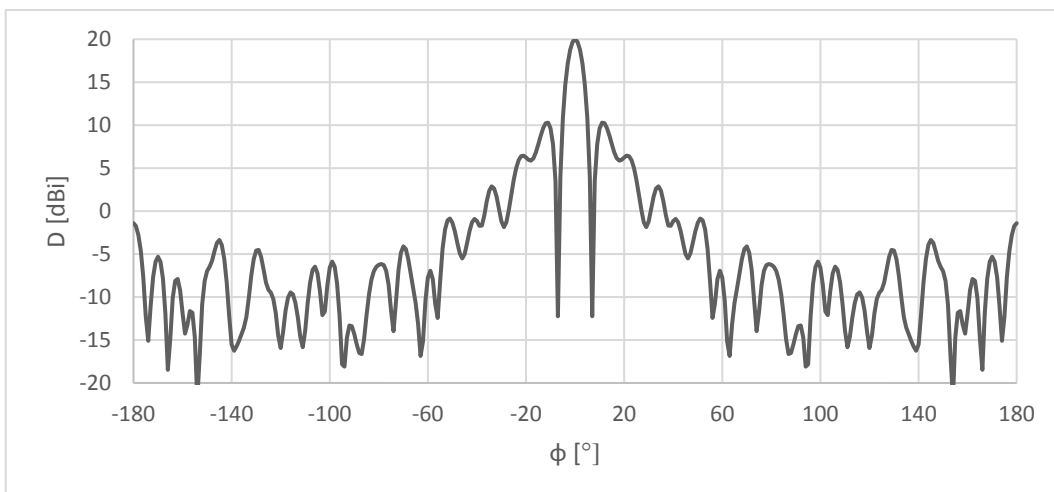
Obrázek 72: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 55 GHz)



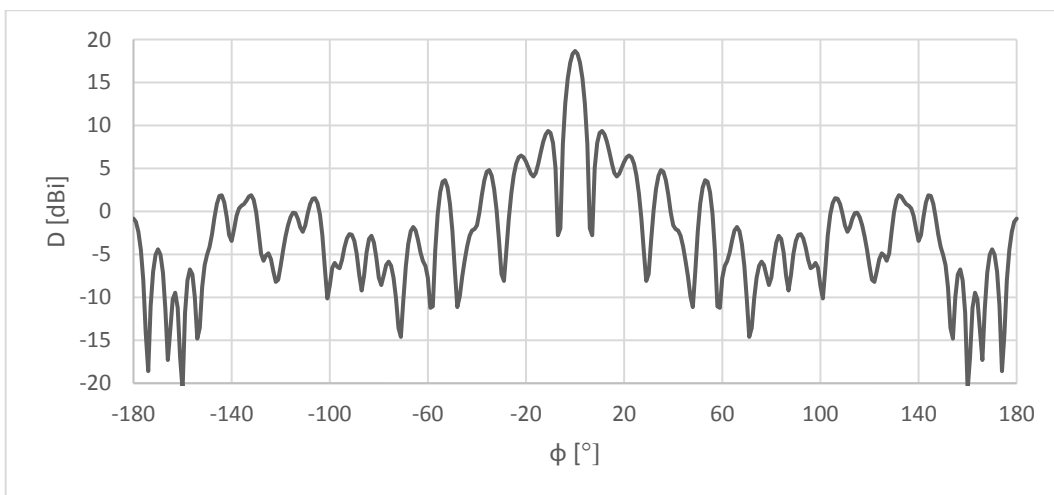
Obrázek 73: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 56 GHz)



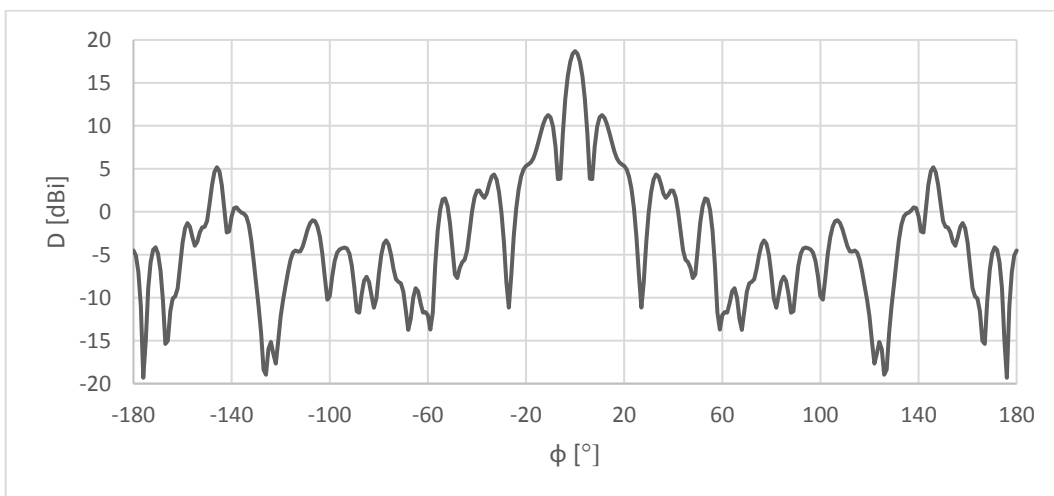
Obrázek 74: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 57 GHz)



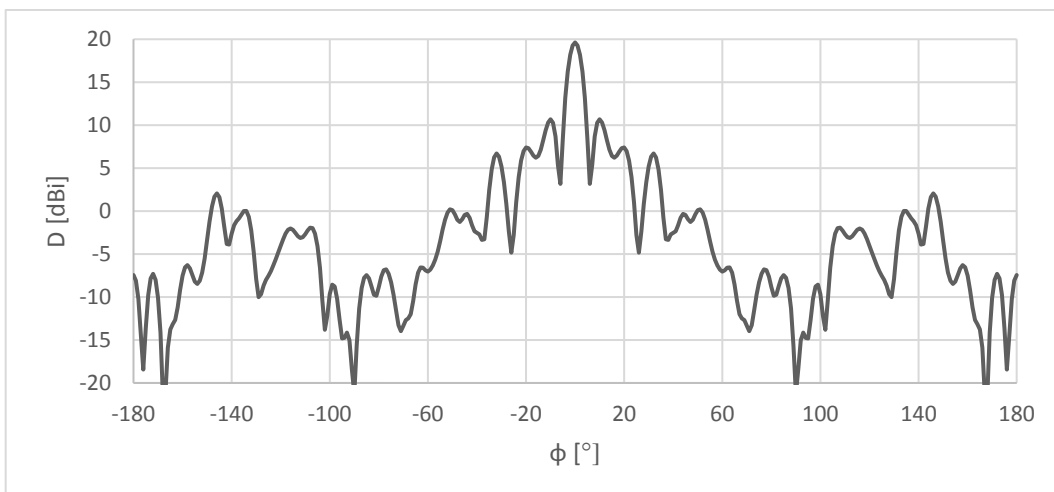
Obrázek 75: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 58 GHz)



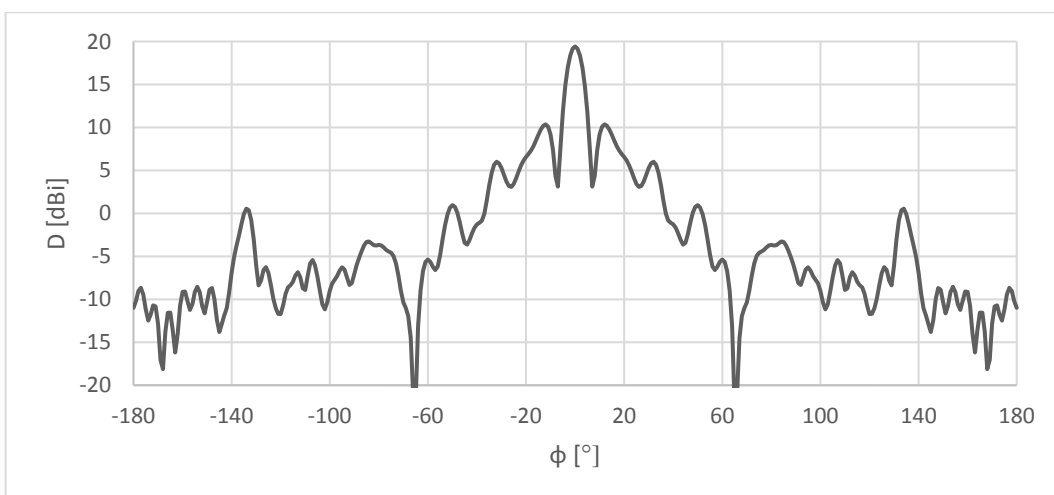
Obrázek 76: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 59 GHz)



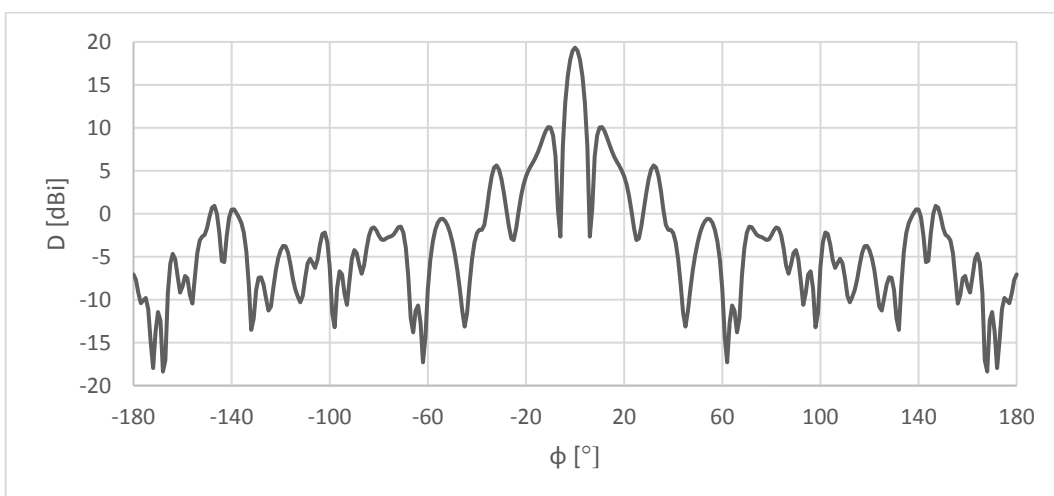
Obrázek 77: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 60,5 GHz)



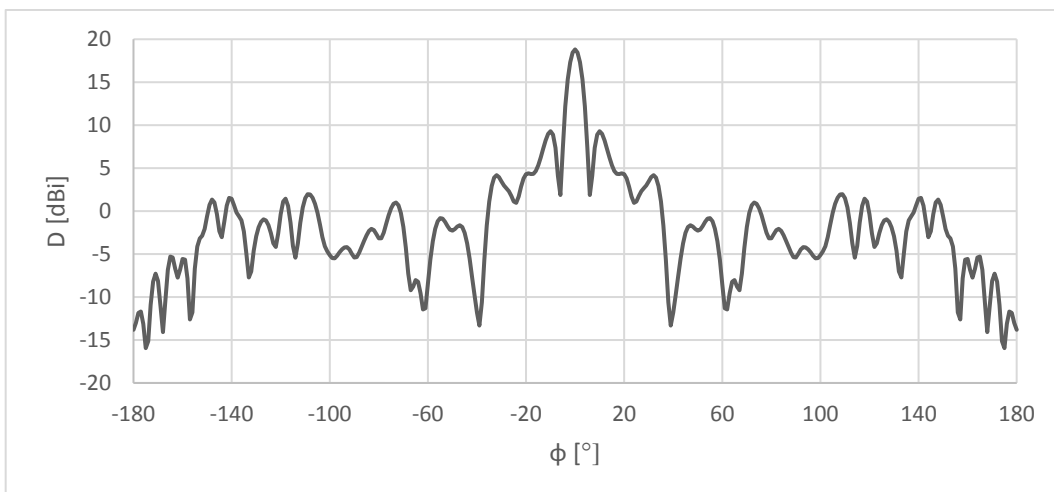
Obrázek 78: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény ($f = 61$ GHz)



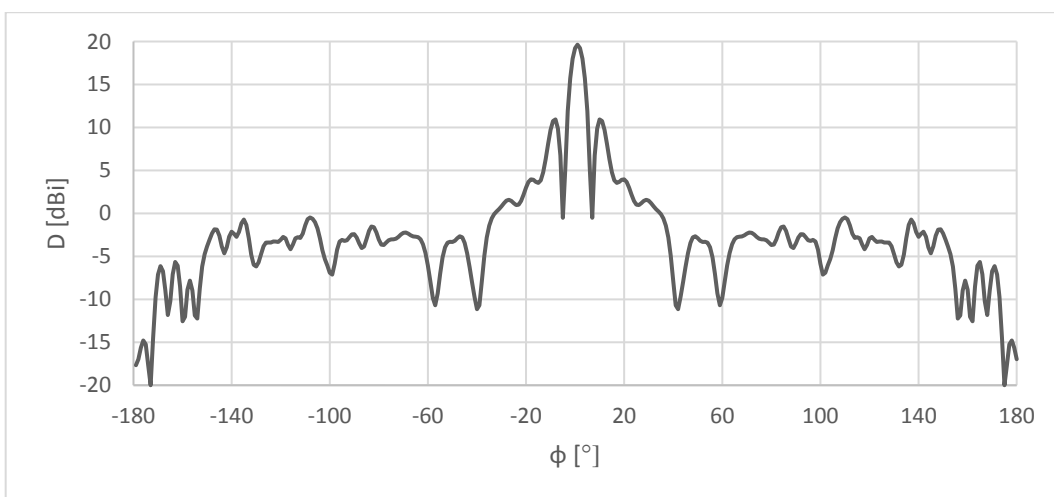
Obrázek 79: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény ($f = 62$ GHz)



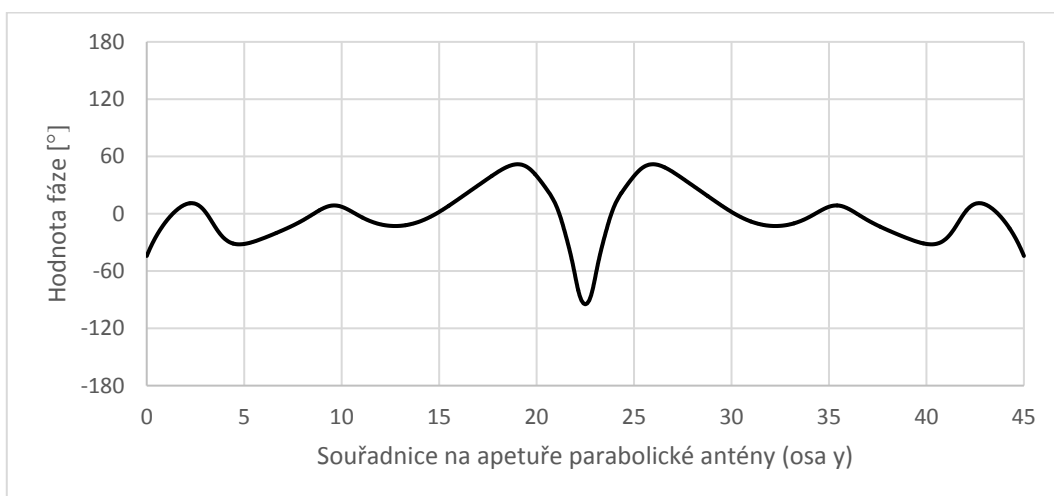
Obrázek 80: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény ($f = 63$ GHz)



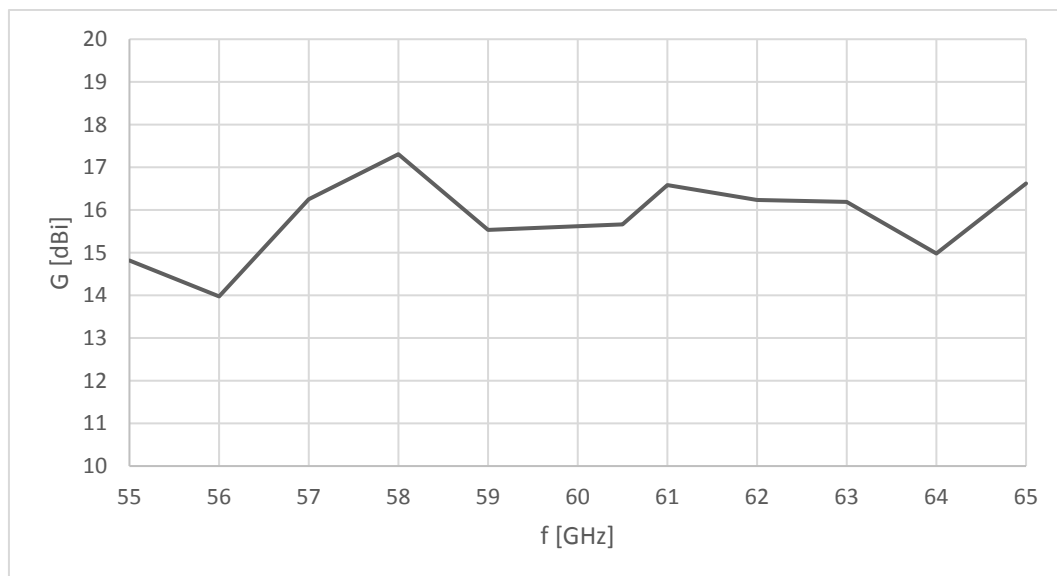
Obrázek 81: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 64 GHz)



Obrázek 82: Vyzařování v rovině H celkového modelu antény (f = 65 GHz)



Obrázek 83: Rozložení fáze na apertuře celkového modelu antény (f = 60,5 GHz)



Obrázek 84: Závislost reálného zisku G antény na kmitočtu

Tabulka 6: Finální simulované parametry celkového modelu antény

Název parametru antény	Označení	Hodnota	Jednotka
Absolutní šířka pásma (pro $S_{11} < -10\text{dB}$)	B	5,91	GHz
Relativní šířka pásma (pro $S_{11} < -10\text{dB}$)	B_R	9,77	%
Činitel směrovosti	D	18,69	dBi
Úroveň postranních laloků (rovina H)	$D_{postraní}$	11,25	dBi
Šířka svazku H	$HPBW_H$	6,00	°
Šířka svazku E	$HPBW_E$	35,00	°
Předozadní poměr	F/D	22,96	dB
Zisk antény (real.)	G	16,10	dBi
Uvedené parametry platí pro pracovní kmitočet 60,5 GHz			

V celkovém modelu antény je hodnota předozadního poměru skreslená blokadí zadního vyzařování samotným přechodem WR-15 na SIW.

Závěr

Cílem této diplomové práce bylo seznámit se s principem činnosti nízkoprofilových směrových antén v pásmu centimetrových a milimetrových vln. Všeobecný rozbor vybraných druhů směrových antén je popsán v úvodních kapitolách tak, aby byla nastíněna celková problematika směrových antén a projektu obecně. V teoretické části práce byla rovněž popsána technologie vlnovodu integrovaného do substrátu, která je použita pro realizaci antény. Tato technologie dovoluje efektivní, levnou a vysoce reprodukovatelnou výrobu různých mikrovlnných struktur, při zachování velmi nízkého výškového profilu. Ten odpovídá výšce použitého substrátu.

Na základě teoretických znalostí z modelování elektromagnetických struktur, teorie antén a šíření elektromagnetických vln, byla postupně navržena parabolická anténa integrovaná do substrátu. Pro veškeré simulace byl použit simulační software CST Microwave Studio. Po konzultaci z vedoucím práce byl zvolen vhodný pracovní kmitočet antény 60,5 GHz, který se nachází ve středu bezlicenčního ISM pásma 60 GHz. Návrh antény je ovšem také použitelný pro jiné kmitočty, kde by se pouze změnila rozměry antény poměrem k vlnové délce.

Při návrhu antény byl kladen největší důraz na anténní směrovost, impedanční přizpůsobení a předozadní poměr. Samotný návrh antény se skládá z několika částí, od výběru vhodného substrátu a prvotního návrhu, až po optimalizaci kritických anténních parametrů. Pro snížení výpočetní náročnosti simulací byly vodivé stěny uvnitř substrátu tvořeny jako celistvé plochy s nulovou tloušťkou a perfektní konduktivitou. Náhrada perfektně vodivých stěn za sérii prokůvů byla uskutečněna až v poslední fázi návrhu. Diplomová práce také řeší možnost napájení výsledné antény za pomoci vazebních štěrbin. Z tohoto důvodu má výsledná anténa dvouvrstvou strukturu, která se dělí na napájecí a vyzářovací.

Za velkou nevýhodu antény lze pokládat úroveň postranních laloků. Tato nevýhoda vyplývá už z podstaty antény a jejího předního ozařování, kde ozařovač zastihuje parabolický reflektor v místě největší intenzity vyzářování. Tato skutečnost je umocněna použitím dvou řad prokůvů v místě buzení ozařovače, kvůli minimalizaci úniku energie prosakováním mezi prokovy. Limitujícím faktorem antény je také šířka pracovního pásma. Kvalita impedančního přizpůsobení je totiž omezena kvůli zpětnému odrazu vlny od parabolického zrcadla do ozařovače. Šířka pracovního pásma je taktéž omezena samotným buzením ozařovače, protože vazební štěrbin fungují zároveň jako filtr typu pásmová propust. Další výzkum tohoto druhu antény by tedy mohl směřovat k použití mnohem hrubšího substrátu, tak aby bylo prakticky možné ozařovač budit za pomoci koaxiální sondy. Zvětšením tloušťky substrátu by také bylo možné docílit větší šířku pracovního pásma.

Diplomová práce také absentuje výsledky měření realizované antény z důvodu chyby při návrhu přechodu mezi vlnovody. Chybný přechod by totiž způsobil nejednoznačnost měření a je tedy nutné ho vyrobit znovu. Proto budou výsledky reálného měření antény prezentovány až v závěrečné obhajobě diplomové práce.

Výsledný anténní prototyp dosahuje dle závěrečných simulací zisku 15,7 dBi s potlačením bočních laloků o 7,5 dB a předpokládanou hodnotou předozadního poměru 24,4 dB při pracovním kmitočtu 60,5 GHz a šířky pásma 6 GHz.

Literatura

- [1] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. 3rd ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005, xvii, 1117 s. ISBN 978-0-471-66782-7.
- [2] NOVÁČEK, Zdeněk. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení: přednášky*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2006, 133 s. ISBN 80-214-3301-9.
- [3] DJERAFI, Tarek a Ke WU. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Techniques: The State-of-the-Art Developments and Future Trends. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China* [online]. 2013, 2013(42), 1-22 [cit. 2016-05-10]. DOI: 10.3969/j.issn.1001-0548.2013.02.002. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/267395239_Substrate_Integrated_Waveguide_SIW_Techniques_The_State-of-the-Art_Developments_and_Future_Trends
- [4] ARLON Microwave Materials *CuClad Series, PTFE/Woven Fiberglass Laminates Microwave Printed Circuit Board Substrates* [online]. 2007 [cit. 2015-12-02]. Dostupné z: <https://imageserv10.team-logic.com/mediaLibrary/303/Cuclad.pdf>
- [5] ČERNOHORSKÝ, Dušan a Zdeněk NOVÁČEK. *Antény a šíření rádiových vln: přednášky*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické, 2001, 146 s. ISBN 80-214-1943-1.
- [6] KRAUS, John Daniel a Ronald J MARHEFKA. *Antennas for all applications*. 3rd ed. Boston: McGraw - Hill, 2001, xviii, 938 s. : il. ISBN 0072321032.
- [7] WADE, Paul. Chapter 4: Parabolic Dish Antennas. *The W1GHZ Online Microwave Antenna Book* [online]. 1998. [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: <http://www.w1ghz.org/antbook/chap4.pdf>
- [8] ESQUIUS-MOROTE Marc, FUCHS Benjamin, ZURCHER Jean-Francois, MOSIG Juan R. Novel Thin and Compact H-Plane SIW Horn Antenna, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.61, no.6, s.2911-2920, 2013 [cit. 2015-12-05]. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6484899&isnumber=6521402>

Seznam zkratek

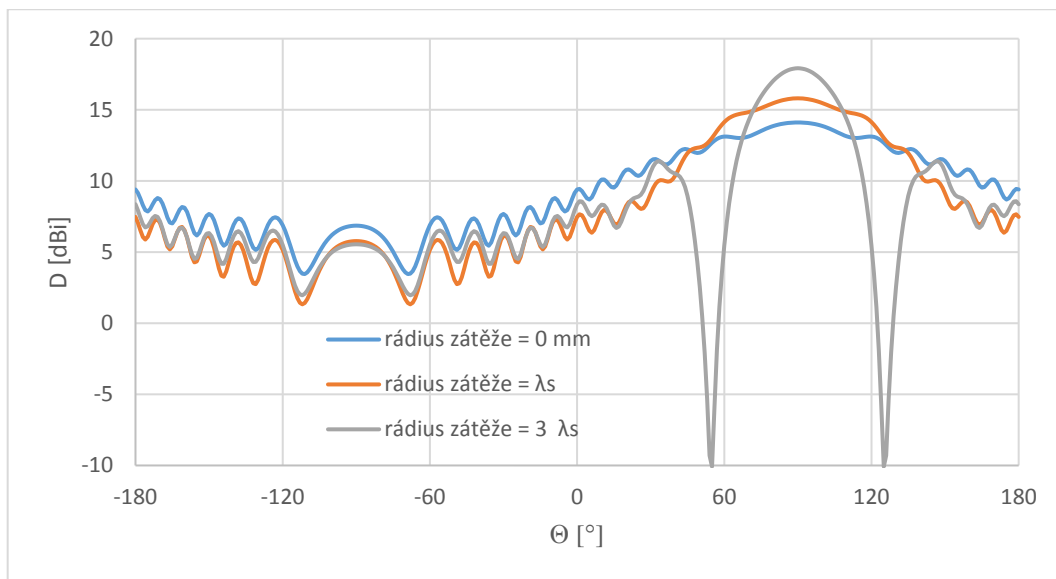
F/B	Front to back ratio	Předozaďní poměr
HPBW	Half power beamwidth	Šířka laloku při polovičím výkonu
ISM	Industrial, scientific and medical	Bezlicenční radiofrekvenční pásmo
PCB	Printed circuit board	Deska plošných spojů
PTFE	Polytetrafluoroethylene	Polytetrafluorethylen
SIW	Substrate integrated waveguide	Vlnovod integrovaný do substrátu
TE	Transverse electric	Transverzálně elektrické
TM	Transverse magnetic	Transverzálně magnetické
UHF	Ultra high frequency	Ultra krátké vlny
VHF	Very high frequency	Velmi krátké vlny

Seznam příloh

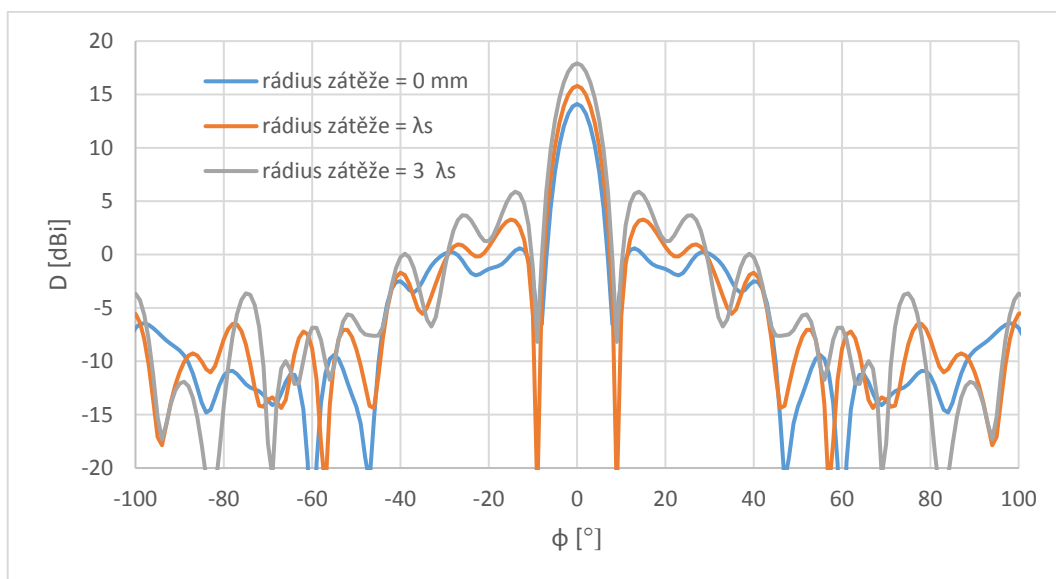
A	Výsledky simulací	59
A.1	Vyzařovací charakteristika pro eliptickou zátěž v rovině E ($f = 60,5$ GHz) 59	
A.2	Vyzařovací charakteristika pro eliptickou zátěž v rovině H ($f = 60,5$ GHz) 59	
B	Přechod WR-15 na SIW	60
C	Fotodokumentace	61
C.1	Vyzařovací vrstva antény	61
C.2	Napájecí vrstva antény	61
C.3	Vyzařovací vrstva antény s přechodem WR-15 na SIW	62
C.4	Napájecí vrstva antény s přechodem WR-15 na SIW	62
C.5	Výškový profil antény	63
C.6	Řez přechodu WR-15 na SIW	63

A Výsledky simulací

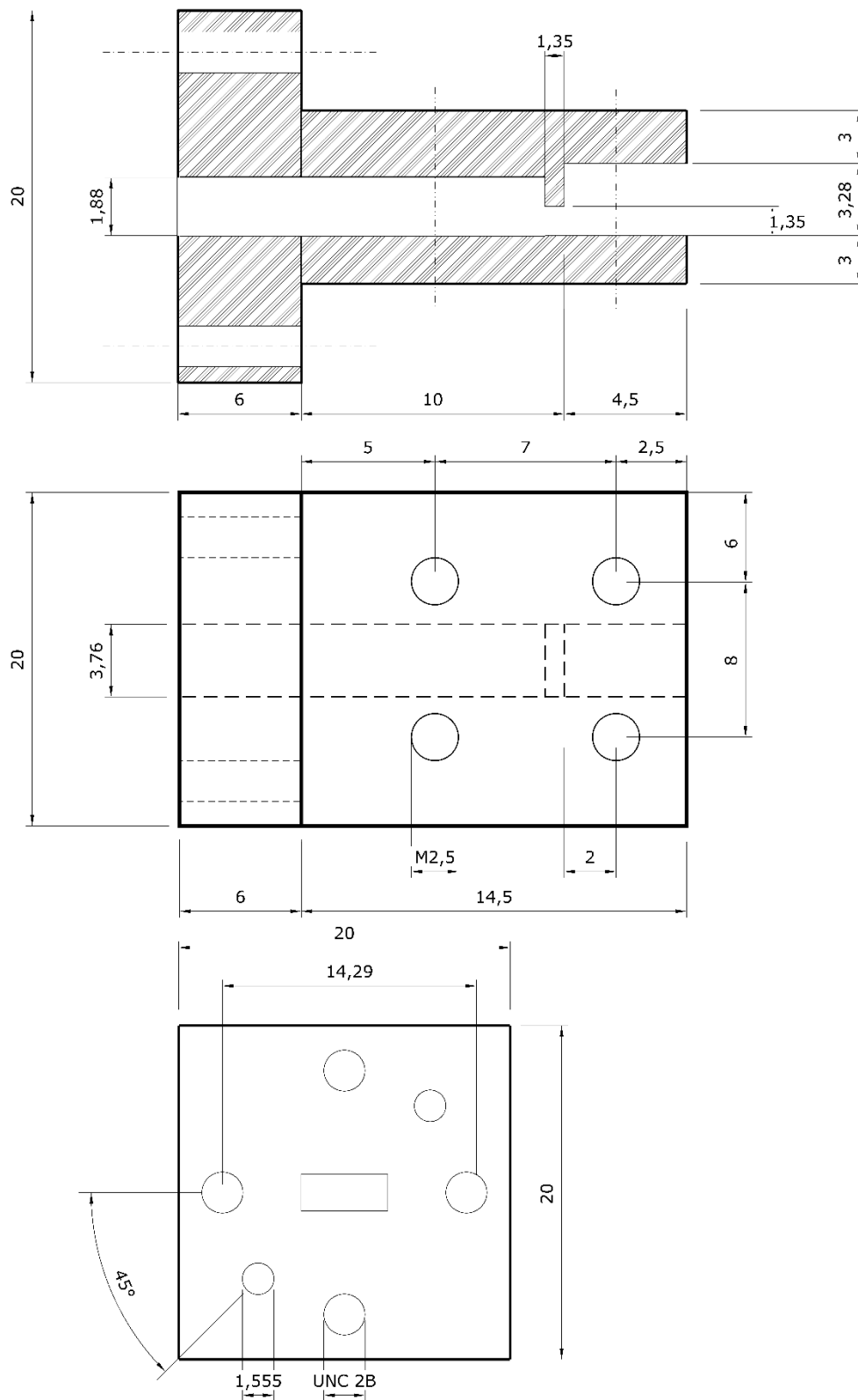
A.1 Vyzařovací charakteristika pro eliptickou zátěž v rovině E (f = 60,5 GHz)



A.2 Vyzařovací charakteristika pro eliptickou zátěž v rovině H (f = 60,5 GHz)



B Přechod WR-15 na SIW



C Fotodokumentace

C.1 Vyzařovací vrstva antény



C.2 Napájecí vrstva antény



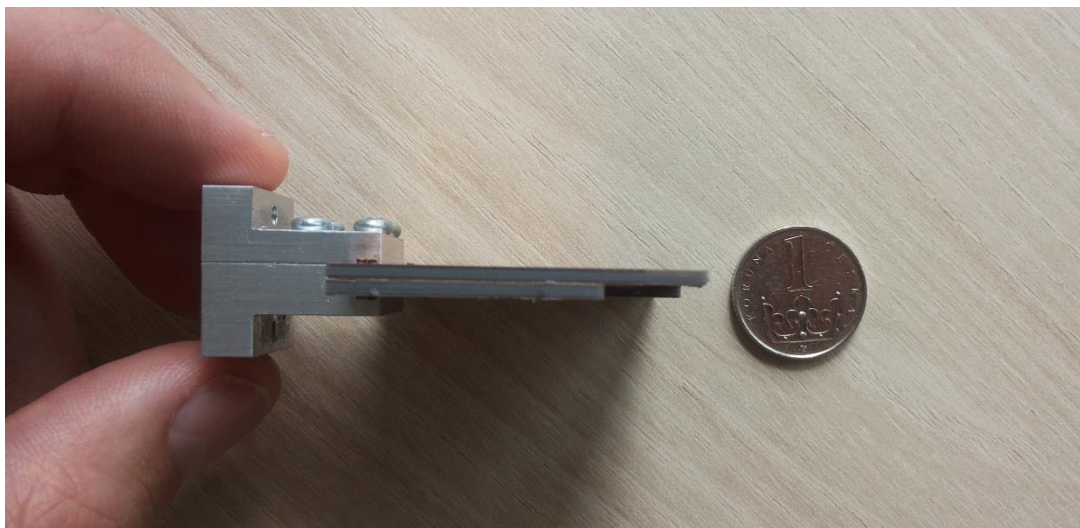
C.3 Vyzářovací vrstva antény s přechodem WR-15 na SIW



C.4 Napájecí vrstva antény s přechodem WR-15 na SIW



C.5 Výškový profil antény



C.6 Řez přechodu WR-15 na SIW

