



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

3D TIŠTĚNÁ SMĚROVÁ ANTÉNA

3D PRINTED DIRECTIONAL ANTENNA

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Václav Dvořák

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jaroslav Láčik, Ph.D.

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor Elektronika a sdělovací technika

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Václav Dvořák

ID: 154699

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

3D tištěná směrová anténa

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s nízkoprofilovými směrovými anténami a technikami pro zlepšování jejich vyzařovacích vlastností a impedančního přizpůsobení. Po dohodě s vedoucím práce vyberte vhodný typ směrové antény a navrhnete ji pro Ka pásmo. Anténu modelujte ve vhodném programu s cílem dosažení maximálního zisku antény. Při návrhu počítejte s následnou výrobou antény pomocí technologie 3D tisku.

Navrženou anténu realizujte pomocí technologie 3D tisku a experimentálně ověřte její vlastnosti. Diskutujte dosažené výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z., Antény a šíření rádiových vln. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005.
- [2] WANG, H., FANG, D. G., ZHANG, B., CHE, W. Q. Dielectric Loaded Substrate Integrated Waveguide (SIW) H-Plane Horn Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, vol. 58, no. 3, p. 640-647.
- [3] ESQUIUS-MOROTE, M., FUCHS, B., ZÜRCHER, J. , MOSIG, J. R. Novel thin and compact H-plane SIW horn antenna, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, vol. 61, no. 6, p. 2911–2920.

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 16.5.2019

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

Konzultant:

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

UPOZORNĚNÍ:

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

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně / Technická 3058/10 / 616 00 / Brno

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá studiem směrových antén s následným návrhem a optimalizací trychtýřové antény integrované do substrátu v pásmu Ka (26,5 - 40 GHz). První část práce obsahuje teoretický rozbor jednotlivých druhů směrových antén, také je zde popsána technologie SIW, na jejímž principu bude anténa pomocí 3D tisku vyrobena. Dále jsou zde zmíněny technologie 3D tisku. Následující část práce je zaměřena na návrh trychtýřové antény integrované do substrátu, její simulaci a optimalizaci za využití softwaru CST Microwave Studio. Finální část práce se věnuje dosaženým výsledkům.

Klíčová slova

Směrová anténa, vlnovod integrovaný do substrátu, trychtýřová anténa, 3D tisk, Ka pásmo.

Abstract

This master thesis deals with a study of directional antennas, followed by their design and optimization of horn antenna based on SIW for Ka band (26,5-40 GHz). The first part of the thesis contains the theoretical analysis of the different types of directional antennas, also the SIW technology is described here. It also describes the 3D printing technology by means of which the final antenna should be made. The next part of this work is about design of horn antenna based on SIW. Simulation and optimization of the antenna will be done using the CST Microwave Studio. The final part of the thesis deals with evaluation of achieved results.

Keywords

Directional antenna, substrate integrated waveguide, horn antenna, 3D print, Ka band.

Bibliografická citace:

DVOŘÁK, Václav. *3D tištěná směrová anténa* [online]. Brno, 2019 [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/118439>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce doc. Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D..

Prohlášení autora o původnosti díla

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma 3D tištěná 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 jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne:

.....
Václav Dvořák, podpis

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D. za účinnou, metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne:

.....
podpis autora

Obsah

1.	Úvod.....	15
2.	Teoretický rozbor	16
2.1	Parametry antén.....	16
2.2	Reflektorové antény	18
2.2.1	Anténa s rovinným reflektorem	18
2.2.2	Parabolická reflektorová anténa.....	18
2.2.3	Šroubovicová anténa	19
2.2.4	Yagi-Uda anténa	20
2.3	Mikropáskové flíčkové antény	21
2.4	Trychtýřové antény	21
2.5	Technologie SIW	22
2.5.1	Ztráty v SIW	23
2.5.2	Šíření vlny v SIW	23
2.5.3	Návrh SIW vlnovodu	23
2.6	Přechod mezi SIW a standardními typy vedení	24
2.6.1	Přechod koaxiálního vedení na SIW.....	25
2.6.2	Přechod mikropáskového vedení na SIW	26
2.7	Technologie 3D tisku	29
2.7.1	Technologie FDM.....	29
2.7.2	Technologie SLA	29
2.7.3	Technologie SLS.....	30
2.7.4	Technologie DMLS	31
2.7.5	Možnosti výroby navrhované antény.....	31
3.	Návrh a modelování trychtýřové antény	32
3.1	Návrh trychtýřové antény bez dielektrické zátěže	32
3.2	Modelování antény	34
3.2.1	Modelování trychtýřové antény bez dielektrické zátěže.....	34
3.2.2	Modelování trychtýřové antény s dielektrickou zátěží	37
3.2.2.1	Trychtýřová anténa s obdélníkovou dielektrickou zátěží.....	37
3.2.2.2	Trychtýřová anténa s eliptickou dielektrickou zátěží	40
3.2.2.3	Trychtýřová anténa s trojúhelníkovou zátěží	43

3.3	Vyhodnocení vlastností modelovaných struktur	47
3.4	Návrh napájecího přechodu.....	49
3.5	Přepoččet ekvivalentního kovového vlnovodu na SIW	51
3.6	Finální prototyp antény	52
3.6.1	Výsledky simulací finálního prototypu antény	53
4.	Závěr	57

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

SIW	...	Substrate Integrated Waveguide, vlnovod integrovaný do substrátu
VHF	...	Very High Frequency, velmi krátké vlny
UHF	...	Ultra High Frequency, ultra krátké vlny
TE	...	Transverzálně elektrické
TM	...	Transverzálně magnetické
FDM	...	Fused Deposition Modeling
FFF	...	Fused Filament Fabrication
SLA	...	Selective Laser Sintering
DMLS	...	Direct Metal Laser Sintering

Symboly:

G	...	zisk	[dBi]
D	...	činitel směrovosti	[dBi]
η	...	účinnost	[-]
S	...	plocha apertury	[m]
v	...	činitel využití ústí	[-]
λ	...	vlnová délka	[m]
Z	...	impedance antény	[Ω]
S ₁₁	...	činitel odrazu v decibelech	[dB]
ρ	...	činitel odrazu	[-]
PSV	...	poměr stojatých vln	[-]
F	...	kmitočet	[Hz]
ϵ_r	...	relativní permitivita	[-]
h	...	výška substrátu	[m]
a	...	šířka vlnovodu	[m]
d	...	průměr prokovu	[m]
p	...	rozestupy mezi prokovy	[m]
f _k	...	kritický kmitočet	[Hz]
c	...	rychlost světla ve vakuu	[m/s]
f _p	...	pracovní kmitočet	[Hz]
SLL	...	Side Lobe Level, úroveň postranních laloků	[dB]

F/D	...	front to back ratio, předozadní poměr	[-]
HPBW	...	half power beam width	[°]

Seznam obrázků

Obrázek 1: Příklady vyzařovacích charakteristik, a) 3D, b) 2D [2].	18
Obrázek 2: Geometrické uspořádání antény s rovinným reflektorem [2].	18
Obrázek 3: a) Předně buzená anténa, b) Cassegrainova anténa, c) Gregoriánská anténa, d) Off-setová anténa [3].	19
Obrázek 4: Šroubovicová anténa se zemnicí deskou a její vyzařovací diagram [2].	20
Obrázek 5: Konfigurace Yagi-Uda antény [2].	20
Obrázek 6: Mikropásková flíčková anténa, a) napájení mikropáskovým vedením, b) napájení koaxiálním vedením, c) průřez anténou [1,5].	21
Obrázek 7: Druhy trychtýřových antén [2].	22
Obrázek 8: Struktura SIW [8].	22
Obrázek 9: Distribuce elektrického pole vidu TE_{10} , včetně distribuce povrchových proudů [9].	23
Obrázek 10: Řez vlnovodem a) obdélníkový vzduchový, b) obdélníkový vyplněný dielektrikem, c) SIW [3].	24
Obrázek 11: Přejchod koaxiálního vedení na SIW [11].	25
Obrázek 12: Umístění proudové sondy pro buzení klasického obdélníkového vlnovodu v příčném a podélné řezu [12].	26
Obrázek 13: Ekvivalentní struktury pro návrh mikropáskového vedení na SIW: a) Mikropáskové vedení, b) Model vlnovodného mikropáskového vedení, c) Půdorys mikropáskového přechodu, d) Přejchod z mikropáskového vedení na SIW [13].	26
Obrázek 14: Závislost činitele odrazu mikropáskového přechodu na normalizované frekvenci pro různé poměry ϵ_e/ϵ_r [13].	27
Obrázek 15: Graf optimálních rozměrů přechodu na poměru hodnot permitivity [13].	28
Obrázek 16: Princip FDM (FFF) technologie [14].	29
Obrázek 17: Princip SLA [14].	30
Obrázek 18: Princip SLS [14].	30
Obrázek 19: Geometrická struktura trychtýřové antény.	32
Obrázek 20: Závislost parametru S_{21} napájecího vlnovodu na frekvenci.	33
Obrázek 21: Náhled základní simulované struktury.	35

Obrázek 22: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci pro různé délky apertury L_2	35
Obrázek 23: Závislost zisku G na frekvenci f	36
Obrázek 25: Vyzařovací diagramy, křížová složka pro frekvenci 33 GHz, a) rovina H, b) rovina E.....	36
Obrázek 24: Vyzařovací diagramy pro frekvenci 33 GHz, a) rovina H, b) rovina E.	36
Obrázek 26: Struktura trychtýřové antény s obdélníkovou zátěží.	37
Obrázek 27: Vyzařovací diagramy v rovině H pro frekvenci 33 GHz, a) optimalizované rozměry, b) prvotní rozměry.	38
Obrázek 28: Vyzařovací diagramy v rovině H pro frekvenci 33 GHz, a) optimalizované rozměry, b) prvotní rozměry.	38
Obrázek 29: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f pro různé délky dielektrické zátěže L_3	39
Obrázek 30: Závislost zisku G na frekvenci f	39
Obrázek 31: Vyzařovací diagramy pro frekvenci 33GHz, a) rovina H, b) rovina E.	40
Obrázek 32: Vyzařovací diagramy, křížová složka pro frekvenci 33 GHz, a) rovina H, b) rovina E.....	40
Obrázek 33: Struktura trychtýřové antény s eliptickou zátěží.	41
Obrázek 34: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f pro různé hodnoty délky dielektrické zátěže L_3	41
Obrázek 35: Závislost zisku G na frekvenci f	42
Obrázek 36: Vyzařovací diagram pro frekvenci 33 GHz, a) rovina H, b) rovina E.	42
Obrázek 37: Vyzařovací diagramy, křížová složka pro frekvenci 33 GHz, a) rovina H, b) rovina E.....	42
Obrázek 38: Geometrická struktura s trojúhelníkovou zátěží.	43
Obrázek 39: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f pro různé hodnoty parametru L_3 při konstantním L_4	44
Obrázek 40: Vyzařovací diagram v rovině H pro frekvenci 33 GHz pro různé délky L_3 při konstantním L_4	44
Obrázek 41: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f pro různé délky L_4 při konstatním L_3	45

Obrázek 42: Vyzařovací diagram pro rovinu H pro frekvenci 33 GHz pro různé L_4 při konstantním L_3	45
Obrázek 43: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f	46
Obrázek 44: Závislost zisku G na frekvenci f	46
Obrázek 45: Vyzařovací digramy pro frekvenci 33 GHz, a) Rovina H, b) Rovina E	47
Obrázek 46: Vyzařovací diagramy pro frekvenci 33 GHz, křížová složka, a) Rovina H, b) Rovina E	47
Obrázek 47: Závislosti činitelů odrazu S_{11} na frekvenci f	47
Obrázek 48: Závislost zisku G v hlavním vyzařovacím směru na frekvenci f	48
Obrázek 49: Závislost úrovně bočních laloků SLL v rovině H na frekvenci f	48
Obrázek 50: Závislost předozadního poměru F/B na frekvenci f	48
Obrázek 51: Model přechodu koaxiální vedení - vlnovod, a) pohled seshora, b) řez strukturou.....	50
Obrázek 52: Závislost S_{11} napájecího přechodu na frekvenci f	50
Obrázek 53: Závislost S_{21} napájecího přechodu na frekvenci f	51
Obrázek 54: Přepočítání ekvivalentního kovového vlnovodu na SIW [3].	51
Obrázek 55: Struktura finálního prototypu antény.	52
Obrázek 56: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f	53
Obrázek 57: Závislost zisku G na frekvenci f	54
Obrázek 58: Závislost úrovně postranních laloků SLL v rovině H na frekvenci f	54
Obrázek 59: Závislost předozadního poměru F/B na frekvenci f	54
Obrázek 60: Vyzařovací diagramy pro frekvenci 33 GHz, a) Rovina H, b) Rovina E.	55
Obrázek 61: Vyzařovací diagramy pro frekvenci 33 GHz, křížové složky, a) Rovina H, b) Rovina E.....	55
Obrázek 62: Závislost šířky hlavního svazku $HPBW$ v rovině H na frekvenci f	55
Obrázek 63: Rozložení elektrického pole při frekvenci 33 GHz.....	56

Seznam tabulek

Tabulka 1: Výsledné rozměry antény bez dielektrické zátěže.....	34
Tabulka 2: Optimalizované rozměry antény.....	38
Tabulka 3: Finální rozměry struktury s experimentální trojúhelníkovou zátěží.....	46
Tabulka 4: Shrnutí výsledků	49
Tabulka 5: Parametry při optimalizacích napájecího přechodu.....	51
Tabulka 6: Rozměry finálního prototypu antény	53
Tabulka 7: Finální simulované parametry prototypu antény.	56

1. ÚVOD

Cílem této diplomové práce je seznámit se s nízkoprofilovými směrovými anténami a technikami pro zlepšení jejich vyzařovacích vlastností a impedančního přizpůsobení. První část práce je věnována parametrům antén a problematikou různých druhů směrových antén. Po konzultaci s vedoucím práce, byla pro finální návrh zvolena trychtýřová anténa.

Tato anténa bude navržena na bázi technologie SIW, tedy na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu, který je z obou stran pokoven a svíslé stěny vlnovodu jsou tvořeny řadou prokovů. Za pomoci prokovů lze vytvářet antény, vlnovody, filtry a jiné vysokofrekvenční struktury. Následně jsou zde zmíněny možnosti napájení prototypu antény a technologie 3D tisku, pomocí kterého by měla být výsledná anténa vyrobena a možné návrhy výroby.

Další část práce je věnována konkrétnímu návrhu, simulacím a optimalizacím antény. Simulace a optimalizace antény byly prováděny pomocí softwaru CST Microwave Studio. Tato anténa má být navržena tak, vypracovala v pásmu Ka (26,5 – 40 GHz). Jsou zde porovnány vlastnosti antény s třemi různými druhy dielektrické zátěže, která by měla zvýšit zisk antény a také zvětšit šířku pásma.

Následně byl ideální návrh antény doplněn o napájecí přechod koaxiální vedení na SIW a ideální stěny vlnovodu byly nahrazeny prokovy, čímž vznikl prototyp antény. Dále jsou zde uvedeny výsledky simulací tohoto prototypu.

2. TEORETICKÝ ROZBOR

Směrové antény jsou definovány jako antény, které dosahují maximální směrovosti v jednom směru vyzařování, což kvantifikuje parametr směrovost. Parametr směrovost antény se zvyšuje z důvodů, jako jsou zlepšení vysílacích nebo přijímacích vlastností antény a zvýšení zisku v požadovaném směru, dále také ke snížení rušení, které přicházejí z jiných směrů záření.

2.1 Parametry antén

Parametry antén popisují chování a vlastnosti dané antény. Tyto parametry je možné rozdělit do tří skupin:

- Geometrické parametry
- Obvodové parametry (parametry, které lze měřit přímo na anténě)
- Prostorové parametry (parametry, kterými je anténa popisována z pohledu vnějšího chování)

Tyto parametry jsou důležité při výpočtech a návrhu antény. Jsou na sobě závislé a vzájemně se ovlivňují.

Zisk antény G : Udává, kolikrát větší výkon anténa poskytuje vůči půlvlnnému dipólu nebo izotropnímu zářiči (teoreticky bezztrátová všesměrová anténa) ve směru, kde daná anténa září nejvíce.

Je definován rovnicí:

$$G = D \cdot \eta, \quad (1)$$

kde D je činitel směrovosti a do hodnoty účinnosti η se zahrnují ztráty způsobené vlivem konečné vodivosti kovů a ztráty v dielektriku.

Má-li anténa plochu apertury S , tak je možné činitel směrovosti ve směru maxima vyzařování vypočítat dle následující rovnice:

$$D_{\max} = \frac{4\pi \cdot S}{\lambda^2} \quad (2)$$

Zisk skutečné antény se stejnou aperturou je menší:

$$G_{\max} = \frac{v \cdot 4\pi \cdot S}{\lambda^2}, \quad (3)$$

kde veličina v je tzv. činitel využití ústí [1].

Účinná plocha: Účinná plocha antény je parametr používaný u plošných antén. Tento parametr je vyjádřen jako:

$$S_{ef} = v \cdot S = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G, \quad (4)$$

kde S je plocha apertury, v je činitel využití ústí a G je zisk antény.

- **Impedance antény Z :** Je to vlastní impedance antény, v ideálním případě je reálná (bez imaginární složky). Z důvodu impedančního přizpůsobení by měla být přibližně stejná nebo shodná s impedancí napájecího vedení, aby nedocházelo k nárůstu odražení vlny zpět ke zdroji [1].
- **Činitel odrazu S_{11} :** Vyjadřuje činitel odrazu antény ρ ve formě zisku odraženého signálu v decibelech. Činitel odrazu antény ρ je definován jako poměr napětí odražené vlny a dopadající vlny na konci vedení:

$$\rho = \frac{U_{odražená}}{U_{dopadající}}. \quad (5)$$

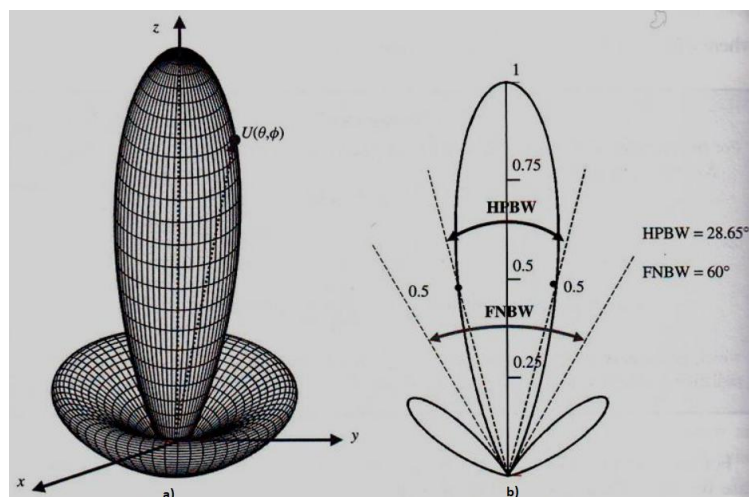
Vstupní činitel odrazu popisuje, jak dobře je anténa impedančně přizpůsobena. V případě ideálního přizpůsobení by byl činitel odrazu ρ roven nule. Vztah mezi bezrozměrným činitelem odrazu ρ a činitelem odrazu S_{11} v dB je dán vztahem:

$$S_{11} = 20 \cdot \log(\rho). \quad (6)$$

Impedanční přizpůsobení je možné hodnotit také pomocí poměru stojatých vln (PSV). Ideálně přizpůsobená anténa by měla hodnotu PSV rovnu jedné. Mezi činitelem odrazu ρ a poměrem stojatých vln PSV platí vztah:

$$PSV = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}. \quad (7)$$

- **Směrovost antény (vyzařovací charakteristika):** Směrovost antény udává její schopnost vyzařovat nebo přijímat elektromagnetické vlny v požadovaném směru. Vyjadřuje se pomocí 2D vyzařovacích charakteristik (Obrázek 1b) v rovině E a H, či pomocí 3D vyzařovacích charakteristik (Obrázek 1a).
- **Šířka hlavního laloku:** Je to úhel daný směry, ve kterých intenzita pole poklesne o 3 dB vůči maximu [1].



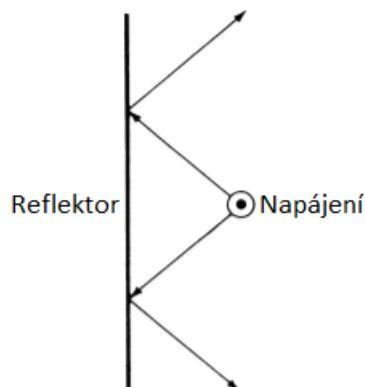
Obrázek 1: Příklady vyzařovacích charakteristik, a) 3D, b) 2D [2].

2.2 Reflektorové antény

V dnešní době jsou nejčastějším druhem směrových antén. Vyzařovací charakteristika je tvarována odrazem elektromagnetické vlny od reflektoru požadovaného tvaru. Reflektory jsou buď celokovové nebo síťové.

2.2.1 Anténa s rovinným reflektorem

Anténa s rovinným reflektorem je nejjednodušší formou reflektorové antény. Rovinný reflektor usměrňuje vyzářenou energii požadovaným směrem. Jako zdroj záření je využit nesměrový zářič. Vyzařovací charakteristiky lze měnit polohou nesměrového zářiče vůči reflektoru. Pro zlepšení vlastností antény lze jako zdroj záření použít dipól.

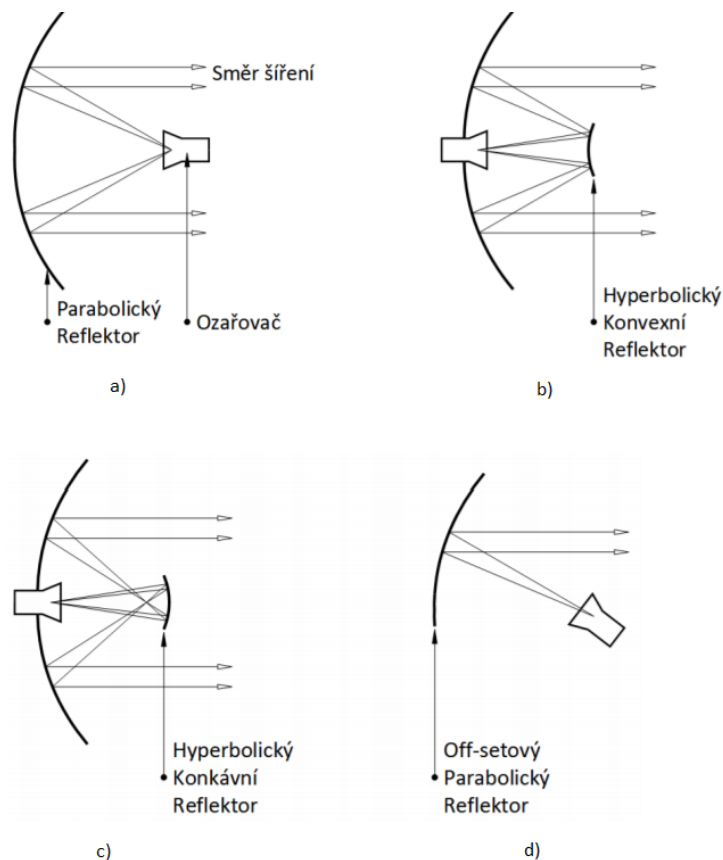


Obrázek 2: Geometrické uspořádání antény s rovinným reflektorem [2].

2.2.2 Parabolická reflektorová anténa

Reflektor je parabolicky tvarovaný. Tato anténa je nejpoužívanější v pásmu centimetrových a milimetrových vln. Dosahuje velkých zisků a dobrých směrových vlastností.

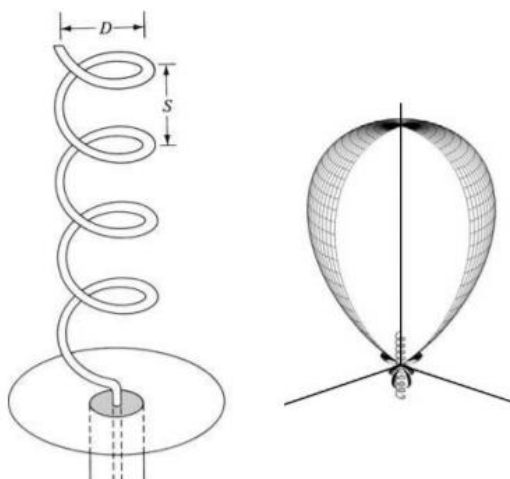
V praxi se používají čtyři druhy parabolických antén (Obrázek 3). Funkci ozařovače zde zastávají trychtýřové, směrové antény, a to buď obdélníkové nebo kuželové, podle požadované polarizace [2].



Obrázek 3: a) Předně buzená anténa, b) Cassegrainova anténa, c) Gregoriánská anténa, d) Off-setová anténa [3].

2.2.3 Šroubovicová anténa

Šroubovicová anténa je jednou ze základních koncepcí směrových antén. Pro konstrukční řešení se nejčastěji používá koaxiálně napájený vodič ve tvaru spirály se zemnicí deskou, která slouží jako reflektor. Šroubovicová anténa se využívá převážně v osovém módu při maximálním vyzařování v ose šroubovice. Tohoto módu je docíleno, když je poloměr závitů D a rozestup mezi nimi S roven vlnové délce.



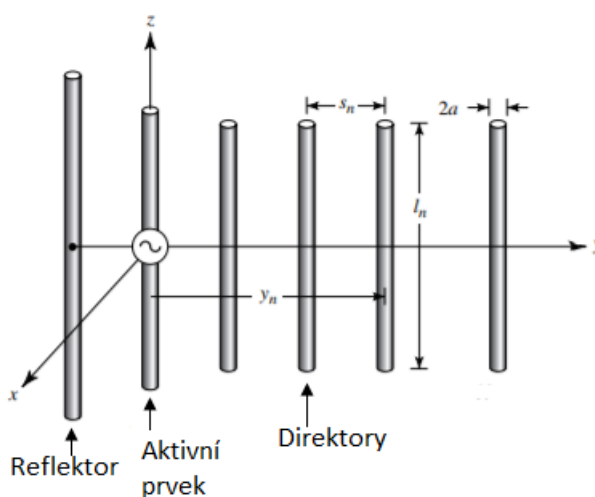
Obrázek 4: Šroubovicová anténa se zemičící deskou a její vyzářovací diagram [2].

Pomocí geometrie šroubovice, počtu závitů a tvaru zemičící plochy lze tvarovat vyzářovací charakteristiky antény. Tato anténa se využívá při družicových směrových spojích a telemetrii [1].

2.2.4 Yagi-Uda anténa

Yagi-Uda anténa je dalším typem směrových antén. Tato anténa se skládá z pole lineárních dipólů, kde jeden z nich je aktivně buzen. Aktivním prvkem je nejčastěji skládaný dipól. Ostatní dipóly slouží jako reflektory nebo direktory. Direktory se používají pro usměrnění vyzářované vlny podél osy antény [2].

Vhodnou volbou délek dipólových prvků, jejich rozestupy a počtem se nastavují směrové vlastnosti antény. Anténa vyzářuje lineárně polarizovanou vlnu. Využívá se především v VHF a UHF aplikacích do 3 GHz. Výhodou je jednoduchá a levná konstrukce antény.

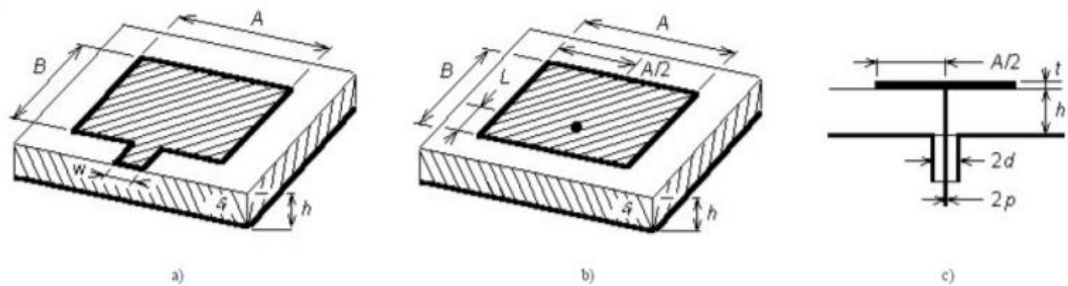


Obrázek 5: Konfigurace Yagi-Uda antény [2].

2.3 Mikropáskové flíčkové antény

Mikropásková flíčková anténa je jedním z nejčastěji používaných typů mikropáskových antén. Tyto antény jsou vyráběny stejnou technologií jako plošné spoje, proto je jejich výroba levná a dobře reprodukovatelná.

Flíčková anténa je tvořena vodivým obdélníkem (nebo kruhem, popřípadě jinými tvary), který je nanesený na dielektrickém substrátu. Anténa je napájena mikropáskovým vedením nebo koaxiálním kabelem. Napájení koaxiálním kabelem eliminuje parazitní vyzářovací vlastnosti mikropásku, což je velká výhoda. Druhá strana substrátu je souvisle pokovená. Tato strana tvoří jakýsi reflektor alespoň v tom smyslu, že má nulový potenciál a že omezuje vyzářování směrem dolů [1,4,5].



Obrázek 6: Mikropásková flíčková anténa, a) napájení mikropáskovým vedením, b) napájení koaxiálním vedením, c) průřez anténou [1,5].

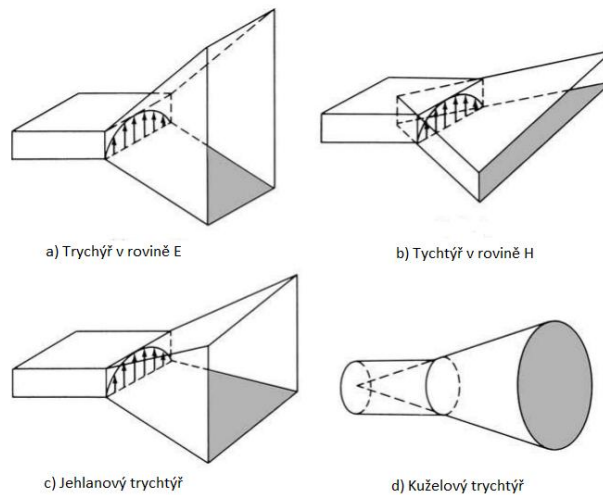
Vlastnosti mikropáskových antén jsou závislé především na použitých výrobních materiálech. Mezi hlavní nevýhody těchto antén patří malá účinnost a úzká šířka pracovního pásma. Kvůli zlepšení vyzářovacích vlastností se flíčkové antény často zapojují do antenních řad.

2.4 Trychtýřové antény

Trychtýřové antény jsou nejjednodušší skupinou plošných antén. Používají se v pásmu centimetrových a milimetrových vln. Tyto antény vzniknou rozšířením vlnovodu, kterým jsou buzeny. Vznikne tak trychtýř, kde se transformuje vlna z vlnovodu na vlnu ve volném prostoru. Kvůli pozvolnému rozšíření ústí antény mají trychtýřové antény malý činitel odrazu.

Trychtýřové antény se vyskytují v mnoha variantách podle požadavků na jejich vlastnosti. Základní druhy trychtýřových antén jsou zobrazeny na Obrázku 6. U trychtýřových antén lze dosahovat vysokých zisků a dobré směrovosti s požadovanou polarizací. Vlastnosti antény závisí na vidu, kterým je anténa buzena z vlnovodu [2,6].

V současné době se trychtýřové antény často vyrábí pomocí SIW technologie, čímž se rozšiřuje jejich využitelnost v dalších aplikacích. V dalších kapitolách bude navrhována trychtýřová plochá anténa v rovině H vyrobená pomocí SIW technologie.

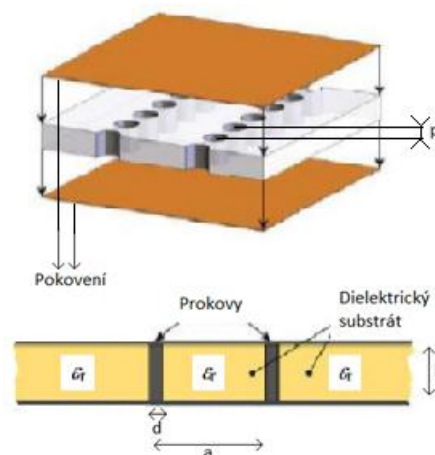


Obrázek 7: Druhy trychtýřových antén [2].

2.5 Technologie SIW

Technologie vlnovodu integrovaného do substrátu neboli SIW (Substrate Integrated Waveguide), je v dnešní době jednou z nejvíce rozvíjených technologií pro výrobu elektromagnetických struktur.

Struktura SIW se skládá z dielektrického substrátu, který je definován relativní permitivitou ϵ_r a výškou h . Horní a spodní strana substrátu jsou pokoveny. Tyto pokovené vrstvy tak tvoří horní a spodní stěnu vlnovodu. Boční stěny vlnovodu jsou tvořeny sérií prokůvů. Prokov lze popsat jako díru skrz substrát, která je vodivě pokovená. Prokovy vytváří vodivé spojení horní a spodní stěny, vlnovod integrovaný do substrátu se chová jako klasický obdélníkový vlnovod vyplněný dielektrikem. Výmplň dielektrikem se může jevit jako nevýhoda, jelikož má určité ztráty v závislosti na typu dielektrika [7].



Obrázek 8: Struktura SIW [8].

Výsledná struktura SIW (Obrázek 8) je tedy definována šířkou vlnovodu a , průměrem prokůvů d a rozestupy mezi středy jednotlivých prokůvů p . Tyto rozestupy musí být navrženy tak, aby mezi nimi nemohla unikat energie vybuzeného vidu. V SIW vlnovodu se mohou šířit pouze vidy TE. SIW technologie poskytuje efektivní a levné řešení elektromagnetických struktur v oblasti centimetrových a milimetrových vln.

2.5.1 Ztráty v SIW

Energie ve struktuře SIW se ztrácí nebo rozptyluje kvůli třem základním ztrátovým mechanismům:

- Ztráty vyzařováním – způsobené únikem energie mezi prokovy
- Ztráty vodivostní – způsobené ohmickou složkou vodivých stěn a prokovů
- Ztráty dielektrické – způsobené ztrátovým činitelem použitého dielektrika

Ztráty vodivostní a dielektrické lze minimalizovat vhodným výběrem dielektrika a tloušťkou pokovení. Kvůli redukci ztrát vyzařováním je nutné dodržet pro volbu průměru a rozestupu prokovů [8]:

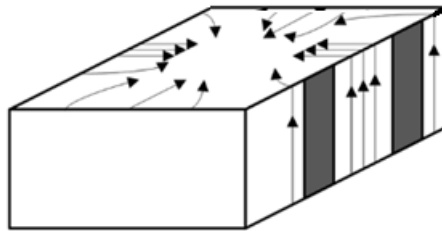
$$d < \frac{\lambda_g}{5}, \quad (8)$$

$$p \leq 2 \cdot d, \quad (9)$$

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

2.5.2 Šíření vlny v SIW

Ve struktuře SIW se může šířit pouze transverzálně elektrická vlna TE_{m0} . Na rozdíl od obdélníkového vlnovodu by v SIW docházelo k úniku transverzálně magnetické vlny do okolí. Vertikální mezery mezi prokovy by narušili povrchové proudy vidů TE_{01} nebo TM a došlo by k vyzařování energie. Proto se SIW vlnovody používají výhradně v jednovidovém módu TE_{10} [9]. Nemožnost šíření ostatních vidů je jednou z nevýhod SIW vlnovodů oproti klasickým obdélníkovým vlnovodům.



Obrázek 9: Distribuce elektrického pole vidu TE_{10} , včetně distribuce povrchových proudů [9].

2.5.3 Návrh SIW vlnovodu

Návrh vlnovodu SIW lze odvodit z návrhu klasického obdélníkového vlnovodu.

$$f_k^{TE_{10}} = \frac{c}{2 \cdot a_{vzduch}} \quad (10)$$

Rovnice (10) udává kritický kmitočet f_k , což je nejnižší kmitočet vlny, která se může šířit klasickým, vzduchem plněným vlnovodem s dominantním videm TE_{10} [10].

Kmitočtové vlastnosti vlnovodu pro dominantní vid TE_{10} nejsou závislé na výšce vlnovodu h . Výška vlnovodu ovlivňuje pouze jeho ztráty za předpokladu, že je výška vlnovodu menší než jeho šířka. Z rovnice (10) lze určit šířku vlnovodu, danou vztahem

$$a_{vzduch} = \frac{c}{2 \cdot f_k^{TE_{10}}} \quad (11)$$

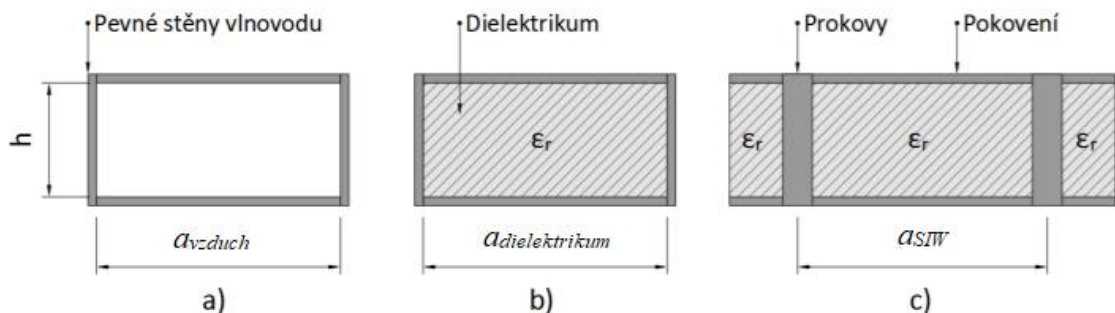
Je-li vlnovod vyplněn dielektrikem, je potřebná šířka vlnovodu menší [10], jak lze vidět ze vztahu:

$$a_{dielektrikum} = \frac{a_{vzduch}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (12)$$

Šířku vlnovodu SIW lze určit ze šířky vlnovodu vyplněného dielektrikem, což lze zapsat výpočtním vztahem:

$$a_{SIW} = a_{dielektrikum} + \frac{d^2}{0,95p}, \quad (13)$$

kde d je průměr prokůvů a p udává rozestup mezi prokůvy [9].



Obrázek 10: Řez vlnovodem a) obdélníkový vzduchový, b) obdélníkový vyplněný dielektrikem, c) SIW [3].

2.6 Přejchod mezi SIW a standardními typy vedení

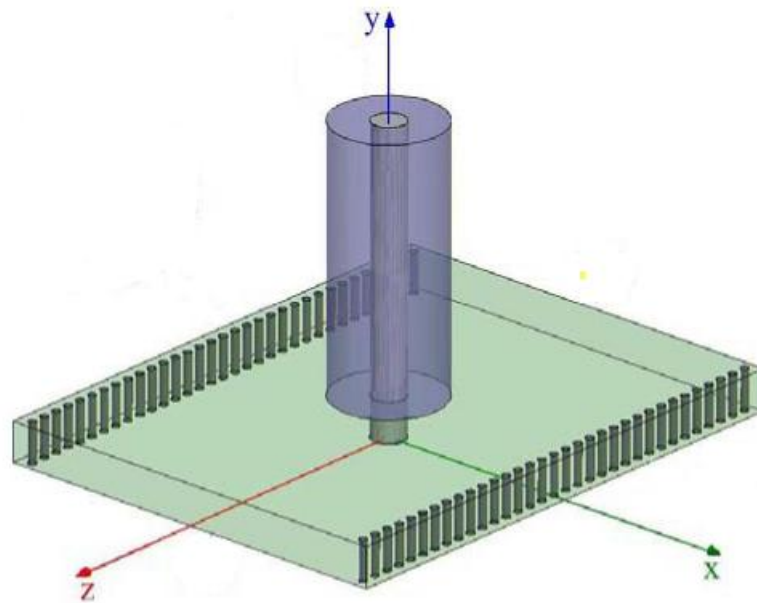
K vybuzení elektromagnetické vlny ve vlnovodech integrovaných do substrátu se nejčastěji využívá tří typů vedení. Konkrétně se jedná o koaxiální vedení, mikropáskové vedení a koplanární vedení. Tato kapitola se zabývá přechodem mezi koaxiálním

vedením a SIW strukturou a přechodem mezi mikropáskovým vedením a SIW strukturou.

2.6.1 Přechod koaxiálního vedení na SIW

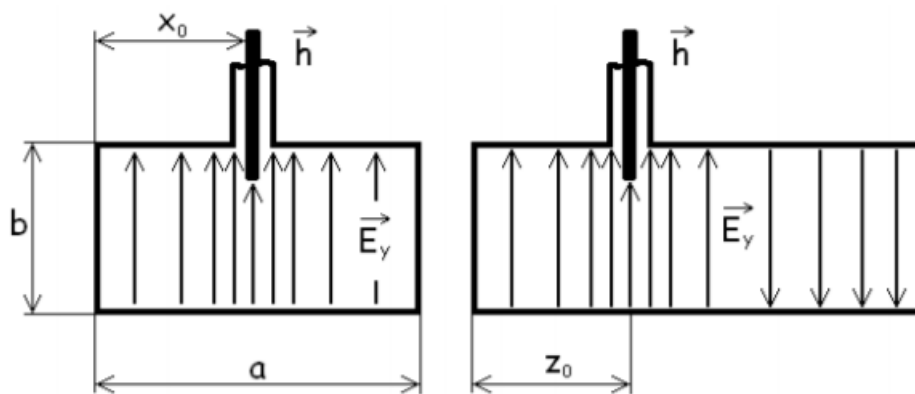
Koaxiální přechod na vlnovod integrovaný do substrátu nachází výhody především v minimálním vyzařování vzhledem k ostatním často používaným variantám přechodů.

Pro návrh napájecí struktury SIW pomocí proudové sondy platí poznatky, které jsou uvedeny níže. Avšak vzhledem k tloušťce substrátu je obtížné nastavit správnou hloubku zasunutí této sondy. Proudová sonda je teda spojena se zemní plochou SIW a zemní vodič koaxiálního kabelu je vodivě spojen s druhou vodivou plochou SIW (Obrázek 11) [11].



Obrázek 11: Přechod koaxiálního vedení na SIW [11].

Buzení proudovou sondou je realizováno úsekem středního vodiče koaxiálního vedení o délce $h \ll \lambda$ zasunutým do buzeného vlnovodu (Obrázek 12). Pro maximální buzení určitého vidu (TE_{10}) musí být proudová sonda v příčném i podélném směru vlnovodu zasunuta rovnoběžně se siločarami elektromagnetického pole maximální intenzity, které se nachází ve vzdálenosti $z_0 = \lambda_g/4$ od konce vlnovodu a ve vzdálenosti $x_0 = a/2$ od stěny vlnovodu. Pokud je proudová sonda umístěna výše popsaným způsobem, bude zajištěno, že se ve vlnovodu bude šířit pouze vid TE_{10} [12].



Obrázek 12: Umístění proudové sondy pro buzení klasického obdélníkového vlnovodu v příčném a podélné řezu [12].

Charakteristickou impedanci koaxiálního vedení lze určit pomocí následující rovnice:

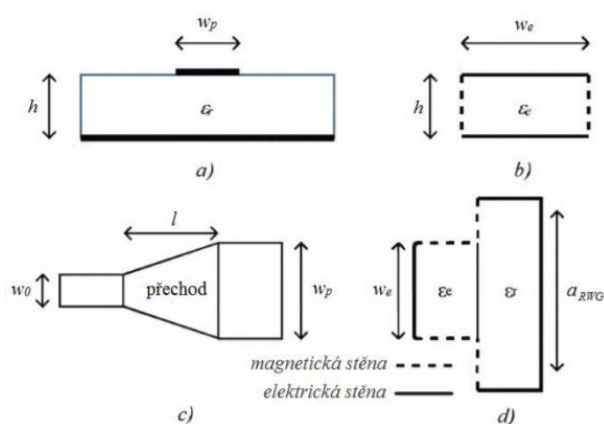
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{R_0}{r_0}, \quad (14)$$

kde R_0 je vnitřní poloměr vnějšího vodiče, r_0 poloměr vnitřního vodiče a ϵ_r je relativní permitivita dielektrika. V praxi je přechod koaxiálního vodiče k vlnovodu zakončen určitým typem konektoru (například SMA).

2.6.2 Přechod mikropáskového vedení na SIW

Mikropáskový přechod na strukturu SIW dosahuje ve srovnání s koplanárním přechody lepších výsledků a především nízkých ztrát.

Návrh mikropáskového přechodu na SIW je veden přes ekvivalentní vlnovod SIW vyplněný dielektrikem s relativní permitivitou ϵ_r a šířkou a_{RWG} (Obrázek 13).



Obrázek 13: Ekvivalentní struktury pro návrh mikropáskového vedení na SIW: a) Mikropáskové vedení, b) Model vlnovodního mikropáskového vedení, c) Půdorys mikropáskového přechodu, d) Přechod z mikropáskového vedení na SIW [13].

V prvním kroku se transformuje mikropáskové vedení na jeho ekvivalentní TEM vlnovod. Pro tuto transformaci je nutné vypočítat efektivní permitivitu ekvivalentního TEM vlnovodu ε_e dle následující rovnice:

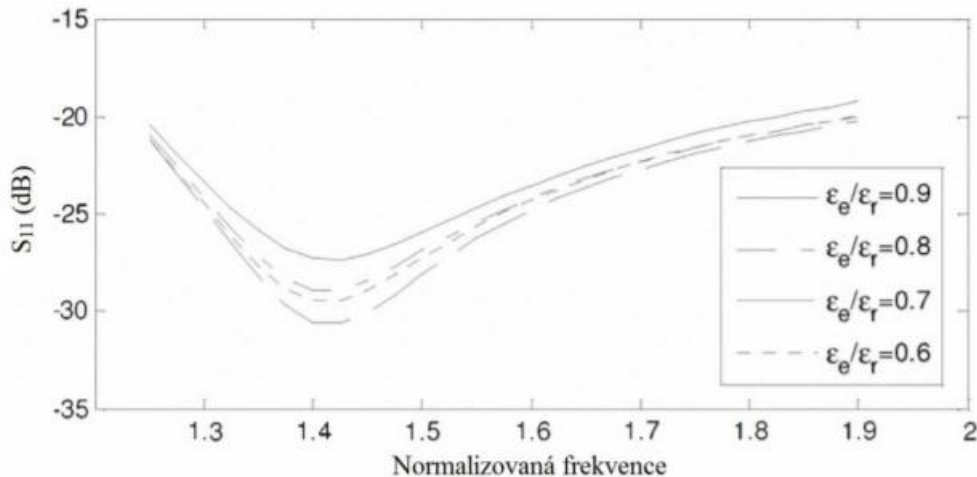
$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w_p}}}, \quad (15)$$

kde h je výška substrátu mikropáskového vedení, ε_r je relativní permitivita substrátu mikropáskového vedení a w_p je šířka mikropáskového vedení. Šířka ekvivalentního TEM vlnovodu w_e musí být vypočtena tak, aby jeho impedance měla stejnou hodnotu jako impedance mikropáskového vedení Z_e .

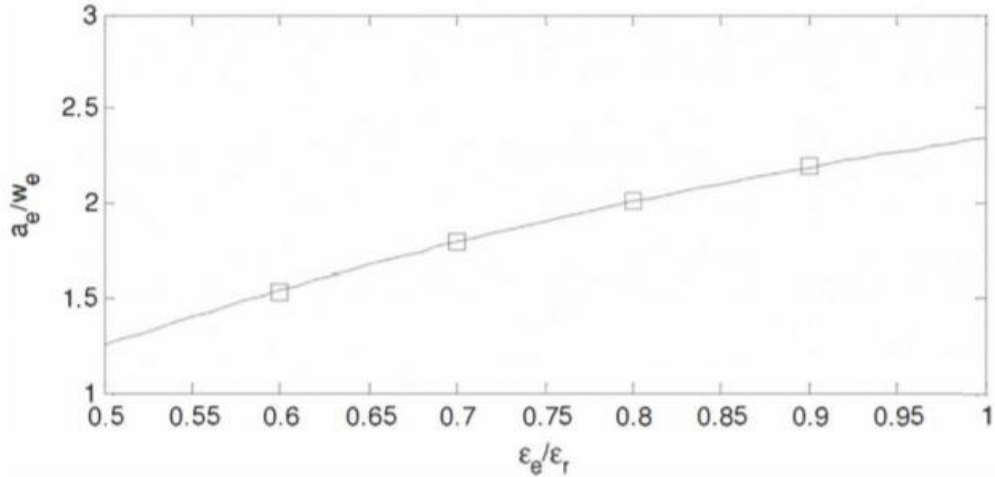
$$Z_e = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left(8 \frac{h}{w_p} + 0,25 \frac{w_p}{h} \right) \quad \text{pro } \frac{w_p}{h} < 1, \quad (16)$$

$$Z_e = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[\frac{w_p}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_p}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad \text{pro } \frac{w_p}{h} > 1, \quad (17)$$

kde ε_e označuje efektivní permitivitu TEM vlnovodu, h je výška mikropáskového vedení a w_p značí šířku mikropáskového vedení. Rozptylové parametry ekvivalentních vlnovodů jsou nezávislé pouze na jejich výšce h . Závislé jsou na ekvivalentní šířce vlnovodu SIW a_{RWG} , ekvivalentní šířce vlnovodu TEM w_e , efektivní permitivitě TEM vlnovodu ε_e a na relativní permitivitě ε_r mikropáskového vedení. Rozptylové parametry jsou pouze na poměrech a_{RWG}/w_e a $\varepsilon_e/\varepsilon_r$ (Obrázek 14).



Obrázek 14: Závislost činitele odrazu mikropáskového přechodu na normalizované frekvenci pro různé poměry $\varepsilon_e/\varepsilon_r$ [13].



Obrázek 15: Graf optimálních rozměrů přechodu na poměru hodnot permitivity [13].

S použitím modelu na Obrázku 13 byly pro určité poměry ϵ_e/ϵ_r nalezeny optimální poměry a_{RWG}/w_e , ze kterých bylo možno nalézt vztah pro mezi poměry ϵ_e/ϵ_r a a_{RWG}/w_e :

$$\frac{a_{RWG}}{w_e} = 4,38 e^{-0,627 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_e}}, \quad (18)$$

kde a_{RWG} označuje šířku ekvivalentního vlnovodu SIW, w_e šířku ekvivalentního vlnovodu TEM, ϵ_e efektivní permitivitu vlnovodu TEM a ϵ_r relativní permitivitu SIW vlnovodu. S použitím vzorců pro výpočet impedance TEM vlnovodu (16,17) a kombinací vzorců pro výpočet efektivní permitivity TEM vlnovodu (15) a vztahu (18) lze psát vztahy pro výpočet šířky ekvivalentního TEM vlnovodu w_e :

$$\frac{1}{w_e} = \frac{60}{\eta \cdot h} \ln \left(8 \frac{h}{w_p} + 0,25 \frac{w_p}{h} \right) \quad \text{pro } \frac{w_p}{h} < 1, \quad (19)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{120\pi}{\eta \cdot h \left[\frac{w_p}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_p}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad \text{pro } \frac{w_p}{h} > 1, \quad (20)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{4,38}{a_{RWG}} e^{-0,672 \frac{\epsilon_r}{\frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \sqrt{1+12 \frac{h}{w_p}}}}, \quad (21)$$

kde konstanta $\eta = (\mu_0 / \epsilon_0)^{1/2} = 376,6 \Omega$ je charakteristická impedance volného prostoru, h značí výška struktury mikropáskového vedení, w_p je šířka mikropáskového vedení, ϵ_e je efektivní permitivita TEM vlnovodu, ϵ_r je relativní permitivita SIW a a_{RWG} označuje ekvivalentní šířku vlnovodu SIW.

Ve druhém kroku návrhu je mikropáskový přechod použit pro přizpůsobení vstupní impedance mikropáskového vedení se šířkou w_0 a šířky w_p nalezené v předchozím

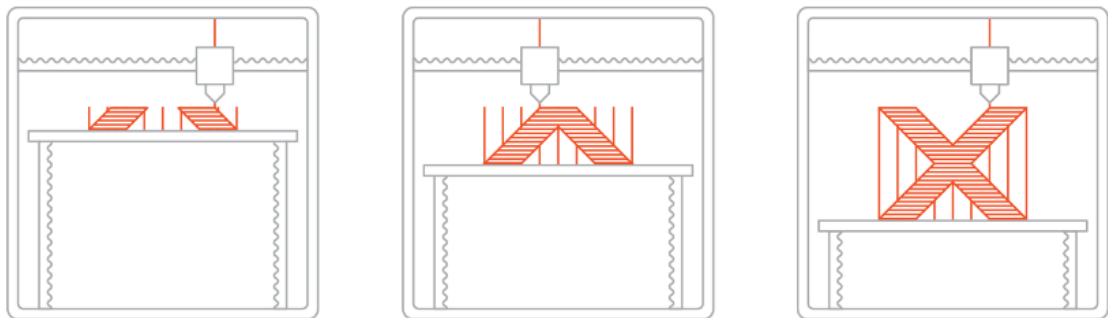
kroku. Pokud je k návrhu použit substrát o relativní permitivitě ϵ_r mezi 2 a 10 v pásmu milimetrových vln, je dostačující použít mikropáskový přechod o čtvrtinové délce vlny. Pokud substrát nespĺňuje tyto podmínky, musí být délka mikropáskového přechodu rovna násobkům čtvrtinové délky vlny [13].

2.7 Technologie 3D tisku

3D tisk je proces, při kterém se z digitální předlohy (3D model), vytváří fyzický model. Je to aditivní proces, což znamená, že se materiál po vrstvách přidává. Na rozdíl od klasického obrábění, při kterém se z celistvého bloku materiál odebírá, až zůstane jen požadovaný tvar. Existují různé typy technologií 3D tisku, některé z nich budou v této kapitole uvedeny.

2.7.1 Technologie FDM

Při výrobě pomocí technologie FDM (Fused Deposition Modeling), někdy také nazývána FFF (Fused Filament Fabrication), je tiskový materiál nanášen po vrstvách na tiskovou podložku. Vždy po dokončení tisku jedné vrstvy se tisková hlava (podložka) o jednu vrstvu posune a zahájí se tisk další vrstvy.



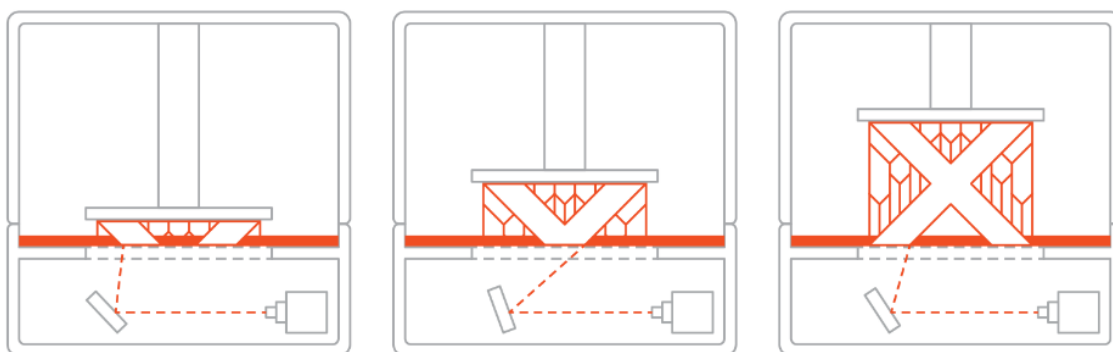
Obrázek 16: Princip FDM (FFF) technologie [14].

Princip spočívá v tom, že vlákno z pevného termoplastického materiálu je vytlačováno skrz vyhřívající trysku, která ho roztaví. Dále je vyhřívající tryska posouvána podél specifikovaných souřadnic, kde je materiál pokládán na tiskovou podložku, na níž se ochladí a ztuhne. Jakmile je vrstva dokončena, pokračuje se v nanášení další vrstvy. Tento proces se opakuje až do úplného vytvoření objektu. V závislosti na geometrii tištěného objektu je někdy potřeba přidat podpěrné konstrukce, například pokud má model strmé převislé části [14].

Výhodou této technologie je nízká pořizovací cena 3D tiskárny a nízké náklady na použitý materiál. Nevýhodou je dlouhý čas tisku, rozptyl v tiskové přesnosti a konstrukce podpěr.

2.7.2 Technologie SLA

Stereolitografie (SLA - Stereolithography) je historicky první technologií 3D tisku na světě. Stereolitografie byla vynalezena Chuckem Hullem v roce 1986, který si na tuto technologii podal patent a založil komerční společnost 3D Systems.

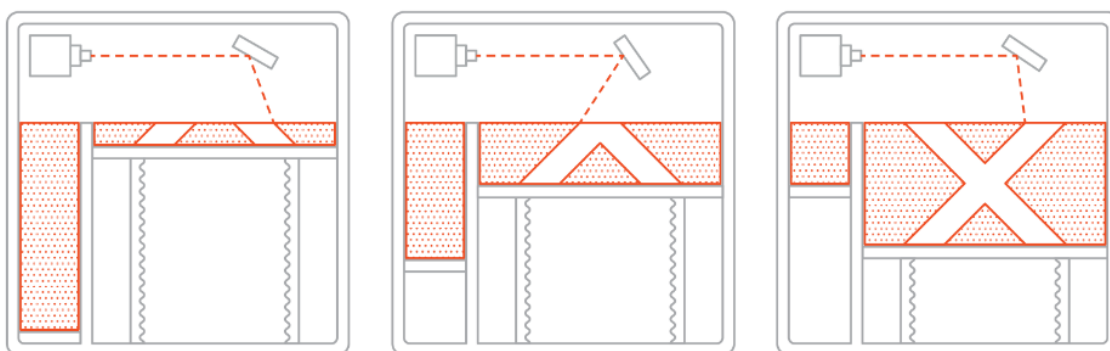


Obrázek 17: Princip SLA [14].

V nádobě s tekutým polymerem je umístěna tisková deska, úroveň proti hladině polymer určuje výšku požadované tiskové vrstvy. Světelný paprsek vykreslí požadovaný tvar vrstvy a dojde k vytvrzení polymeru v příslušném tvaru. Následně se tisková deska posune a paprsek vykreslí a vytvrdí další požadovaný tvar. Tiskovým materiálem je tekutý polymer, který je vytvrzován světlem (laser nebo DLP projektor). Zhotovený výtisk je třeba omýt v izopropylalkoholu a dodatečným UV světlem definitivně vytvrdit. SLA je jednou z nejpřesnějších technologií s nabídkou různých druhů polymerů [14].

2.7.3 Technologie SLS

Technologie SLS (Selective Laser Sintering) laserem sintruje (spéká, materiál se neroztaví do tekuté podoby) nylonový prach.



Obrázek 18: Princip SLS [14].

Nejprve se zásobník nylonového prášku zahřeje na teplotu těsně pod teplotu tání polymeru. Následně je na pracovní plošinu nanášena velmi tenká vrstva (typicky 0,1 mm) práškového materiálu. Laserový paprsek (CO_2) začne skenovat povrch. Paprsek selektivně sintruje prášek, čímž se zpevňuje. Po naskenování celého průřezu se pracovní plošina posouvá dolů, nanáší se další vrstva prášku a laser sintruje další průřez na již ztuhlých průřezích. Tyto kroky se opakují, dokud není celý objekt vyroben. Prášek, který nebyl sintrován, zůstává na místě, čímž se eliminuje potřeba nosných konstrukcí [14].

2.7.4 Technologie DMLS

Technologie DMLS (Direct Metal Laser Sintering) vytváří objekty podobně jako technologie SLS. Hlavním rozdílem je, že tato technologie 3D tisku se využívá k výrobě kovových objektů. DMLS zahřívá prášek tak, aby se mohl spojit na molekulární úrovni. Na rozdíl od technologie SLS strukturální podporu, aby se omezila možnost jakéhokoliv zkreslení, které se může objevit (a to i přesto, že okolní prášek poskytuje fyzickou podporu). Takto vytvořený objekt je kvůli zpevnění vypálen v peci[14].

2.7.5 Možnosti výroby navrhované antény

Technologie 3D tisku struktur z více než jednoho typu materiálu je složitá a tiskárny drahé. Jelikož navrhovaná anténa bude navržena na bázi SIW, která se skládá ze substrátu, vodivé vrchní plochy, zemnicí spodní plochy a prokovů, nebude možné celou tuto strukturu vyrobit pomocí 3D tiskárny.

Jsou dvě nejjednodušší metody, jak navrženou anténu vyrobit:

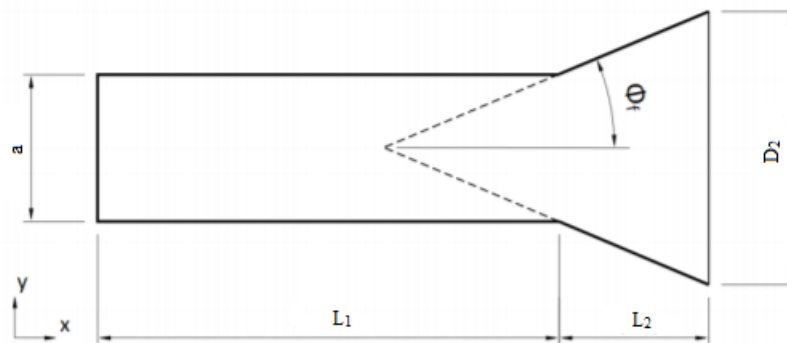
- 1) Využití elektricky vodivé folie: Pomocí 3D tisku se vyrobí substrát. Na substrát se z vrchní a spodní strany nalepí vodivé folie, které budou plnit funkce vrchní vodivé a spodní zemnicí desky. Prokovy se vytvoří vyvrtáním děr, které mají stejný průměr jako navržené prokovy, skrze celou strukturu. Díry budou vyvrtány přesně tam, kde budou prokovy v návrhu umístěny. Následně se do děr umístí vodivé drátky, které se připájí k vrchní vodivé desce a spodní zemnicí desce, jež jsou tvořeny vodivou folií. Tak vznikne vodivé spojení, stejně jako u prokovu.
- 2) Využití elektricky vodivého spreje: Substrát pro anténu se vyrobí pomocí 3D tisku. Následně se vyvrtají díry v pozicích, kde jsou navrhnuty. Díry budou mít stejný průměr jako prokovy. Pomocí vodivého spreje se nanese vrchní vodivá deska a spodní zemnicí deska. Vodivý sprej se také nanese do vyvrtaných děr. Tak vznikne vodivé spojení mezi vrchní vodivou a spodní zemnicí deskou. Prokovy budou muset mít větší průměr nežli v prvním případě, aby se do nich dal nanést vodivý sprej (například GRAPHIT 33 nebo EMILAC, který vytváří vysoce vodivý povlak na bázi mědi).

3. NÁVRH A MODELOVÁNÍ TRYCHTÝŘOVÉ ANTÉNY

Tato část práce se zabývá návrhem trychtýřové antény, která bude vyrobena 3D tiskem. Návrh této antény bude proveden pomocí programu CST Microwave Studio, jelikož se tento software používá pro návrh a simulace vysokofrekvenčních a mikrovlnných aplikací. Kvůli snížení výpočetního času nebyly vodivé stěny SIW struktury zpočátku tvořeny prokovy, ale perfektně vodivými plnými stěnami. Struktura SIW s perfektně vodivými plnými stěnami má stejné vlastnosti jako struktura s prokovy, které budou do návrhu přidány až při finálním předvýrobním ladění antény. Trychtýřová anténa je navržena, aby pracovala v Ka pásmu (26,5 – 40 GHz).

3.1 Návrh trychtýřové antény bez dielektrické zátěže

Tato kapitola obsahuje postup návrhu základní struktury trychtýřové antény. Na Obrázku 19 je vidět základní geometrická struktura trychtýřové antény.



Obrázek 19: Geometrická struktura trychtýřové antény.

Plochá trychtýřová anténa vznikne rozšířením vlnovodu. U vlnovodu vytvořeného pomocí technologie SIW je toto rozšíření možné pouze v rovině H, rozměr v rovině E je konstantní.

Se zvětšující šířkou apertury trychtýře D_2 roste směrovost antény až do doby, kdy se v něm začnou budit vyšší vidy. Tyto vidy deformují vyzařovací charakteristiku, čímž se snižuje směrovost antény. Šířka apertury D_2 a délka trychtýře L_2 ovlivňuje impedanční přizpůsobení antény.

Při návrhu trychtýře jde tedy o optimální nalezení kombinace parametrů D_2 a L_2 . Tyto parametry je nutné najít empiricky na základě provedených simulací. Hlavním kritériem je pak činitel směrovosti.

Obdélníkový vlnovod i apertura trychtýřové antény jsou vyrobeny na stejném substrátu za využití SIW technologie. Dielektrický substrát bude vytisknut na 3D

tiskárně. Pro výrobu substrátu byl zvolen materiál Grey Resin [15], pro který byla relativní permitivita změřena $\varepsilon_r = 2.9$.

Obdélníkový vlnovod je popsán svou kritickou frekvencí f_k . Vidy (módy), které mají nižší frekvenci, než je frekvence kritická, se vlnovodem nešíří. Navržený vlnovod pracuje v pásmu jednovidovosti, kdy se jím šíří pouze dominantní vid TE_{10} . Poměr pracovní a kritické frekvence se z hlediska útlumu volí jako

$$1,25 < \frac{f_p}{f_k} < 1,9. \quad (22)$$

V praxi se pak tento poměr volí 1,4. Pro pásmo Ka je dále stanovena střední neboli pracovní frekvence na 33,25 GHz. Z rovnice 22 tedy vyplývá

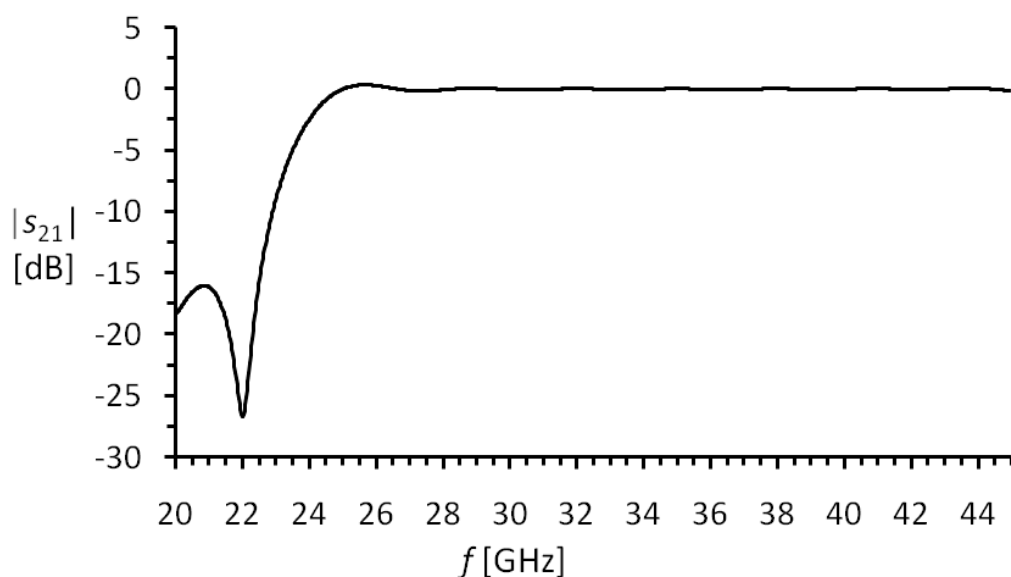
$$f_k = \frac{f_p}{1,4} = \frac{33,25 \cdot 10^9}{1,4} = 23,75 \text{ GHz}. \quad (23)$$

Nyní lze vypočítat příčný rozměr obdélníkového vlnovodu vyplněného dielektrikem:

$$a = \frac{c}{2 \cdot f_k \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (24)$$

kde a označuje šířku vlnovodu, c udává rychlost světla a ε_r udává relativní permitivitu použitého dielektrika.

Z rovnice (24) lze pozorovat, že frekvenční vlastnosti vlnovodu nejsou závislé na jeho výšce h a jeho délce. Výška substrátu pouze nepřímo úměrně ovlivňuje ztráty ve vlnovodu. Na Obrázku 20 je vyobrazena závislost parametru S_{21} napájecího vlnovodu na frekvenci.



Obrázek 20: Závislost parametru S_{21} napájecího vlnovodu na frekvenci.

3.2 Modelování antény

Modelování anténní struktury probíhalo v software CST Microwave Studio. Tento software je určený pro modelování, analýzu a návrh mikrovlnných antén, filtrů, obvodů a dalších struktur. Je to jeden z nejvyužívanějších programů pro mikrovlnou a vysokofrekvenční techniku.

Výpočty a simulace jsou v programu založeny na numerických metodách. Mezi hlavní numerické metody patří metoda konečných diferencí v časové oblasti (FDTD) a metoda konečných prvků, které mají tzv. lokální charakter, kdy je řešeno pole pomocí Maxwellových rovnic v jednotlivých bodech uvažovaného prostoru. CST Microwave Studio používá metodu FIT (Finite Integration Technique), která řeší Maxwellovy rovnice v integrálním tvaru na rozložené síti a umožňuje tak rychleji vypočítat i složitější struktury [16].

CST Microwave Studio umožňuje různé způsobů řešení:

- Time Domain Solver
- Frequency Domain Solver
- Eigenmode Solver
- Integral Equation Solver
- Asymptotic Solver
- Multilayer Solver

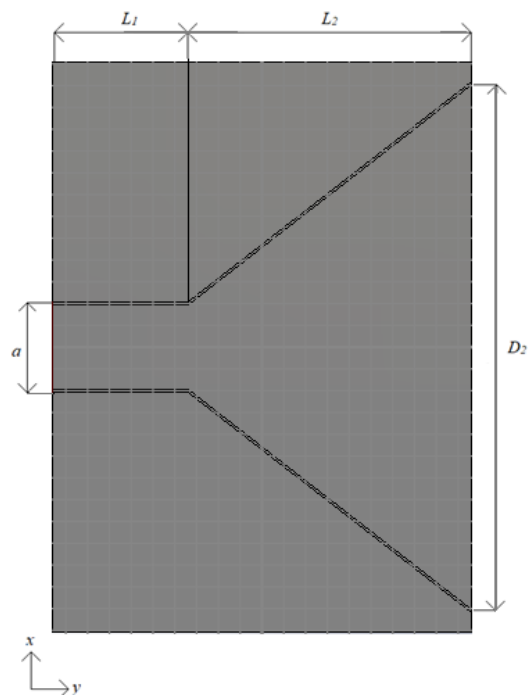
Všechny struktury v této práci budou simulovány a vypočteny pomocí Time Domain Solveru.

3.2.1 Modelování trychtýřové antény bez dielektrické zátěže

Na Obrázku 21 lze vidět základní strukturu trychtýřové antény, která byla simulována. Všechny rozměry této struktury jsou uvedeny v Tabulce 1. Pro danou aperturu o šířce $D_2 = 24,2$ mm bylo zjištěno, že délka trychtýře L_2 ovlivňuje kvadratickou fázovou chybu podél roviny H. A také může ovlivnit to, že se v trychtýři mohou vybudit vyšší vidy. Pro získání přijatelné kvadratické chyby a jednovidovosti v trychtýři byla délka apertury L_2 parametricky rozmítána kvůli zjištění optimální hodnoty.

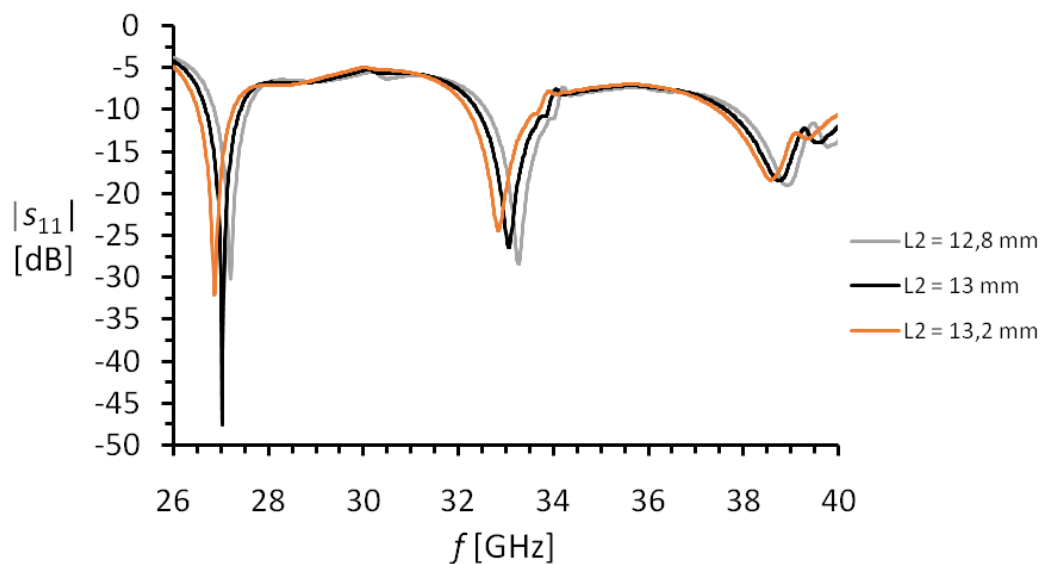
Tabulka 1: Výsledné rozměry antény bez dielektrické zátěže.

Popis parametru	Parametr	Hodnota [mm]
šířka vlnovodu	a	4
délka vlnovodu	L_1	6,2
délka apertury	L_2	13,2
šířka apertury	D_2	24,2
tloušťka substrátu	t_{sub}	2,5

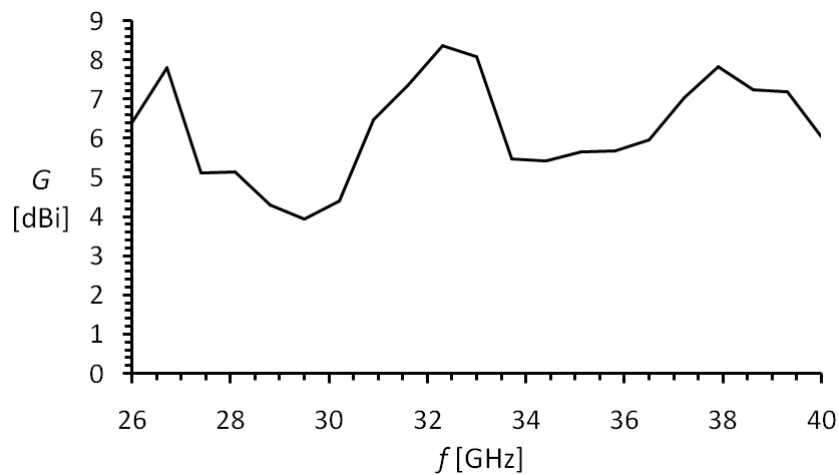


Obrázek 21: Náhled základní simulované struktury.

Na Obrázku 22 je vyobrazena závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci. Lze vidět, že změna délky apertury ovlivňuje impedanční přizpůsobení a také pracovní frekvenci antény. Na dalším obrázku (Obrázek 23) je vykreslena závislost zisku G na frekvenci.

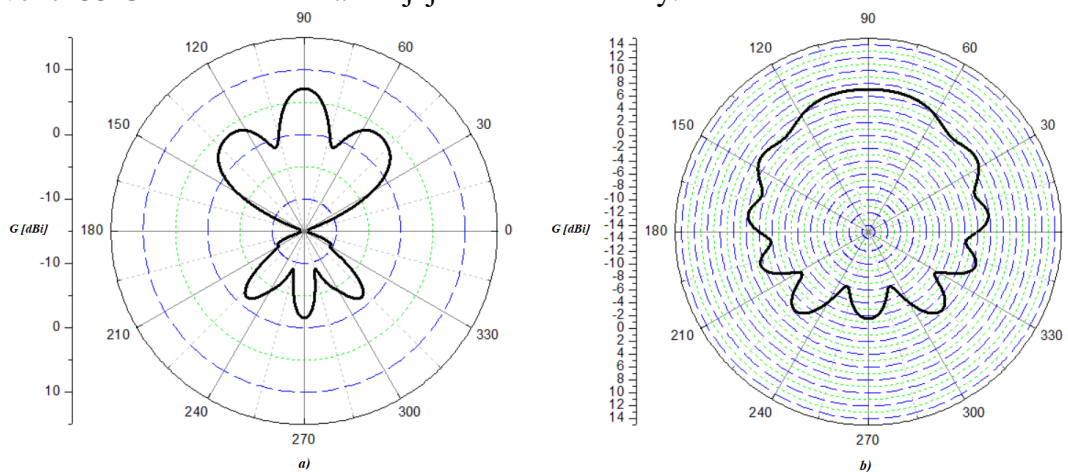


Obrázek 22: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci pro různé délky apertury L_2 .

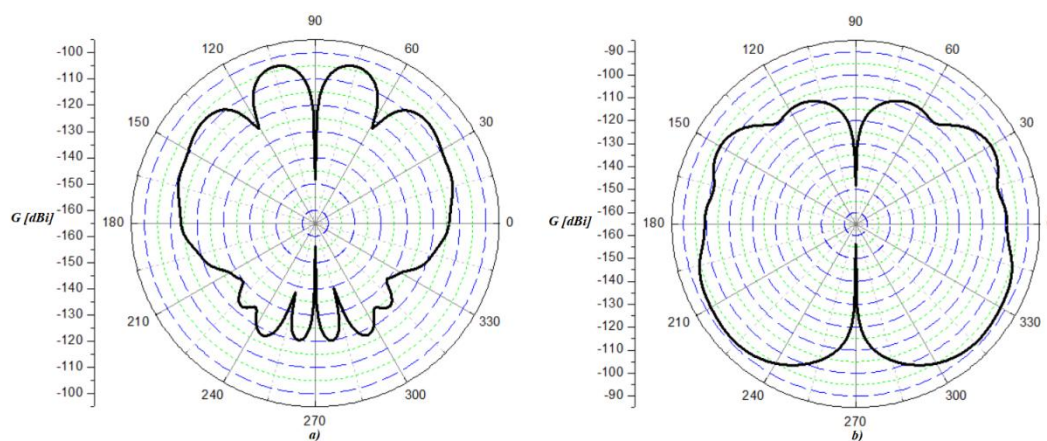


Obrázek 23: Závislost zisku G na frekvenci f .

Na dalších obrázcích (Obrázek 24 a 25) jsou uvedeny vyzářovací diagramy pro frekvenci 33 GHz v rovině H a E a jejich křížové složky.



Obrázek 24: Vyzářovací diagramy pro frekvenci 33 GHz, a) rovina H, b) rovina E.



Obrázek 25: Vyzářovací diagramy, křížová složka pro frekvenci 33 GHz, a) rovina H, b) rovina E.

3.2.2 Modelování trychtýřové antény s dielektrickou zátěží

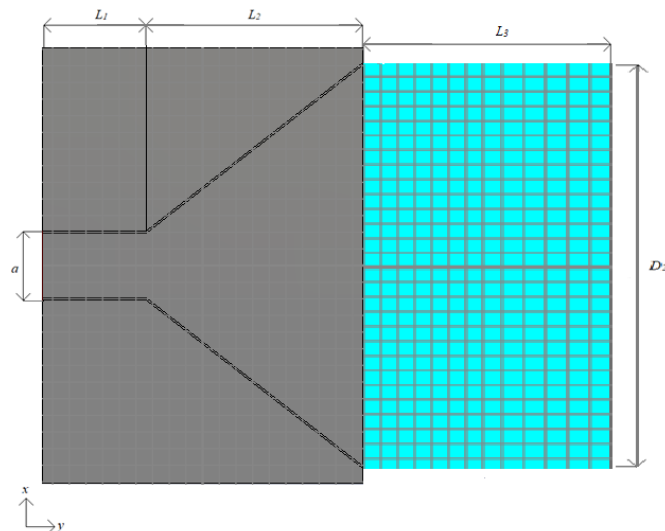
V rovině H může být vyzařování tvarováno šířkou apertury. Tvarování vyzařování v rovině E je limitováno výškou substrátu. V této rovině může být svazek relativně široký a nesměrový. Další nežádoucí jev je také zpětné vyzařování antény. Zpětné vyzařování antény je definováno parametrem F/B , označující předozadní poměr. Tento parametr udává poměr zisku antény v hlavním směru ke směru opačnému.

Pro zlepšení zisku, šířky pásma, vyzařovacích vlastností a impedančního přizpůsobení antény se před strukturu umístí dielektrická zátěž. Dielektrická zátěž je vytvořena prodloužením substrátu, s odleptaným pokovením z vrchní i spodní části substrátu. Toto prodloužení zajistí, že přechod z impedance vyzařovací části antény na impedanci okolí je plynulejší a dojde tak k menšímu odrazu [17].

3.2.2.1 Trychtýřová anténa s obdélníkovou dielektrickou zátěží

Tato část práce obsahuje modelování a souhrn výsledků simulací navržené trychtýřové antény s obdélníkovou dielektrickou zátěží.

Na Obrázku 26 je zobrazena struktura trychtýřové antény s obdélníkovou zátěží. Všechny geometrické parametry jsou stejné jako u základního návrhu trychtýřové antény bez zátěže. Pro optimální nalezení délky zátěže L_3 bylo nejdříve spuštěno parametrické rozmítání. Hodnota L_3 byla za pomoci simulací vybrána tak, aby bylo dosaženo větší šířky pásma ($S_{11} < -10$ dB) a většího zisku. Tato hodnota byla za pomoci simulací stanovena na $L_3 = 17$ mm.



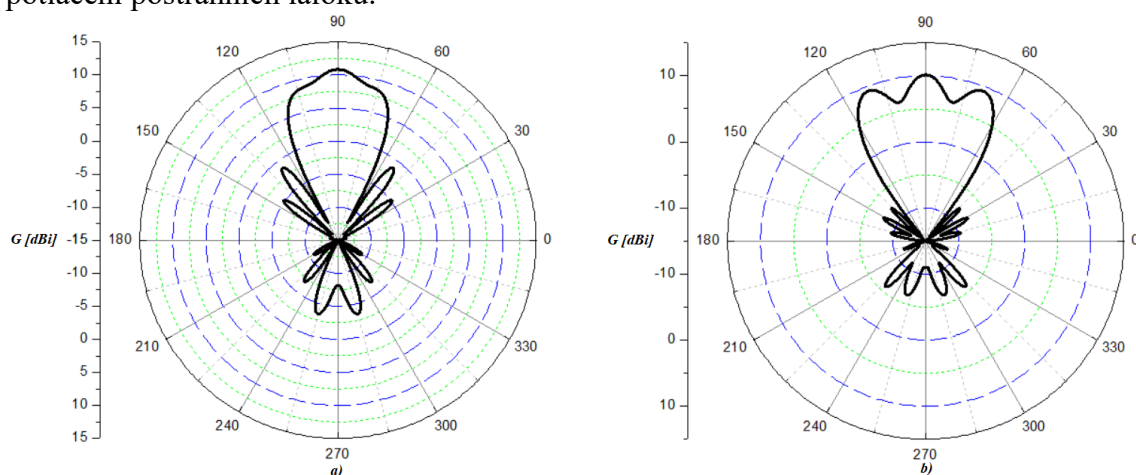
Obrázek 26: Struktura trychtýřové antény s obdélníkovou zátěží.

Dále byly optimalizovány rozměry původní antény za cílem dosažení lepších vyzařovacích vlastností s přidáním obdélníkové dielektrické zátěže. Rozměry antény obdržené po optimalizaci jsou uvedeny v Tabulce 2.

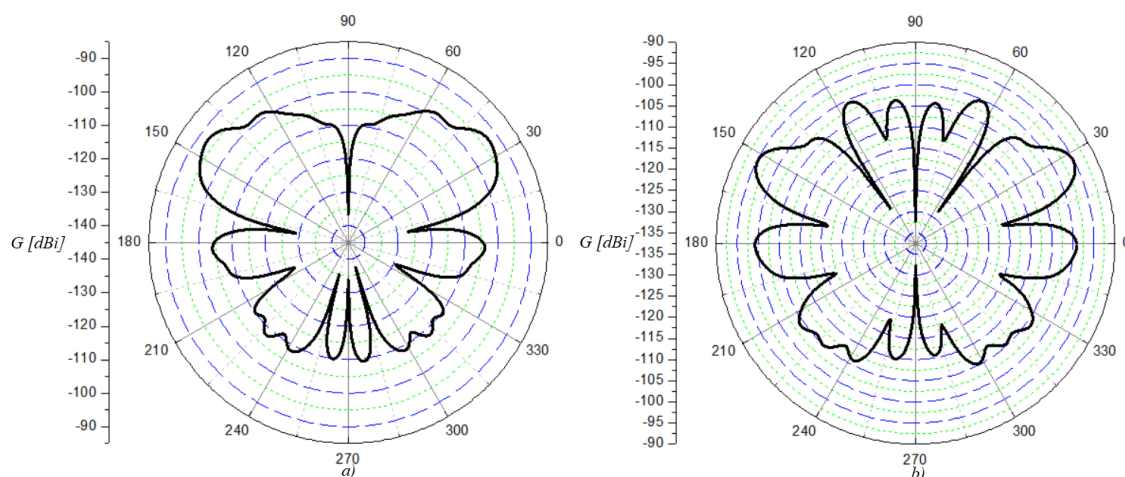
Tabulka 2: Optimalizované rozměry antény.

Popis parametru	Parametr	Hodnota [mm]
šířka vlnovodu	a	4
délka vlnovodu	L_1	8
délka apertury	L_2	13,7
šířka apertury	D_2	26,3
délka dielektrické zátěže	L_3	17
tloušťka substrátu	t_{sub}	2,5

Na následujícím obrázku (Obrázek 27) jsou vyobrazeny vyzařovací diagramy v rovině H pro frekvenci 33 GHz pro optimalizovanou (a) a prvotní strukturu (b). Z obrázku lze pozorovat, že optimalizovaná struktura dosáhla vyššího zisku a také vyšší hodnoty potlačení postranních laloků.



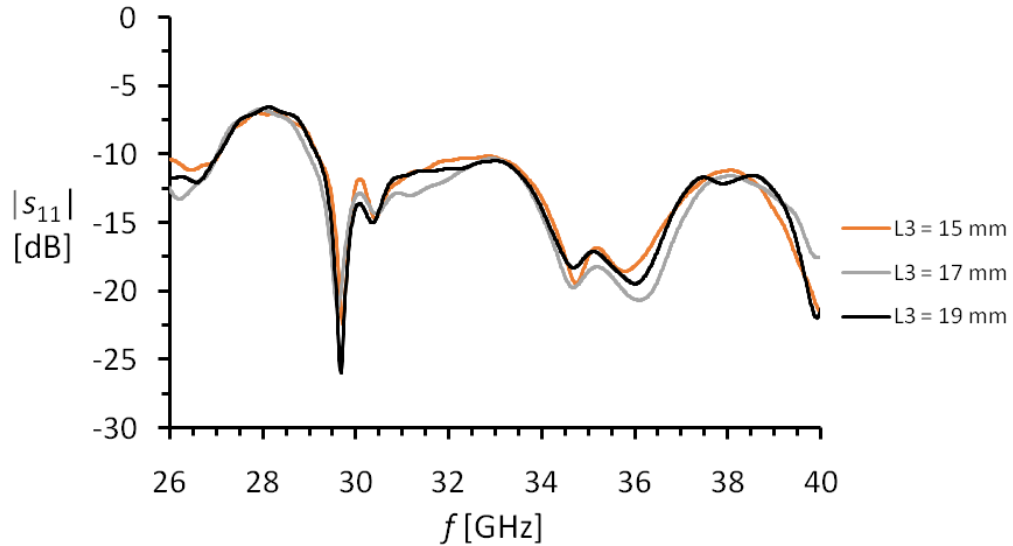
Obrázek 27: Vyzařovací diagramy v rovině H pro frekvenci 33 GHz, a) optimalizované rozměry, b) prvotní rozměry.



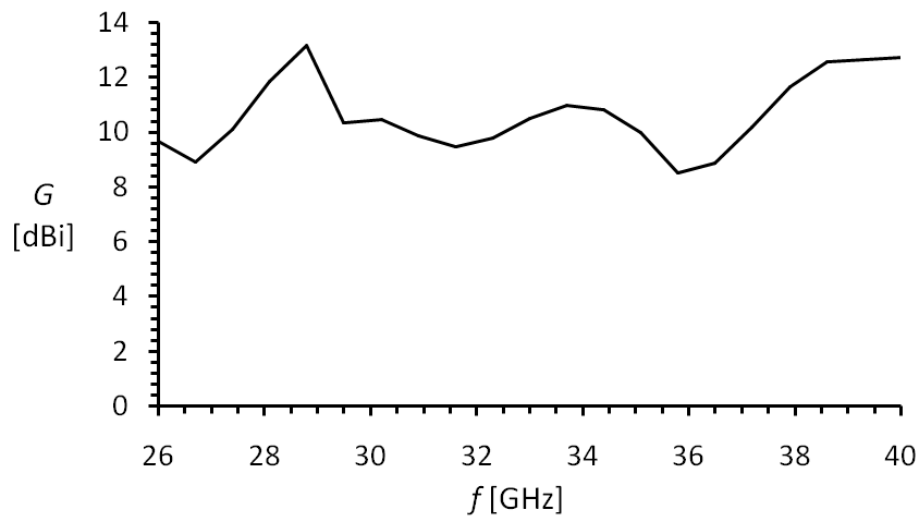
Obrázek 28: Vyzařovací diagramy v rovině H pro frekvenci 33 GHz, a) optimalizované rozměry, b) prvotní rozměry.

Na Obrázku 29 je vykreslen graf závislosti činitele odrazu S_{11} na frekvenci pro různé délky dielektrické zátěže. Lze vidět, že pro délku dielektrické zátěže $L_3 = 17$ mm

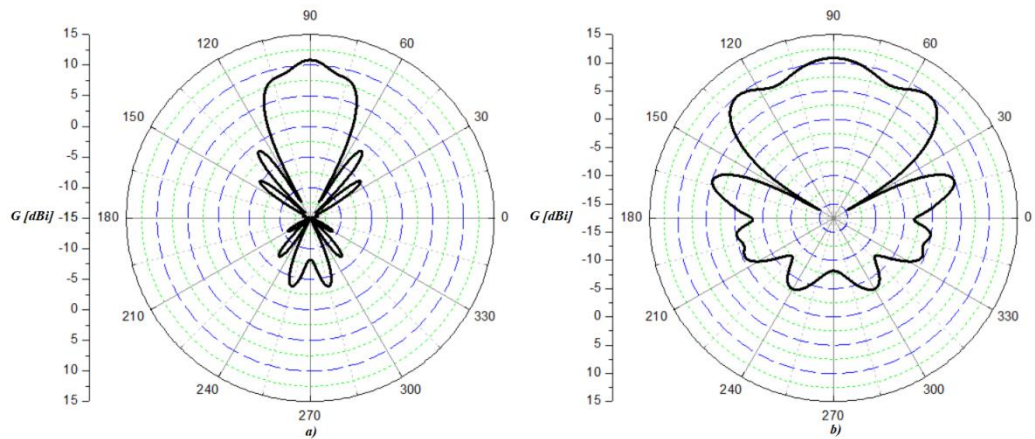
bylo dosaženo činitele odrazu S_{11} menšího nežli -10 dB od frekvence 29,19 GHz do 40GHz. Na dalším obrázku (Obrázek 30) je zobrazena závislost zisku G na frekvenci. Dále jsou zde vykresleny vyzařovací diagramy pro frekvenci 33 GHz v rovinách H a E a jejich křížové složky (Obrázek 31 a Obrázku 32). V hlavním směru vyzařování bylo dosaženo zisku $G = 10,84$ dBi.



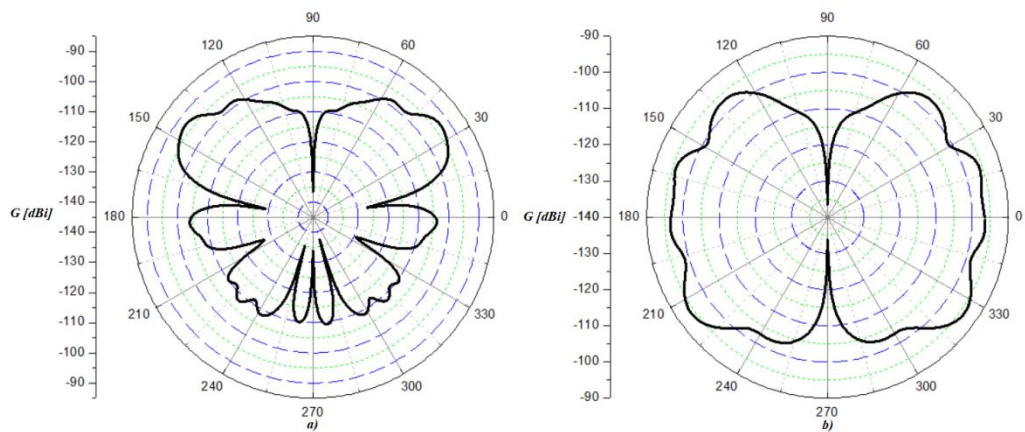
Obrázek 29: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f pro různé délky dielektrické zátěže L_3 .



Obrázek 30: Závislost zisku G na frekvenci f .



Obrázek 31: Vyzařovací diagramy pro frekvenci 33GHz, a) rovina H, b) rovina E.

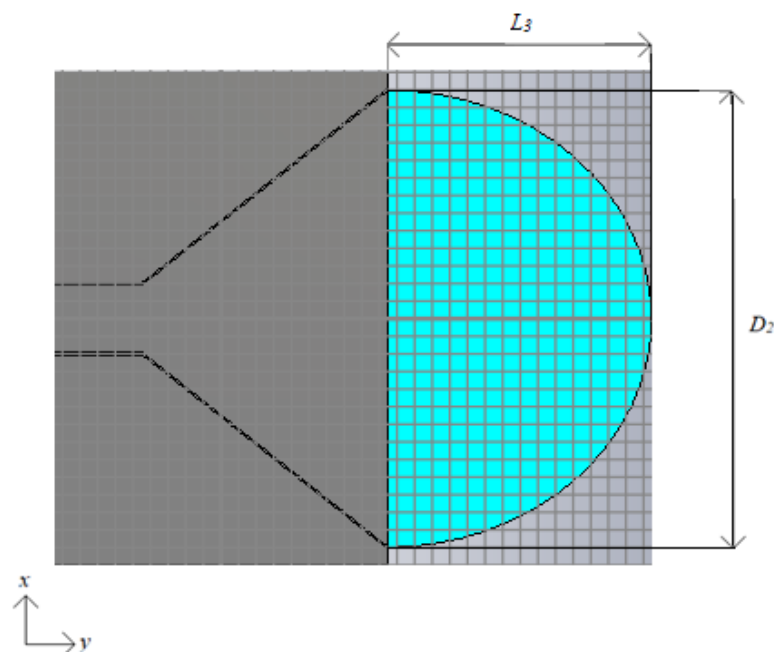


Obrázek 32: Vyzařovací diagramy, křížová složka pro frekvenci 33 GHz, a) rovina H, b) rovina E.

3.2.2.2 Trychtýřová anténa s eliptickou dielektrickou zátěží

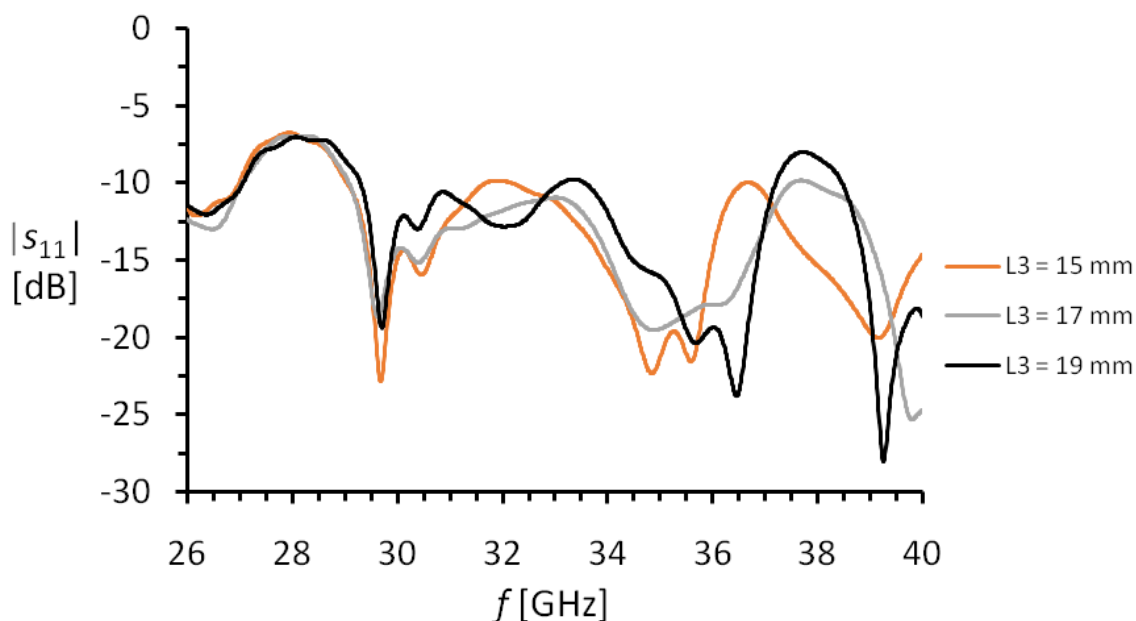
Tato část obsahuje modelování a souhrn výsledků simulací navržené trychtýřové antény s eliptickou dielektrickou zátěží.

Obrázek 33 vyobrazuje simulovanou strukturu trychtýřové antény s eliptickou zátěží. Rozměry této struktury jsou totožné s rozměry uvedenými v Tabulce 2, aby bylo později možné objektivně porovnat vlastnosti obou struktur.



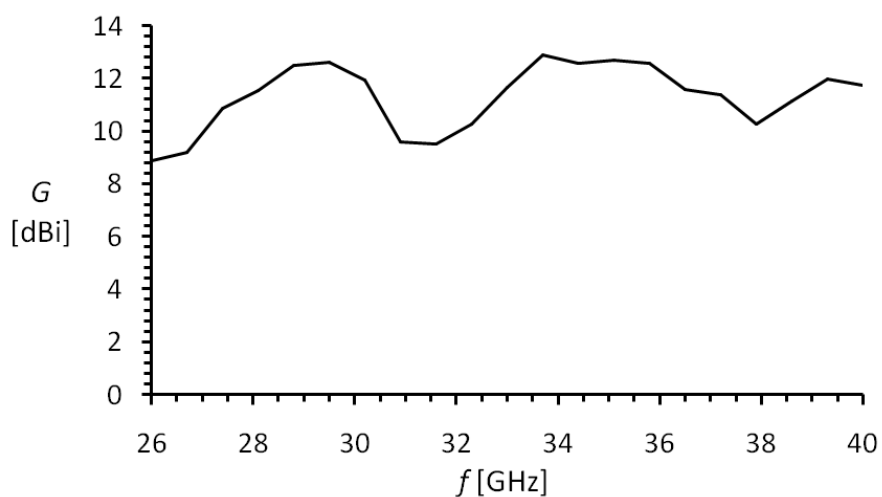
Obrázek 33: Struktura trychtýřové antény s eliptickou zátěží.

Na Obrázku 34 je vykreslena závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f pro různé délky dielektrické eliptické zátěže L_3 . Frekvenční pásmo, pro které je hodnota činitele odrazu S_{11} menší než -10 dB pro dielektrickou zátěž délky $L_3 = 17$ mm, je od 29,1 GHz do 37,4 GHz. V porovnání se strukturou s obdélníkovou dielektrickou zátěží je toto pásmo o 2,79 GHz menší.

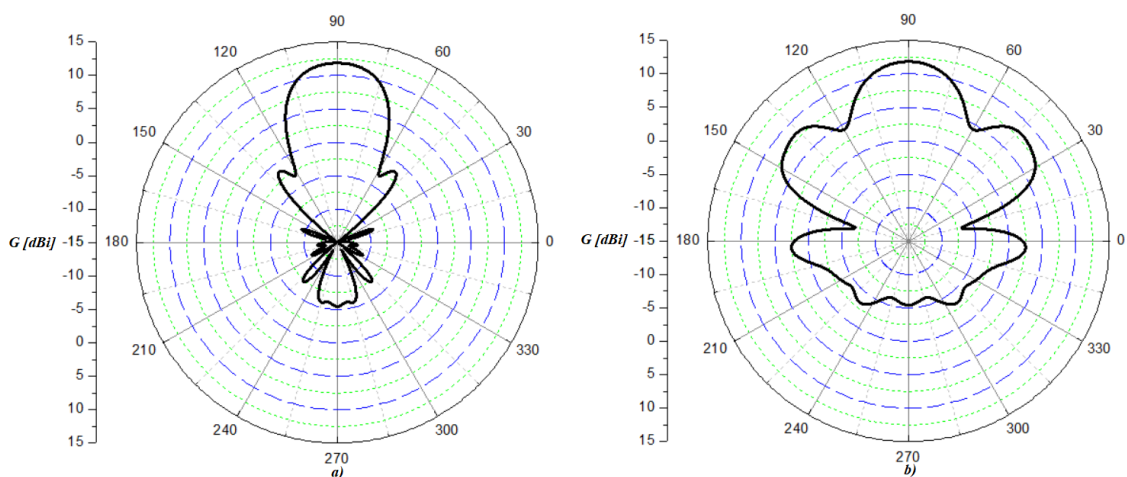


Obrázek 34: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f pro různé hodnoty délky dielektrické zátěže L_3 .

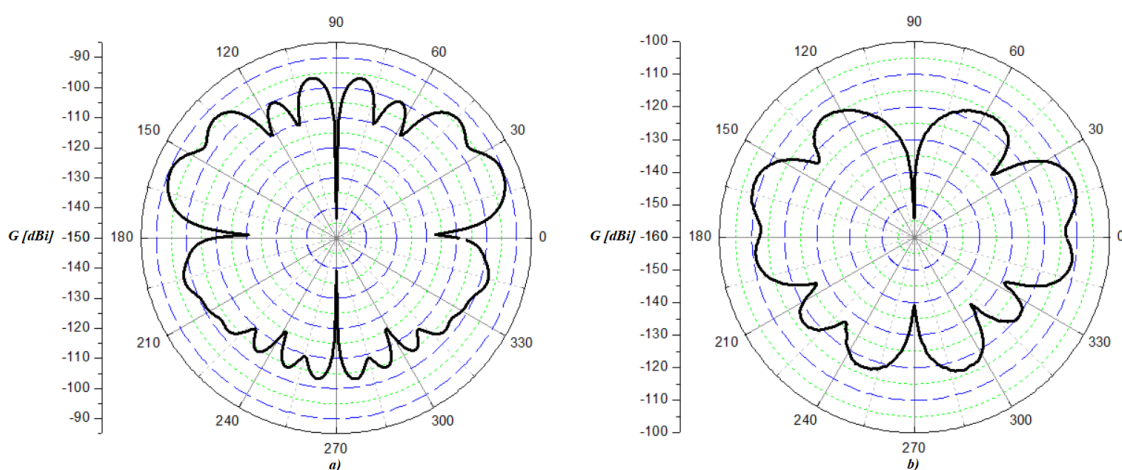
Dále je zde uveden graf závislosti zisku G na frekvenci (Obrázek 34). Na dalším obrázku (Obrázek 36) se nachází vyzařovací digramy pro frekvenci 33 GHz v rovině H a E a k nim příslušné křížové složky (Obrázek 37). V hlavním směru vyzařování bylo dosaženo zisku $G = 11,84$ dBi, což je o 1 dB vyšší zisk, nežli v případě obdélníkové dielektrické zátěže.



Obrázek 35: Závaznost zisku G na frekvenci f .



Obrázek 36: Vyzařovací diagram pro frekvenci 33 GHz, a) rovina H, b) rovina E

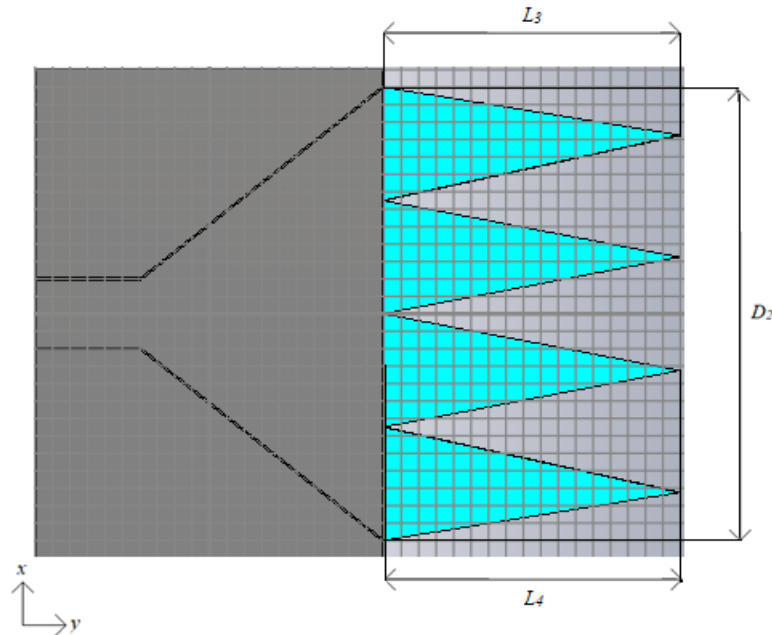


Obrázek 37: Vyzařovací diagramy, křížová složka pro frekvenci 33 GHz, a) rovina H, b) rovina E.

3.2.2.3 Trychtýřová anténa s trojúhelníkovou zátěží

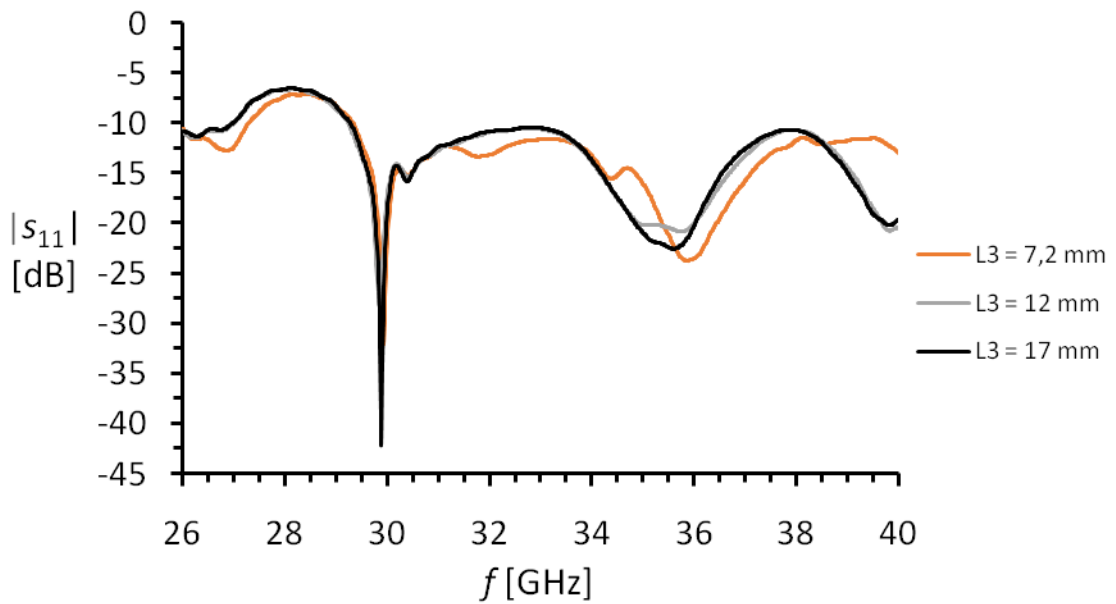
Cílem návrhu této struktury je vylepšení vyzařovacích diagramů při dobrém impedančním přizpůsobení, dále zvýšení zisku, šířky pásma a směrovosti. Pracovní frekvence antény byla zvolena 33,25 GHz, jelikož tato frekvence je střední frekvencí pásma Ka.

Na Obrázku 38 lze vidět základní strukturu trychtýřové antény zatíženou experimentální trojúhelníkovou zátěží. Parametry struktury jsou shodné s parametry uvedené v Tabulce 2, délky zátěží L_3 a L_4 jsou totožné a to $L_3 = L_4 = 17$ mm.



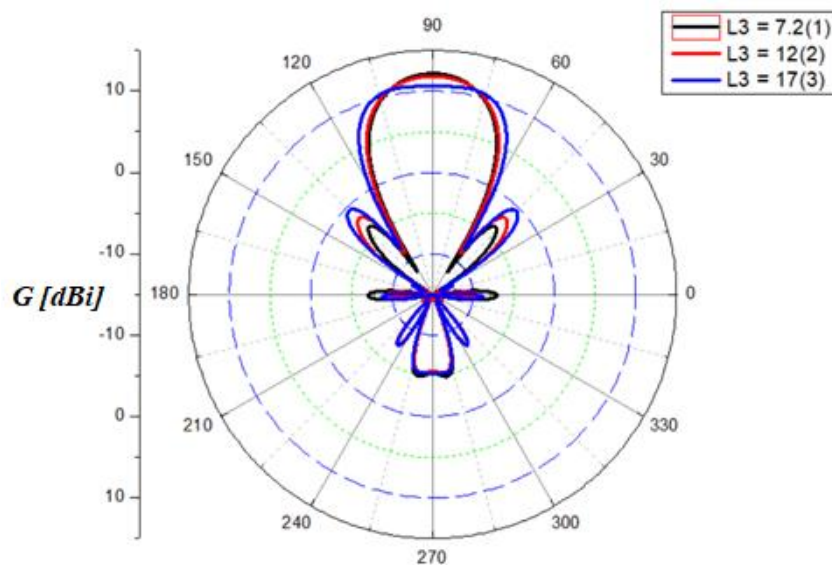
Obrázek 38: Geometrická struktura s trojúhelníkovou zátěží.

Následně byl parametr L_3 rozmítán s cílem zlepšit vyzařovací schopnosti a impedanční přizpůsobení. Na Obrázku 39 lze pozorovat vliv parametru L_3 na impedanční přizpůsobení. Pro parametr $L_3 = 7,2$ mm se hodnota $S_{11} < -10$ dB nachází ve frekvenčním pásmu od 29,35 GHz do 40 GHz.



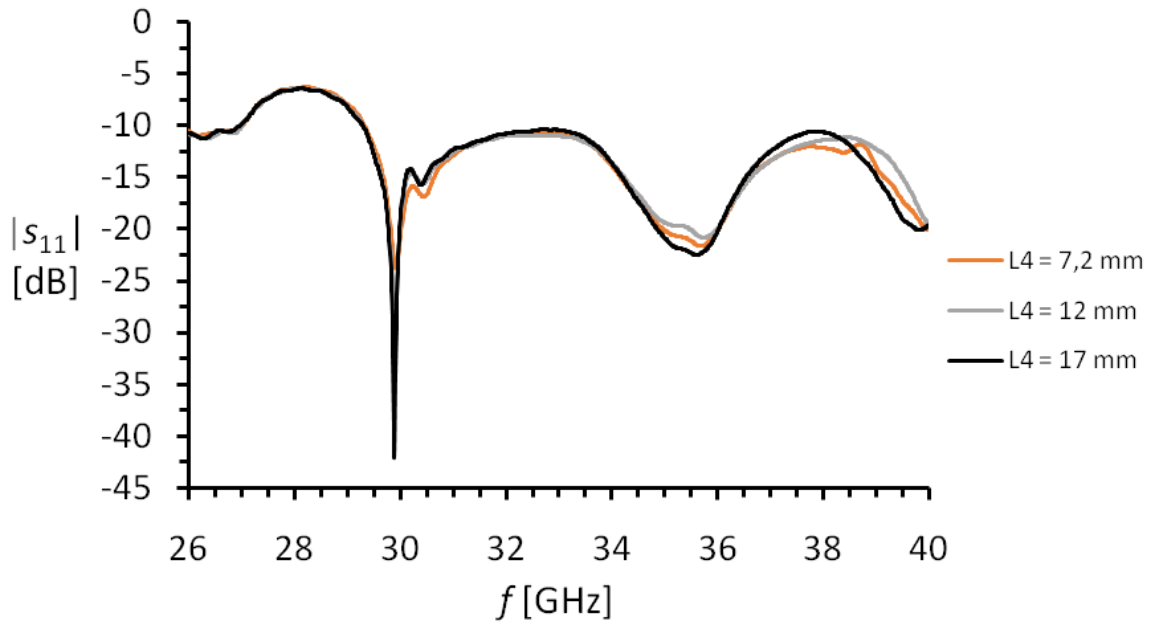
Obrázek 39: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f pro různé hodnoty parametru L_3 při konstantním L_4 .

Následující obrázek (Obrázek 40) vyobrazuje vliv parametru L_3 na vyzařovací vlastnosti antény. Z obrázku je patrné, že při zmenšování délky L_3 , rostl zisk G a zvyšovala se hodnota potlačení postranních laloků. Při $L_3 = 7,2$ mm se zvýšil zisk v hlavní směru vyzařování oproti základní struktuře o 1.6 dB.



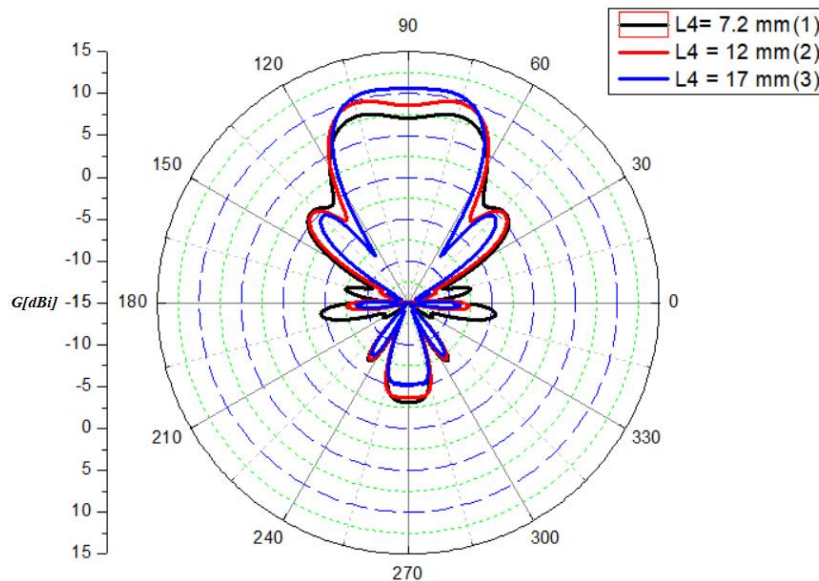
Obrázek 40: Vyzařovací diagram v rovině H pro frekvenci 33 GHz pro různé délky L_3 při konstantním L_4 .

Na Obrázku 41 je vyobrazena závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci pro různé délky L_4 při konstantní hodnotě parametru L_3 . Lze pozorovat, že parametr L_4 měl nepatrný vliv na impedanční přizpůsobení.



Obrázek 41: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f pro různé délky L_4 při konstantním L_3 .

Následující obrázek (Obrázek 42) vyobrazuje vyzařovací diagram v rovině H pro frekvenci 33 GHz pro různé hodnoty parametru L_4 . Vliv parametru L_4 na vyzařovací diagram je patrný z tohoto obrázku. Lze pozorovat, že při zmenšování L_4 se snižuje zisk v hlavním vyzařovacím směru a zvyšuje se úroveň postranních laloků.



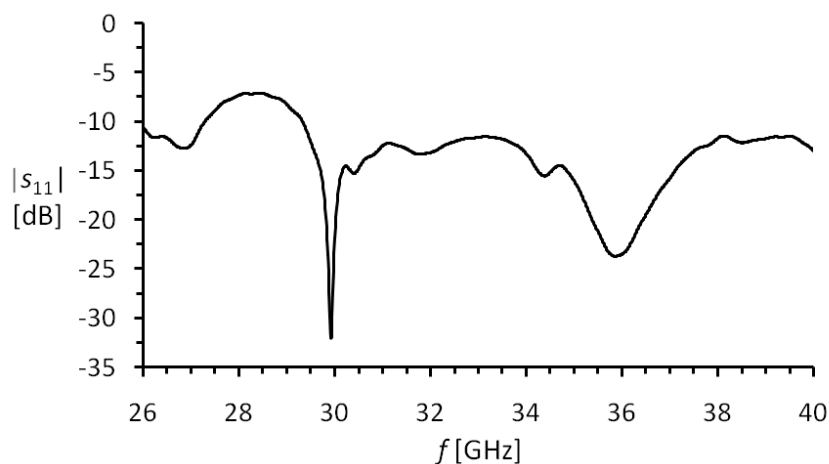
Obrázek 42: Vyzařovací diagram pro rovinu H pro frekvenci 33 GHz pro různé L_4 při konstantním L_3 .

S přihlédnutím na předchozí simulace byly délky zátěží L_3 a L_4 optimalizovány tak, aby bylo dosaženo maximálního zisku v hlavním vyzařovacím směru a dosaženo maximální šířky přenášeného pásma. V Tabulce 3 jsou uvedeny optimalizované hodnoty finální struktury s experimentální trojúhelníkovou zátěží.

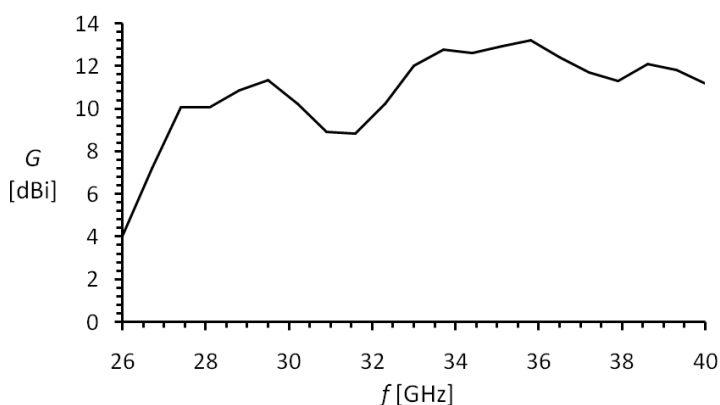
Tabulka 3: Finální rozměry struktury s experimentální trojúhelníkovou zátěží

Popis parametru	Parametr	Hodnota [mm]
šířka vlnovodu	a	4
délka vlnovodu	L_1	8
délka apertury	L_2	13,7
šířka apertury	D_2	26,3
délka dielektrické zátěže 1	L_3	7,2
délka dielektrické zátěže 2	L_4	17
tloušťka substrátu	t_{sub}	2,5

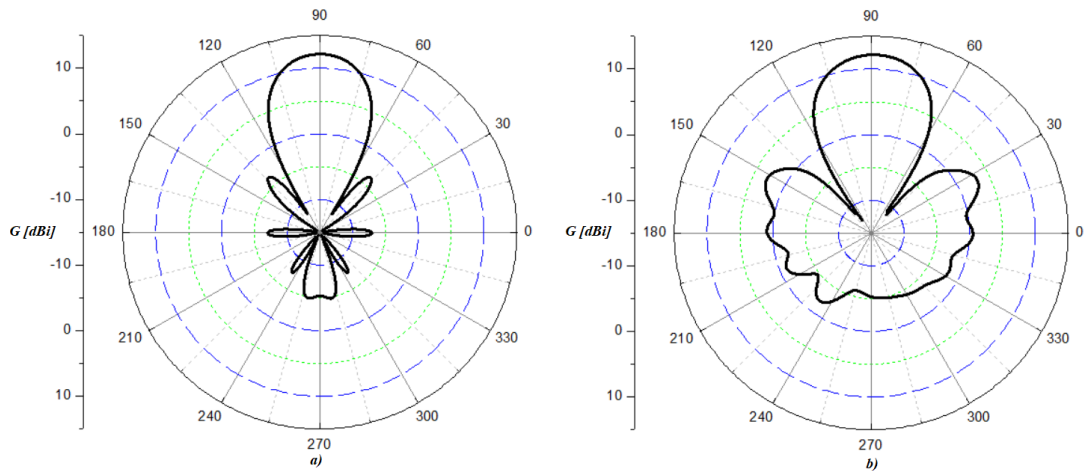
Na Obrázku 43 je vyobrazena závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci pro finální rozměry struktury s experimentální trojúhelníkovou zátěží. Následující graf zobrazuje závislost zisku G na frekvenci. Na Obrázku 45 jsou vyobrazeny vyzářovací diagramy pro frekvenci 33 GHz v rovině H a rovině E a k nim příslušné křížové složky (Obrázek 46).



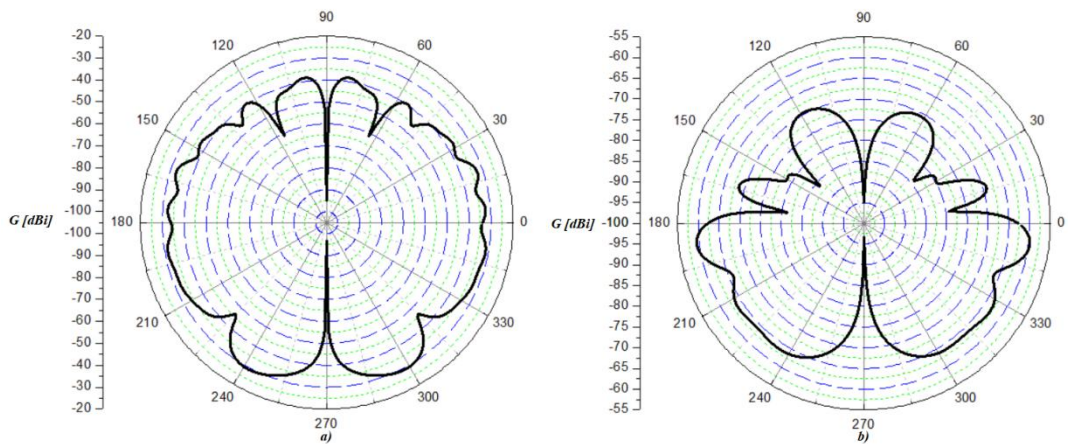
Obrázek 43: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f .



Obrázek 44: Závislost zisku G na frekvenci f .



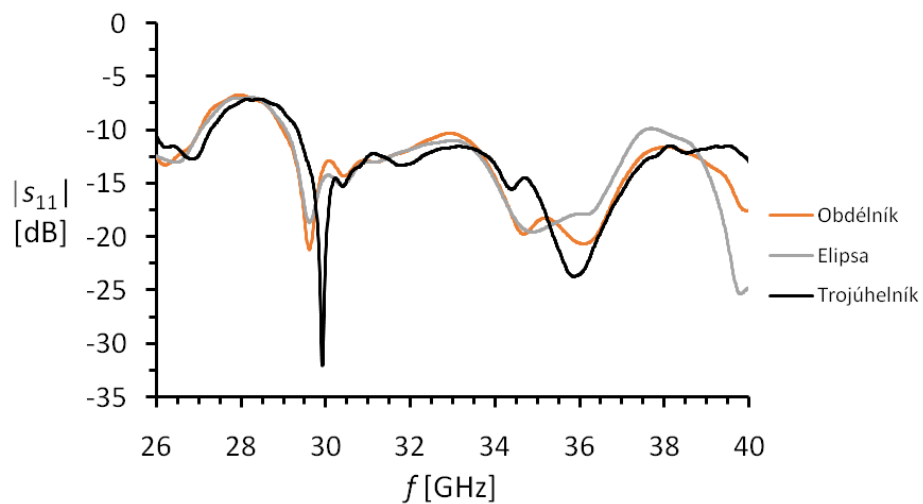
Obrázek 45: Vyzařovací digramy pro frekvenci 33 GHz, a) Rovina H, b) Rovina E



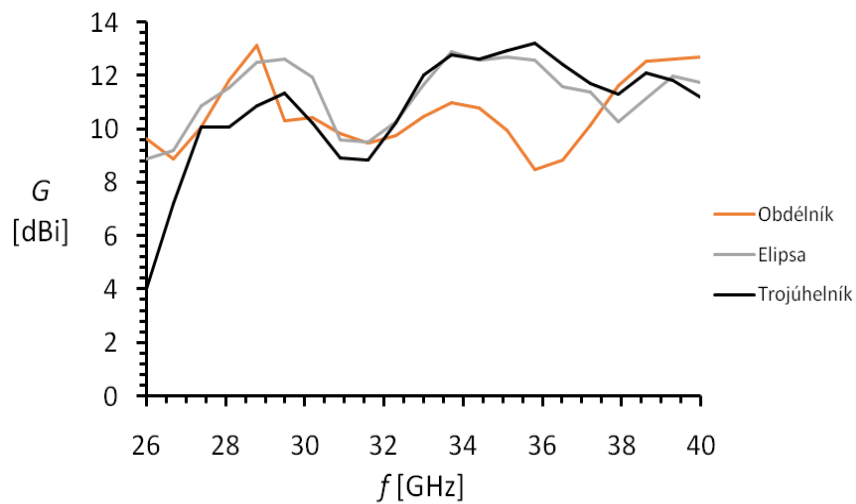
Obrázek 46: Vyzařovací diagramy pro frekvenci 33 GHz, křížová složka, a) Rovina H, b) Rovina E

3.3 Vyhodnocení vlastností modelovaných struktur

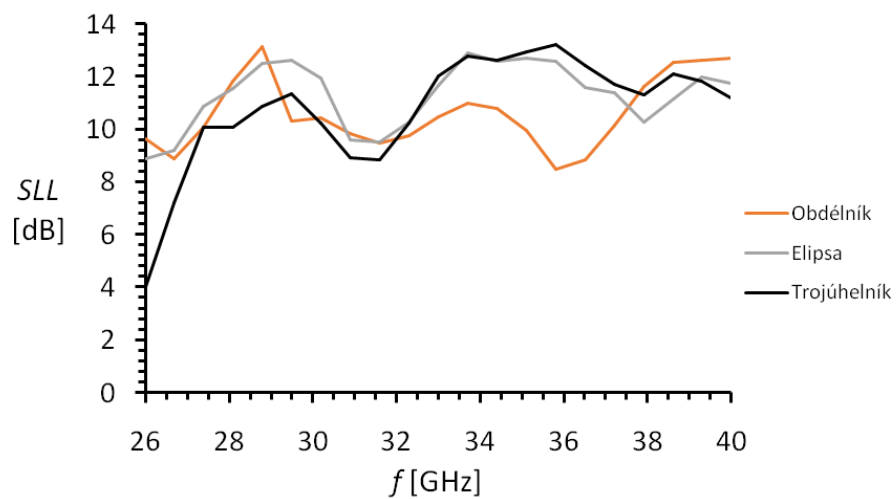
V této kapitole budou shrnuty dosažené výsledky ze simulací všech navržených struktur.



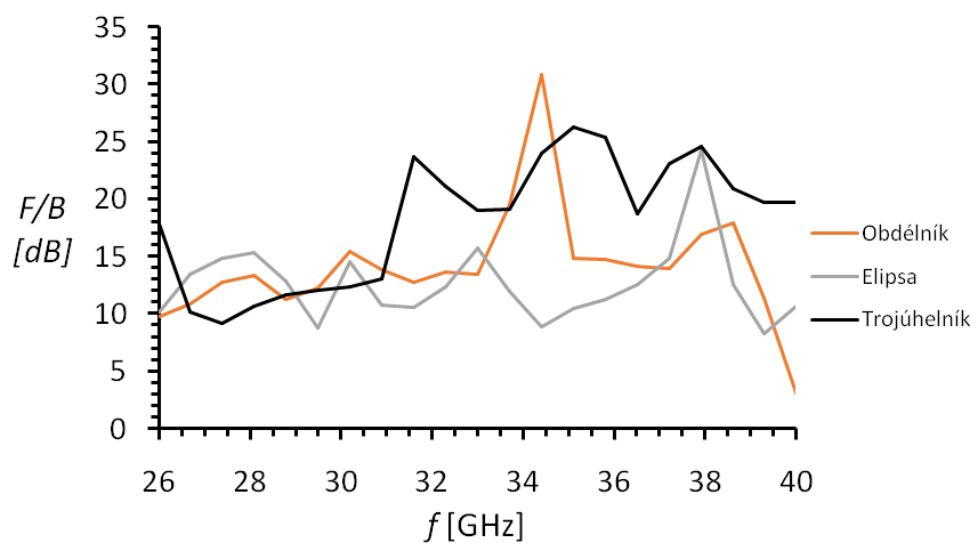
Obrázek 47: Závislosti číselů odrazu S_{11} na frekvenci f .



Obrázek 48: Závislost zisku G v hlavním vyzařovacím směru na frekvenci f .



Obrázek 49: Závislost úrovně bočních laloků SLL v rovině H na frekvenci f .



Obrázek 50: Závislost předozadního poměru F/B na frekvenci f .

Na předchozích grafech jsou zobrazeny závislosti činitele odrazu S_{11} , zisku G , úrovně postranních laloků SLL a předozadního poměru F/B všech struktur na frekvenci. Tabulka 4 obsahuje shrnutí výsledků pro frekvenci 33 GHz.

Tabulka 4: Shrnutí výsledků

Název parametru	Označení	Hodnota pro dielektrickou zátěž:			Jednotka
		Obdélník	Elipsa	Trojúhelník	
Absolutní šířka pásma ($S_{11} < -10$ dB)	B	10,81	8,3	10,65	GHz
Zisk	G	10,84	11,84	12,14	dBi
Úroveň postranních laloků (rovina H)	SLL	-14,57	-13,66	-16,76	dB
Předozadní poměr	F/B	13,44	15,8	19,03	dB
Uvedené parametry platí pro kmitočty 33 GHz					

Struktura s experimentální trojúhelníkovou zátěží dosáhla nejvyššího zisku G , předozadního poměru F/B a nejnižší úrovně postranních laloků SLL na frekvenci 33 GHz. Další návrhy se budou zabývat pouze touto strukturou.

3.4 Návrh napájecího přechodu

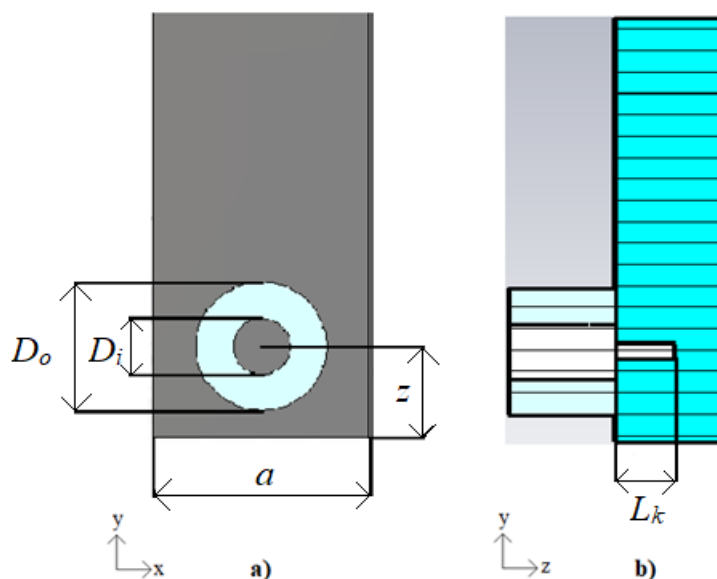
V kapitole 2.6 jsou popsány možné druhy napájecích přechodů, konkrétně se jedná o přechod mikropáskového vedení na SIW a koaxiálního vedení na SIW. Při použití napájení mikropáskovým vedením by v mikropásku došlo k vybuzení vyšších vidů, což by působilo negativně na celou strukturu. Toto tvrzení bylo dokázáno pomocí těchto rovnic, které popisují pásmo jednovidovosti mikropásku [12]:

$$f < f_m^{TE_{10}} = \frac{Z_0}{2 \cdot \mu_0 \cdot h}, \quad (25)$$

$$f < f_m^{TE_1} = \frac{c}{4 \cdot h \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1}}, \quad (26)$$

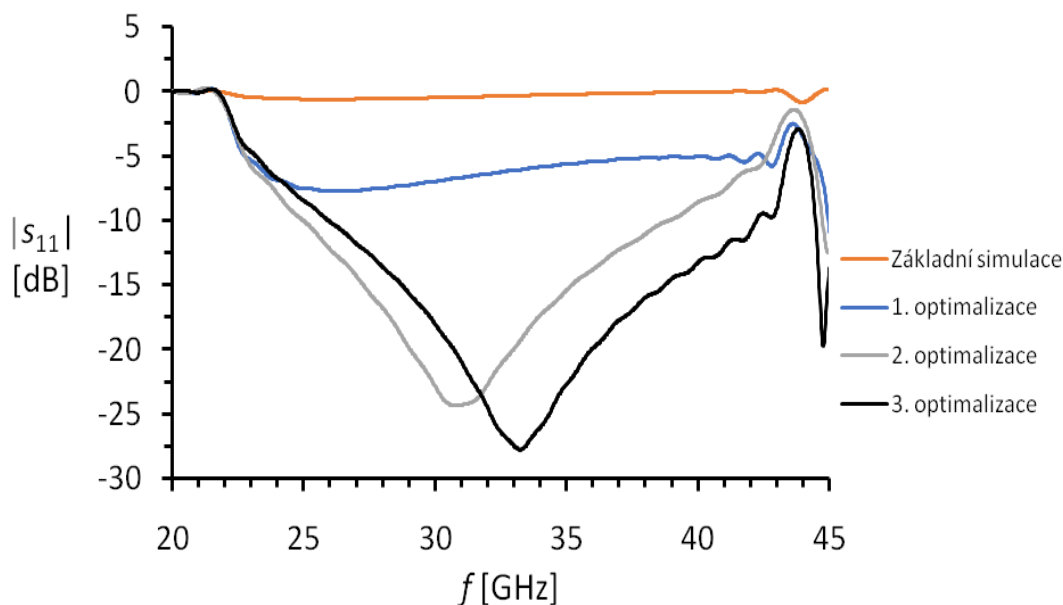
kde c označuje rychlost světla ve vakuu, Z_0 charakteristickou impedanci mikropásku, h výšku substrátu, ϵ_r relativní permitivitu substrátu a μ_0 permeabilitu vakua.

K napájení struktury byla zvolena koaxiální sonda. Na Obrázku 51 je vyobrazen model přechodu koaxiálního vedení na vlnovod. Průměry koaxiálního vedení D_o a D_i byly určeny z datasheetu konektoru, který bude použit při výrobě [18]. Následně byly rozmítány parametry vzdálenost koaxiální sondy od zadní stěny vlnovodu (zkratu) z a hloubka zapuštění kontaktu L_k . Cílem tohoto rozmítání je dosáhnout optimálního přenosu energie mezi koaxiálním vedením a vlnovodem.



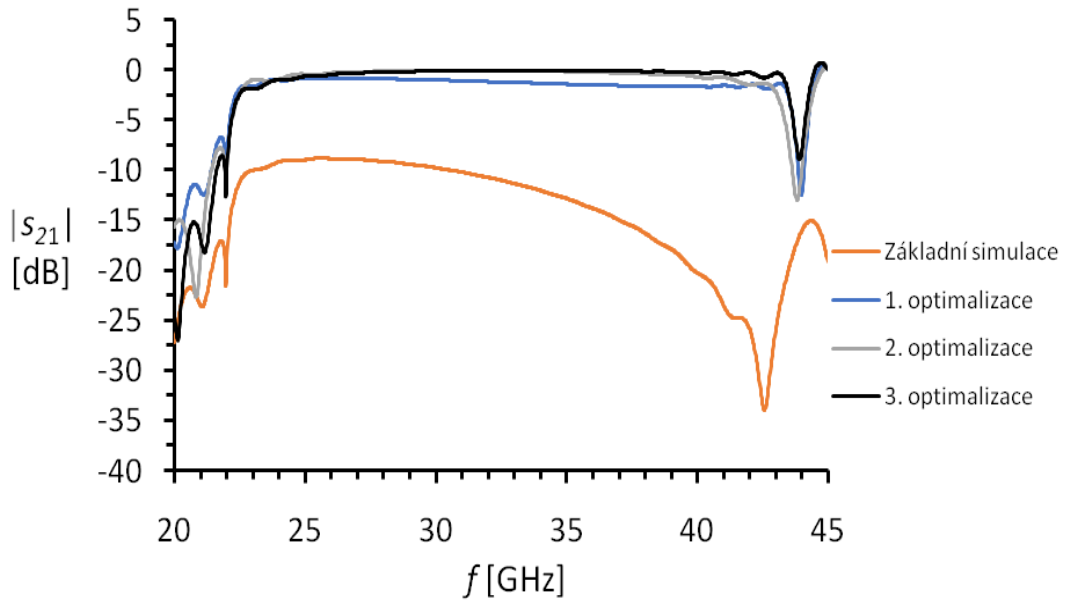
Obrázek 51: Model přechodu koaxiální vedení - vlnovod, a) pohled seshora, b) řez strukturou.

Optimalizace napájecího přechodu spočívá v nalezení požadované šířky přenášeného frekvenčního pásma, jelikož přechod funguje jako filtr typu pásmová propust. Základní simulace byla nastavena dle teoretických poznatků uvedených v kapitole 2.6.1, kontakt koaxiálního vodiče je spojen se spodní zemnicí deskou struktury, vzdálenost $z = \lambda_g/4$, střed koaxiálního vodiče je umístěn doprostřed vlnovodu $a/2$.



Obrázek 52: Závislost S_{11} napájecího přechodu na frekvenci f .

Při první a druhé optimalizaci byla zmenšována hloubka zapuštění kontaktu L_k . Při třetí optimalizaci byla zmenšena vzdálenost od zadní stěny vlnovodu z . Hodnoty parametrů při optimalizacích jsou uvedeny v Tabulce 5.



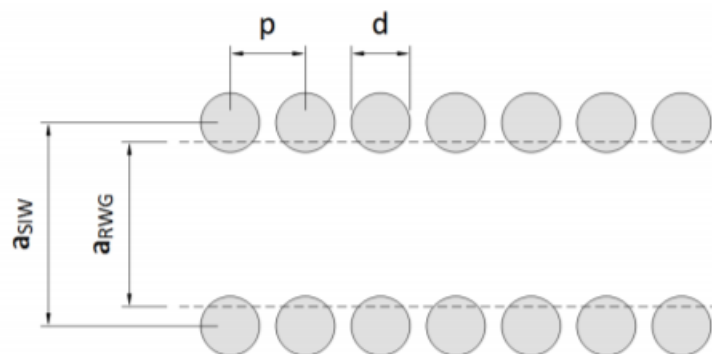
Obrázek 53: Závislost S_{21} napájecího přechodu na frekvenci f .

Tabulka 5: Parametry při optimalizacích napájecího přechodu

Parametr	Hodnota [mm]		
	1. optimalizace	2. optimalizace	3. optimalizace
a	4	4	4
z	1,89	1,89	1,6
L_k	1,5	1,13	1,13

3.5 Přepočítání ekvivalentního kovového vlnovodu na SIW

V předchozích simulacích je používána struktura vlnovodu s pevnými vodivými stěnami, proto je nutné tento vlnovod přepočítat na ekvivalentní SIW.



Obrázek 54: Přepočítání ekvivalentního kovového vlnovodu na SIW [3].

Z obrázku výše (Obrázek 54) lze vidět, že SIW vlnovod je vždy širší než jeho ideální ekvivalent. Jeho šířka závisí na použitém průměru prokůvů a rozestupu mezi středy prokůvů. Aby se minimalizovali ztráty uvedené v kapitole 2.5.1, je nutné dodržet tyto dvě podmínky [8]:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} = \frac{7,57 \cdot 10^{-3}}{5} = 1,51 \text{ mm}, \quad (27)$$

$$p \leq 2 \cdot d = 2 \cdot 1,51 \cdot 10^{-3} = 3,02 \text{ mm}, \quad (28)$$

kde λ_g je délka vlny ve vlnovodu

$$\lambda_g = \frac{\frac{c}{f_p \cdot \sqrt{\epsilon_r}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_k}{f_p}\right)^2}} = \frac{\frac{3 \cdot 10^8}{33,25 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,9}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{23,75 \cdot 10^9}{33,25 \cdot 10^9}\right)^2}} = 7,57 \text{ mm}. \quad (29)$$

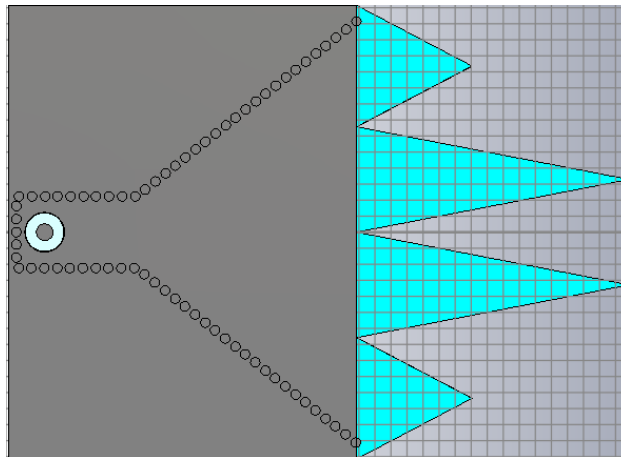
Průměr proků d byl zvolen 0,6 mm a rozestupy mezi středy proků $p = 0,8$ mm, což vyhovuje výše uvedeným výpočtům.

Přepočet šířky ekvivalentního vlnovodu na SIW vlnovod je definován:

$$a_{SIW} = a_{vlnovod} + \frac{d^2}{0,95p} = 4 \cdot 10^{-3} + \frac{(0,6 \cdot 10^{-3})^2}{0,95 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}} = 4,47 \text{ mm}, \quad (30)$$

3.6 Finální prototyp antény

Finální prototyp antény vychází z modelu trychtýřové antény s experimentální trojúhelníkovou dielektrickou zátěží. Perfektní stěny vlnovodu byly nahrazeny prokvy a byl přidán přechod napájení koaxiální vedení na SIW. Na následujícím obrázku je zobrazen model prototypu antény.



Obrázek 55: Struktura finálního prototypu antény.

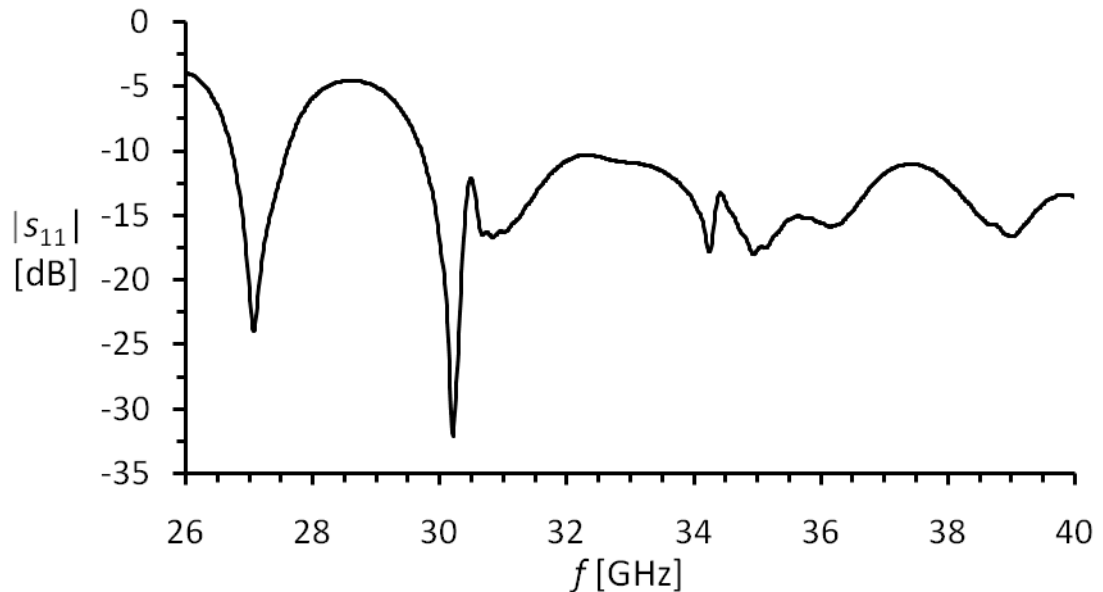
Parametry pro tuto strukturu jsou stejné jako v kapitole 3.2.2.3 a jsou uvedené v Tabulce 6.

Tabulka 6: Rozměry finálního prototypu antény

Parametr	Označení	Hodnota [mm]
tloušťka substrátu	t_{sub}	2,5
šířka vlnovodu	a	4,47
délka vlnovodu	L_1	8
šířka apertury	D_2	26,3
délka apertury	L_2	13,7
délka vnější zátěže	L_3	7,2
délka vnitřní zátěže	L_4	17
průměr prokovů	d	0,6
mezera mezi prokvy	p	0,8
hloubka zanoření kontaktu	L_k	1,13
délka od zadní stěny vlnovodu	z	1,6

3.6.1 Výsledky simulací finálního prototypu antény

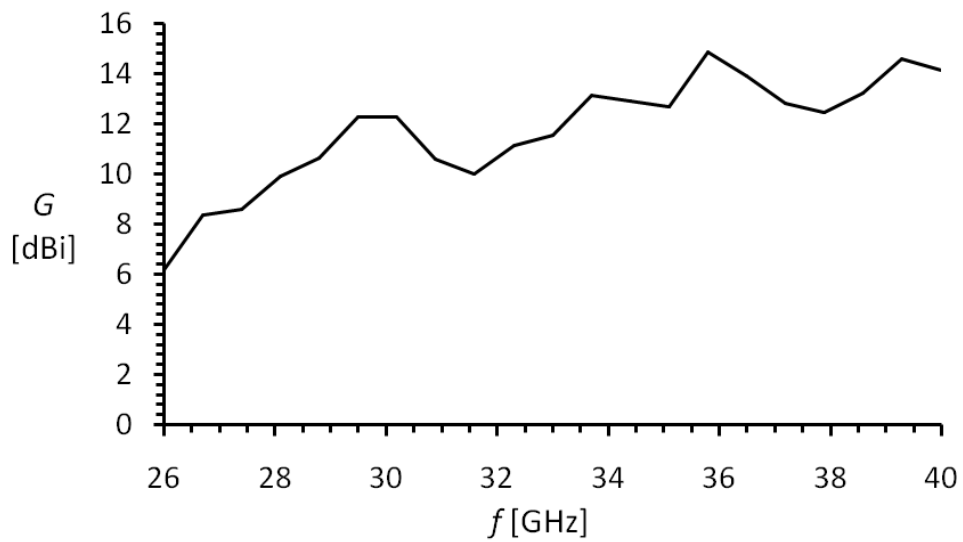
V této kapitole jsou uvedeny výsledky simulací navrženého prototypu antény s experimentální trojúhelníkovou dielektrickou zátěží.



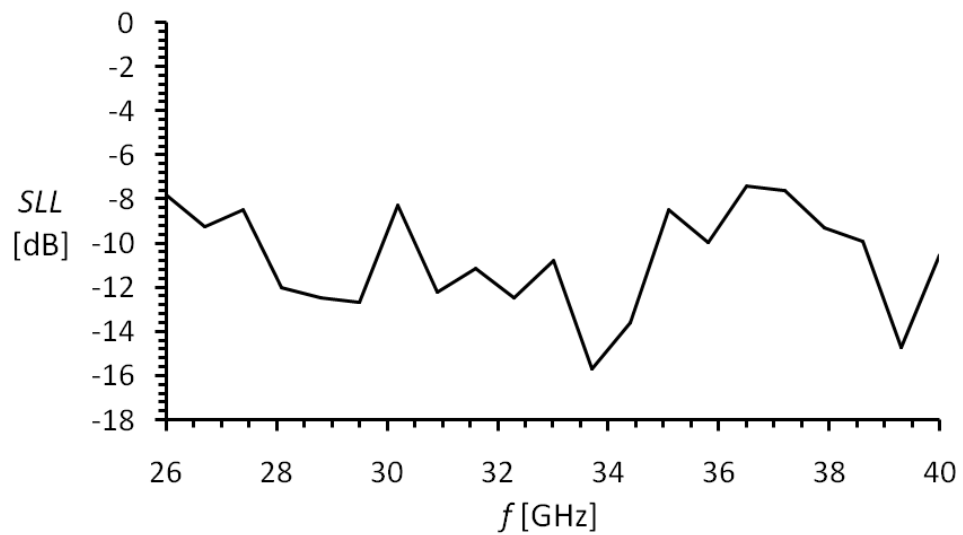
Obrázek 56: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f .

Z Obrázku 56 lze vidět, že činitel odrazu S_{11} dosáhl hodnoty $S_{11} < -10$ dB ve frekvenčním pásmu od 29,74 GHz do 40 GHz.

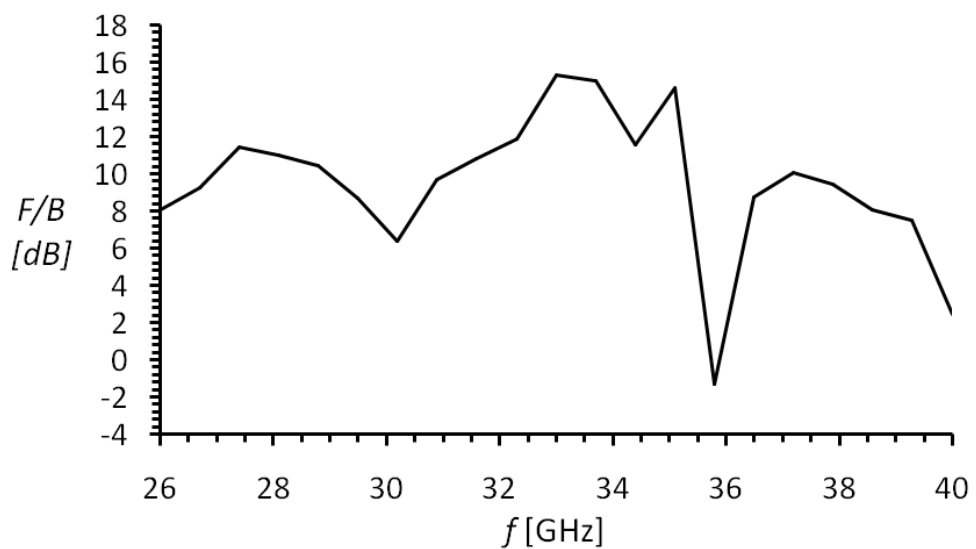
Na následujícím obrázku (Obrázek 57) je vykreslena závislost zisku G na frekvenci, dále závislost úrovně postranních laloků SLL na frekvenci (Obrázek 58) a závislost předozadního poměru F/B na frekvenci (Obrázek 59).



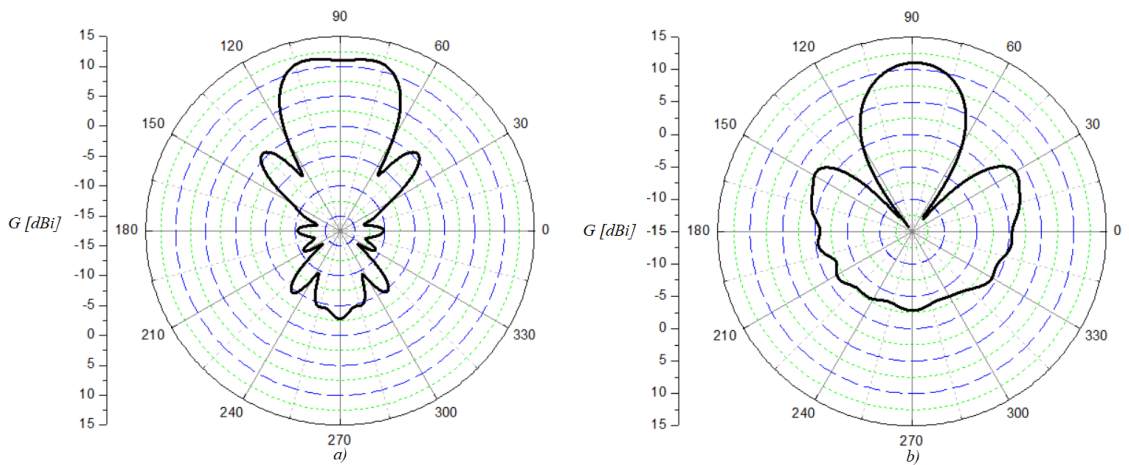
Obrázek 57: Závislost zisku G na frekvenci f .



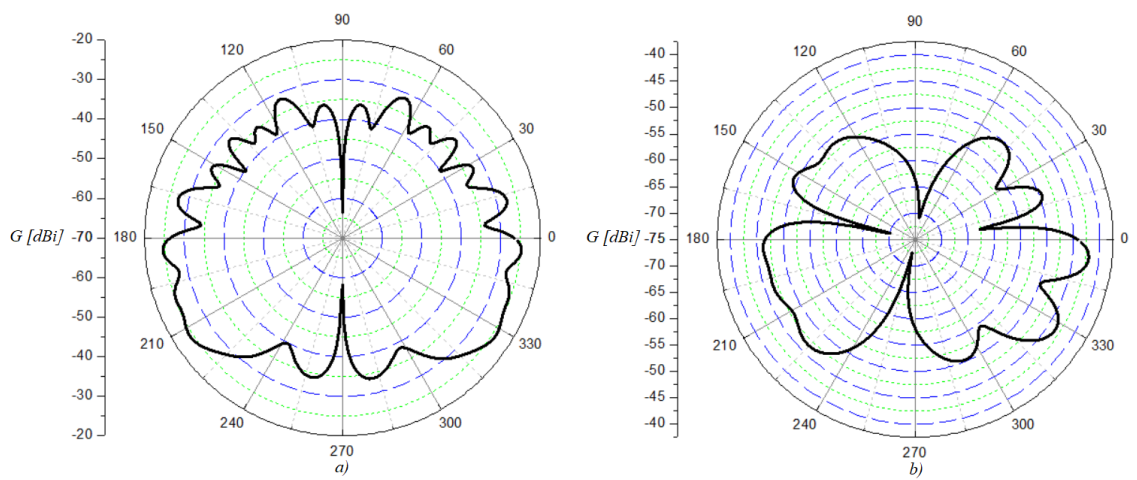
Obrázek 58: Závislost úrovně postranních laloků SLL v rovině H na frekvenci f .



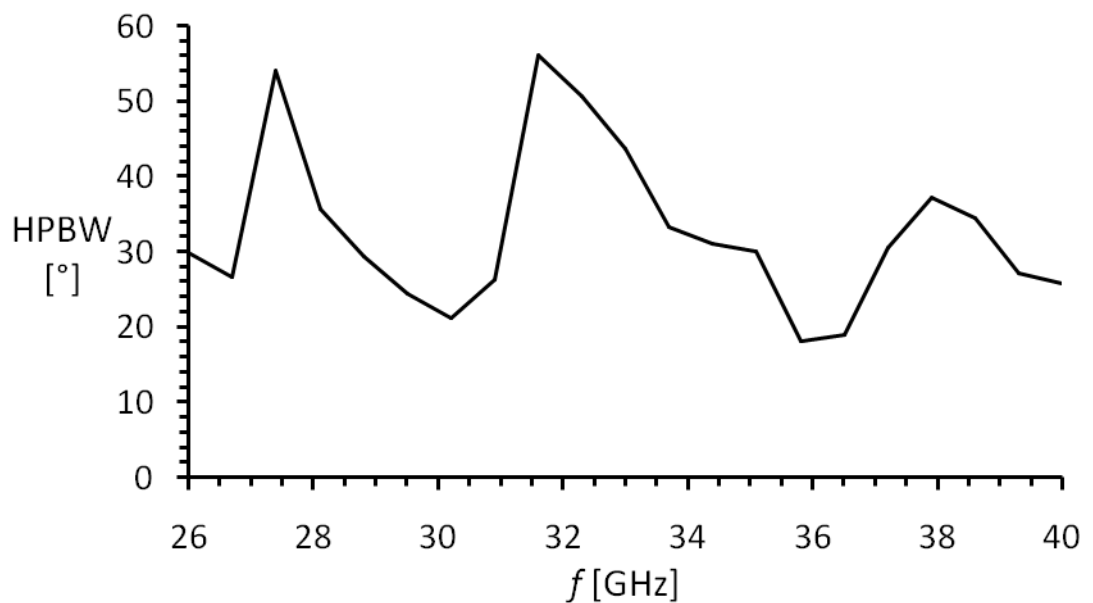
Obrázek 59: Závislost předozadního poměru F/B na frekvenci f .



Obrázek 60: Vyzářovací diagramy pro frekvenci 33 GHz, a) Rovina H, b) Rovina E.



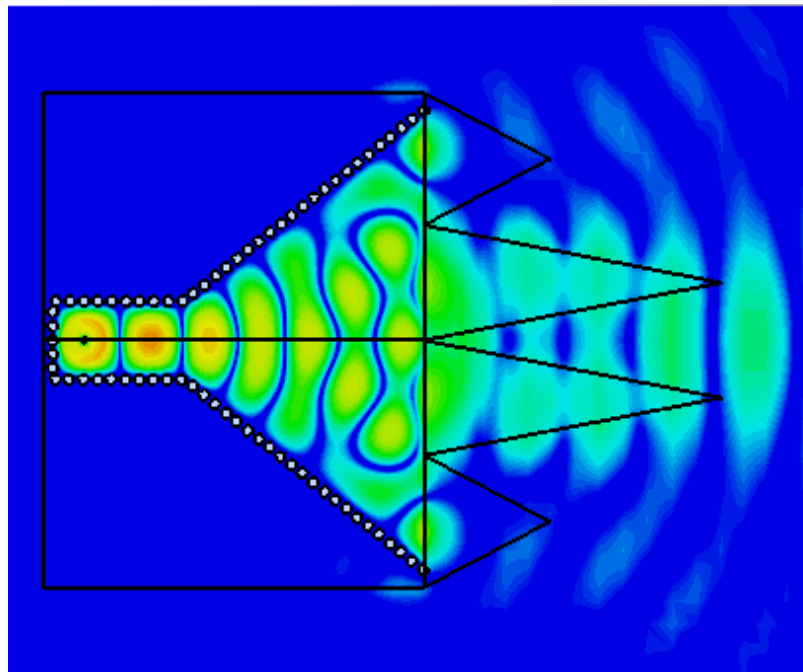
Obrázek 61: Vyzářovací diagramy pro frekvenci 33 GHz, křížové složky, a) Rovina H, b) Rovina E.



Obrázek 62: Závislost šířky hlavního svazku $HPBW$ v rovině H na frekvenci f .

Tabulka 7: Finální simulované parametry prototypu antény.

Název parametru	Označení	Hodnota	Jednotka
Absolutní šířka pásma ($S_{11} < -10$ dB)	B	10,28	GHz
Zisk	G	11,5	dBi
Úroveň postranních laloků (rovina H)	SLL	-10,8	dB
Předozaďní poměr	$FTBR$	15,32	dB
Šířka svazku (H)	$HPBW_H$	44,5	°
Šířka svazku (E)	$HPBW_E$	34,8	°
Uvedené parametry platí pro kmitočt 33 GHz			



Obrázek 63: Rozložení elektrického pole při frekvenci 33 GHz.

4. ZÁVĚR

Cílem této práce bylo seznámit se s principem činnosti nízkoprofilových antén a technikami pro zlepšení jejich vyzařovacích vlastností a impedančního přizpůsobení. Teoretický rozbor vybraných druhů směrových antén je popsán v úvodních kapitolách, dále je zde nastíněna celková problematika směrových antén. Teoretická část práce rovněž obsahuje popis technologie vlnovodu integrovaného do substrátu, na jejímž principu bude anténa pomocí 3D tisku vyrobena. Dále jsou zde popsány některé technologie 3D tisku.

Po konzultaci s vedoucím práce byla pro řešení této diplomové práce vybrána trychtýřová anténa integrovaná do substrátu. Na základě teoretických znalostí modelování elektromagnetických struktur, teorie antén a šíření elektromagnetických vln, byla postupně navržena trychtýřová anténa integrovaná do substrátu. Ze zadání práce je patrné, že anténa má pracovat v pásmu Ka (26,5 GHz – 40 GHz), střední kmitočet tohoto pásma je 33,25 GHz, proto byl zvolen jako pracovní kmitočet antény. Pro veškeré simulace v této práci byl použit software CST Microwave Studio.

Při návrhu antény byl kladen největší důraz na zisk antény, impedanční přizpůsobení, úroveň postranních laloků a předozadní poměr. Samotný návrh antény se skládá z několika částí. Nejdříve byla navržena trychtýřová anténa integrovaná do substrátu, ke které se následně přidávaly různé typy dielektrických zátěží. Cílem přidání těchto zátěží bylo zvýšení zisku, zlepšení impedančního přizpůsobení a zvětšení šířky frekvenčního pásma. Následovala optimalizace kritických anténních parametrů. Pro snížení výpočetní náročnosti simulací byly vodivé stěny uvnitř substrátu tvořeny jako celistvé perfektně vodivé plochy s nulovou tloušťkou. Náhrada těchto perfektně kondukcí stěn byla provedena až v poslední fázi návrhu. Diplomová práce také řeší možnosti napájení výsledné antény. Napájení antény bylo řešeno pomocí přechodu koaxiálního vedení na SIW.

Za nevýhodu prototypu antény lze považovat relativně malé potlačení postranních laloků, velkou šířku hlavního svazku a relativně rizikové impedanční přizpůsobení na frekvenci 32,3 GHz ($S_{11} \approx -10,35$ dB). Neočekávané je, že zisk prototypu na vyšších frekvencích vyšel větší než u ideálního návrhu bez prokůvů a napájecího přechodu, přestože obě struktury mají stejné parametry. Finální anténní prototyp dosahuje zisku 11,5 dBi s úrovní postranních laloků -10,8 dB a předozadním poměrem 15,32 dB na frekvenci 33 GHz.

V diplomové práci chybí výsledky měření realizované antény, jelikož se anténa do termínu odevzdání nestihla vyrobit. Nicméně anténa by měla být realizována a výsledky z jejího měření prezentovány při závěrečné obhajobě diplomové práce.

Literatura

- [1] ČERNOHORSKÝ, D, NOVÁČEK, Z. Antény a šíření rádiových vln. Skripta FEKT VUT, Brno 2003, ISBN 80-86056-47-3.
- [2] BALANIS, Constantine A. Antenna theory: analysis and design. 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, c2005. ISBN 0-471-66782-x.
- [3] ŽÚREK, Dan. Nízkoprofilová směrová anténa. Brno, 2016. Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
- [4] SAINATI, Robert A. CAD of microstrip antennas for wireless applications. Boston: Artech House, c1996. ISBN 0890065624.
- [5] GARG, Ramesh. Microstrip antenna design handbook. Boston, MA: Artech House, 2001. ISBN 0890065136.
- [6] PROCHÁZKA, Miroslav. Antény: Encyklopedická příručka. 1. vydání. Praha: BEN technická literatura, 2000. ISBN 80-86056-59-7.
- [7] BOZZI, M.; GEORGIADIS, A.; WU, K. Review of substrate-integrated waveguide circuits. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2011, vol. 5, no. 8, p. 909-920.
- [8] Djerafi, Tarek & Wu, Ke. (2013). Substrate Integrated Waveguide (SIW) Techniques: The State-of-the-Art Developments and Future Trends. Beijing Keji Daxue Xuebao/Journal of University of Science and Technology Beijing. 42. 171-192. 10.3969/j.issn.1001-0548.2013.02.002.
- [9] Feng Xu and Ke Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 1, pp. 66-73, Jan. 2005. doi: 10.1109/TMTT.2004.839303
- [10] 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.
- [11] MORINI, Antonio, Marco FARINA, Cristian CELLINI, Tullio ROZZI a Giuseppe VENANZONI. Design of Low-Cost non-radiative SMA-SIW Launchers. Proceedings of the 36th European Microwave Conference. 2006, s. 4.
- [12] LÁČÍK, Jaroslav. Mikrovlnná technika. (přednáška). Brno: Vysoké učení technické v Brně, [2012-12-08]
- [13] DESLANDES, D. Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions . In Microwave Symposium Digest, 2010 IEEE MTT-S International [online]. Anaheim, CA : Dept. of Comput. Sci., Univ. du Quebec a Montreal, Montreal, QC, s. 704-707. ISBN 978-1-4244-6057-1, doi:10.1109/MWSYM.2010.5517884.
- [14] REDWOOD, Ben, Filemon SCHÖFFER a Brian GARRET. The 3D printing handbook: technologies, design and applications. Amsterdam: 3D Hubs, [2017]. ISBN 978-9082748505.

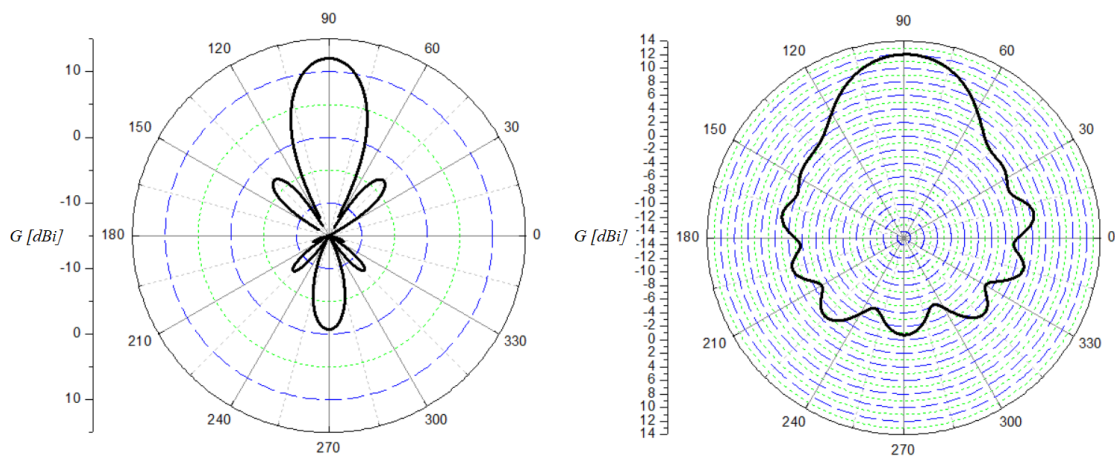
- [15] Datasheet Grey Resin [online]. [cit. 2019-05-15]. Dostupné z: https://formlabs-media.formlabs.com/datasheets/Grey_Pro_Technical.pdf
- [16] VRBA, Jan. Úvod do mikrovlnné techniky. Vyd. 2., přeprac. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. ISBN 978-80-01-03670-9.
- [17] Wang, Hao & Fang, Da-Gang & Zhang, Bing & Che, Wenquan. (2010). Dielectric Loaded Substrate Integrated Waveguide (SIW) H-Plane Horn Antennas. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. 58. 640 - 647. 10.1109/TAP.2009.2039298.
- [18] Datasheet Konektoru 1521-00002 [online]. [cit. 2019-05-13]. Dostupné z: https://www.farnell.com/cad/2608757.pdf?_ga=2.19374136.1488922836.1557129304-2020437562.1555680297&_gac=1.187633882.1555680297.Cj0KCQjw4-XIBRDuARIsAK96p3DxByF5t2gg_cpqMoJh0UOyGY6EDWuDNMfftA_zOI6PJ9HHon5qYrAaAu-jEALw_wcB

Seznam příloh

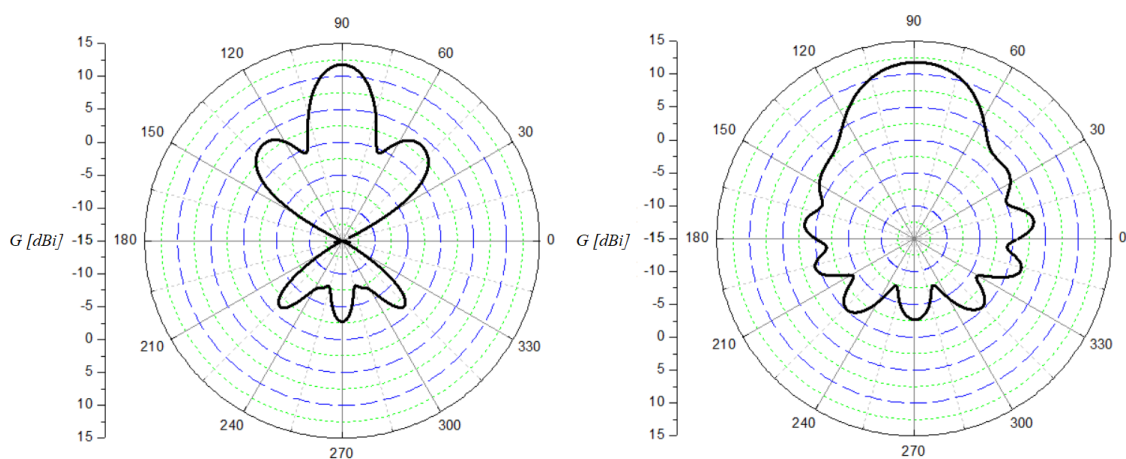
Příloha 1 - Vyzářovací diagramy prototypu antény	61
--	----

Příloha 1 - Vyzařovací diagramy prototypu antény

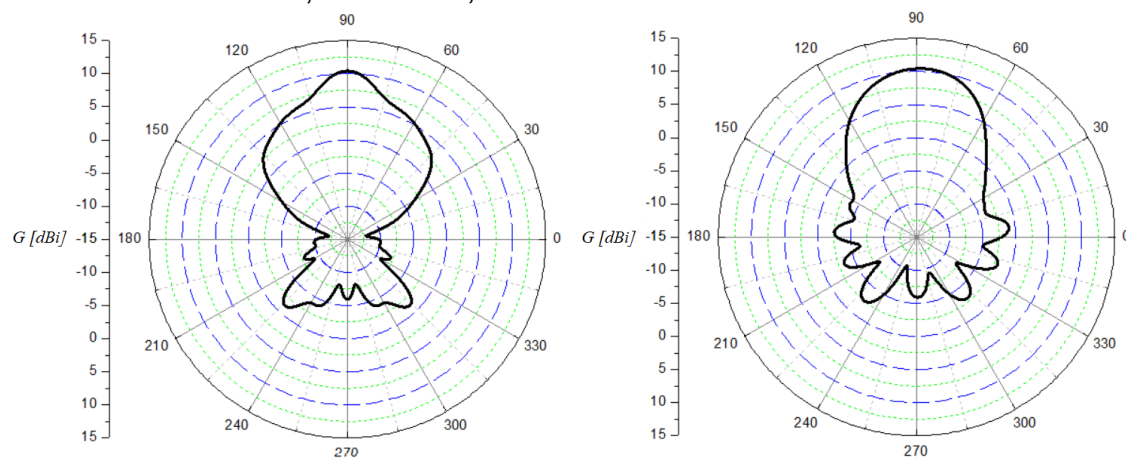
Pro frekvenci 29 GHz, v rovině H, v rovině E



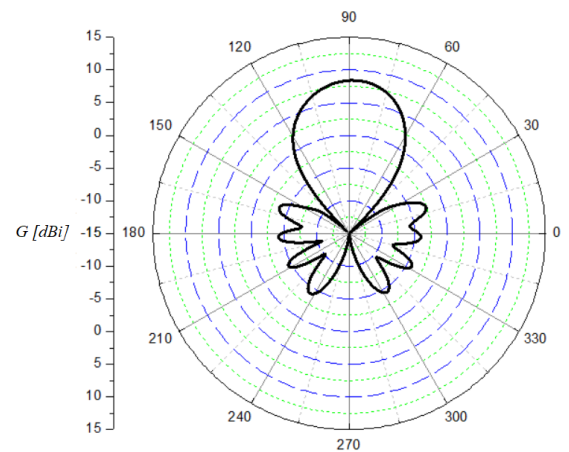
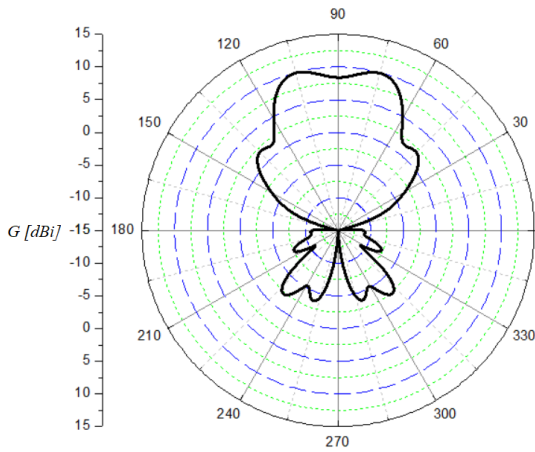
Pro frekvenci 30GHz, v rovině H, v rovině E



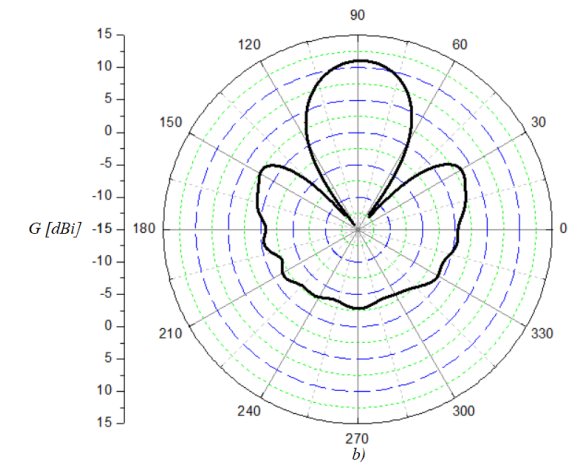
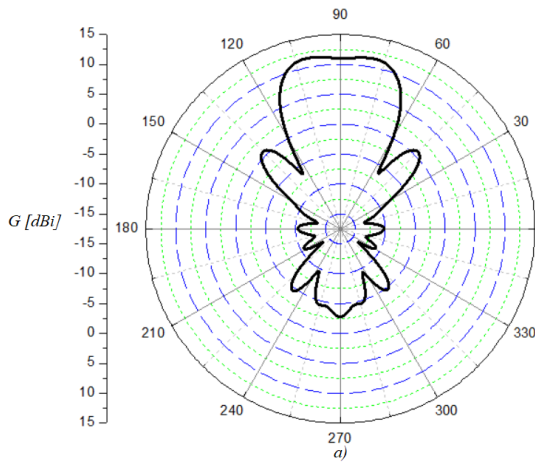
Pro frekvenci 31 GHz, v rovině H, v rovině E



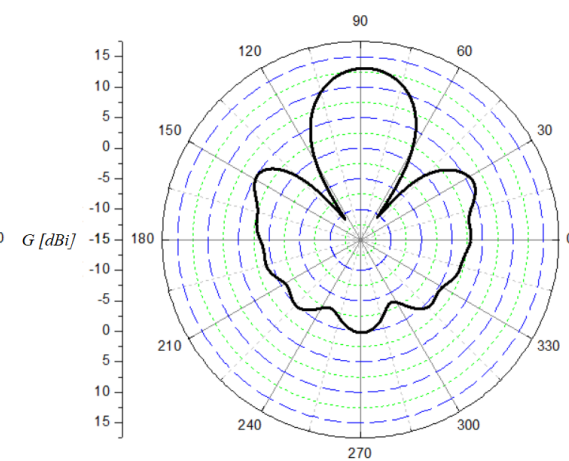
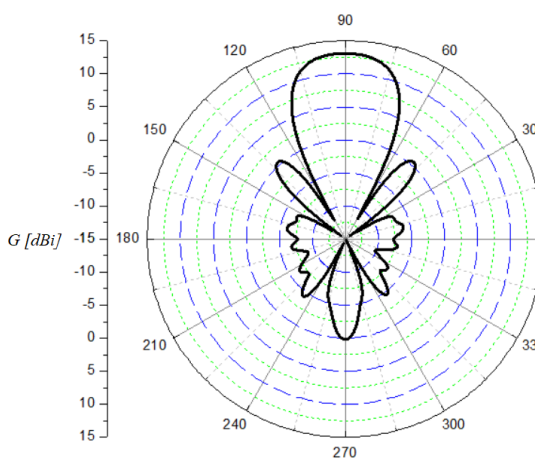
Pro frekvenci 32 GHz, v rovině H, v rovině E



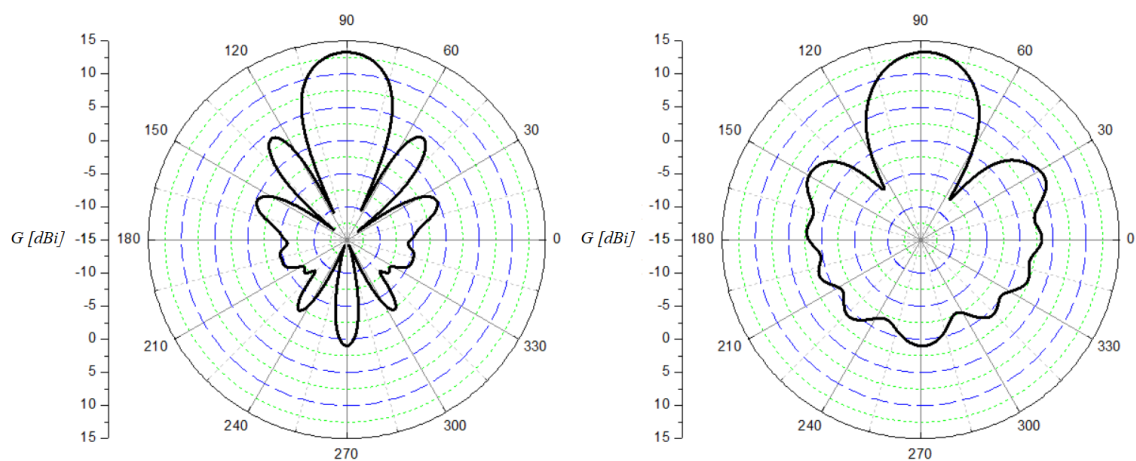
Pro frekvenci 33 GHz, v rovině H, v rovině E



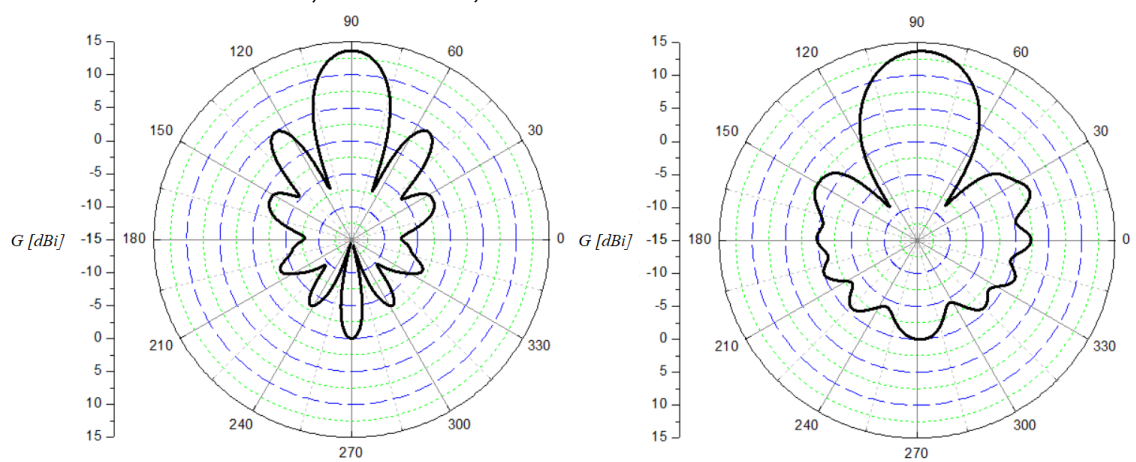
Pro frekvenci 34 GHz, v rovině H, v rovině E



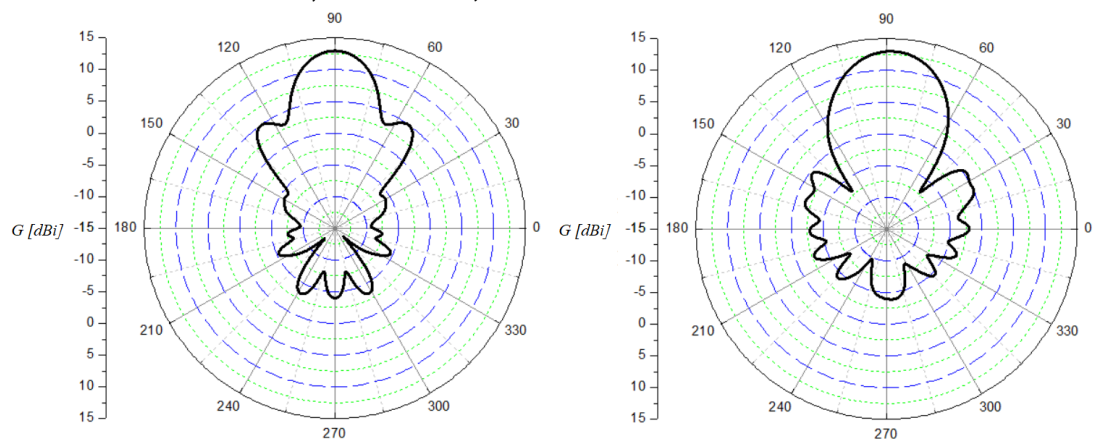
Pro frekvenci 35 GHz, v rovině H, v rovině E



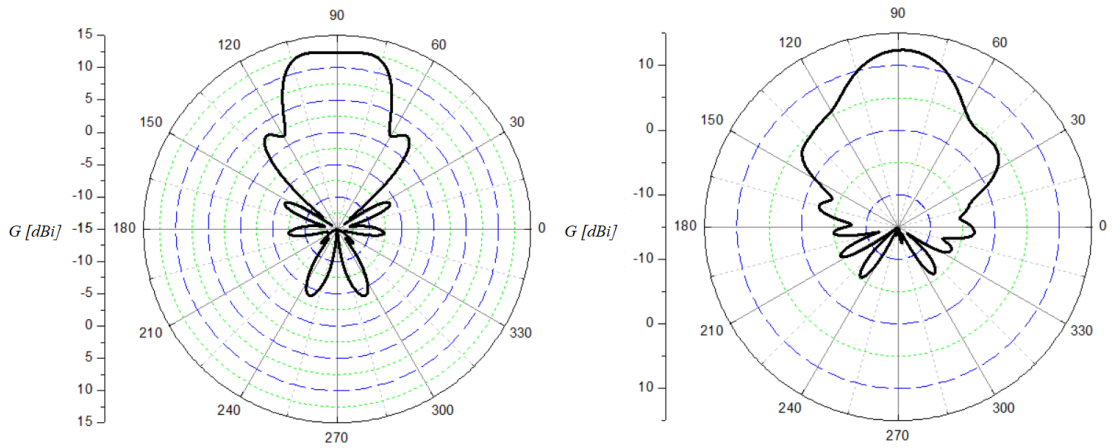
Pro frekvenci 36 GHz, v rovině H, v rovině E



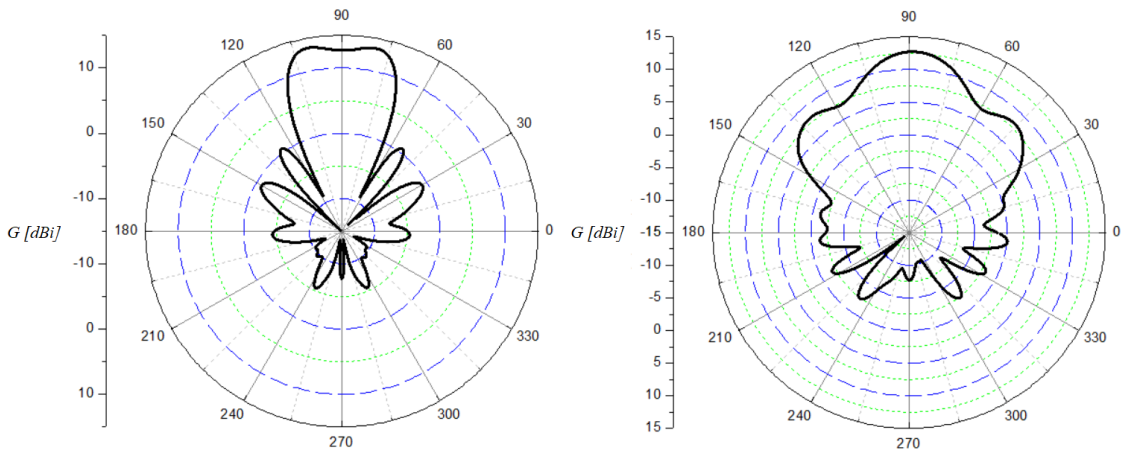
Pro frekvenci 37 GHz, v rovině H, v rovině E



Pro frekvenci 38 GHz, v rovině H, v rovině E



Pro frekvenci 39 GHz, v rovině H, v rovině E



Pro frekvenci 40 GHz, v rovině H, v rovině E

