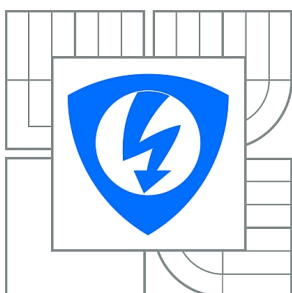




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

YAGIHO ANTÉNA NAPÁJENÁ VLNOVODEM INTEGROVANÝM DO SUBSTRÁTU

SIW FED YAGI ANTENNA

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

MAREK JAKUBÍČEK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. PETR VŠETULA

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Marek Jakubiček

ID: 134507

Ročník: 3

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Yagiho anténa napájená vlnovodem integrovaným do substrátu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s postupem návrhu Yagiho antén a vlnovodů integrovaných do substrátu. Vytvořte numerický model Yagiho antény napájené vlnovodem a ve vhodném programu ověřte její vlastnosti. Numerické modely optimalizujte dle kritérií, zadaných vedoucím práce. Optimalizovanou anténu vyrobte a experimentálně ověřte její vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

[2] WU, X. U., HALL, P. S. Substrate integrated waveguide Yagi-Uda antenna. Electronics Letters, 2010, vol.46, no. 23.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 31.5.2013

Vedoucí práce: Ing. Petr Všetula

Konzultanti bakalářské práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem Yagi-Uda antény pro pracovní kmitočet 12 GHz na vhodném substrátu. Dále se zabývá návrhem vlnovodu integrovaného do substrátu, který slouží jako napájení antény. Práce je rozdělena na teoretické poznatky, návrh vlnovodu integrovaného do substrátu, vlastní návrh Yagi antény v planární formě a vzájemné navázání zmíněného vlnovodu na anténu. Dalším krokem je analýza vytvořené struktury pomocí návrhového prostředí CST Microwave Studio®, případné doladění struktury zadaným požadavkům, realizace a ověření vlastností výrobku.

KLÍČOVÁ SLOVA

Obdélníkový vlnovod, vlnovod integrovaný do substrátu, Yagi-Uda anténa, CST Microwave Studio®

ABSTRACT

This thesis describes the design of Yagi-Uda antenna on the frequency of 12 GHz situated on suitable substrate. The thesis also deals with the design of the substrate integrated waveguide which is used as an antenna feeder. The thesis is divided to the theory, design of the substrate integrated waveguide, design of the planar Yagi antenna and the waveguide to antenna connection. The next step is an analysis of the created structure by CST Microwave Studio® design software, eventual structure adjustment, realization and behavior verification.

KEYWORDS

Rectangular waveguide, substrate integrated waveguide, Yagi-Uda antenna, CST Microwave Studio®

JAKUBÍČEK, M. *Yagiho anténa napájená vlnovodem integrovaným do substrátu.*
Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních
technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 78 s., 7 s. příloh. Bakalářské práce. Vedoucí
práce: Ing. Petr Všetula

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Yagiho anténa napájená vlnovodem integrovaným do substrátu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Petru Všetulovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Obsah	vi
Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	xii
Úvod	1
1 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU	2
1.1 Základní poznatky.....	2
1.2 Struktura.....	2
1.3 Šíření vlny SIW	4
1.4 Teorie návrhu SIW.....	6
1.5 Návrh SIW pro 12 GHz	9
1.5.1 Návrh na substrátu CuClad 217®.....	9
1.5.2 Návrh na substrátu Arlon 25N®.....	10
2 YAGI–UDA ANTÉNA	11
2.1 Základní vlastnosti.....	11
2.2 Struktura.....	12
2.3 Šíření vlny Yagi anténou	14
2.4 Anténní řady	15
3 SIMULACE V CST MICROWAVE STUDIO	15
3.1 Parametrická analýza SIW a dipólu.....	16
3.2 Návrh struktury pro 12 GHz	20
3.3 Simulace anténních soustav	26
3.3.1 Struktura s reflektorem	26
3.3.2 Struktura s „T“ reflektorem	32
3.3.3 Struktura s Vivaldiho anténou	35
3.3.4 Struktura s přizpůsobovacím členem.....	38
3.3.5 Širokopásmová Quasi-Yagi anténa.....	47
3.4 Výběr substrátu a přizpůsobení na 12 GHz	53
3.5 Přidání pasivních prvků do struktury.....	58

3.5.1	Implementace prokovených otvorů	69
4	REALIZACE	73
5	ZÁVĚR	74
	LITERATURA	75
	SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK	76
	SEZNAM PŘÍLOH	79
A	ANTÉNNÍ ŘADY	80
A.1	Rozměrová tabulka vybraných typů Yagiho antén (převzato z [6]).....	80
B	VÝKRESOVÁ DOKUMENTACE	81
B.1	Struktura s direktorem	81
B.2	Struktura s reflektorem	82
B.3	Vivaldiho anténa	83
B.4	Struktura s balun prvkem	84
B.5	Struktura s šesti direktory	85
C	PLOŠNÉ SPOJE	86
C.1	Nákres masky plošného spoje	86

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Obecná struktura SIW	3
Obr. 1.2:	Konfigurace SIW struktury vytvořené použitím řad prokovených otvorů (převzato z [1]).....	4
Obr. 1.3:	Siločáry dominantního vidu $TE_{1,0}$ (převzato z [3])	5
Obr. 1.4:	Znázornění rozdílu mezi w a w_{eff} při poměru $s/d = 1,5$ a $d/w = 1/10$..	7
Obr. 1.5:	Elektromagnetická vlna (vidů TE_{n0}) postupující vlnovodem (převzato z [1])	8
Obr. 2.1:	Popis struktury Yagi-Uda antény	13
Obr. 2.2:	Struktura planární Yagi antény.....	14
Obr. 2.3	Základní rozměry Yagihovo antény (převzato z [6])	15
Obr. 3.1:	Náhled modelu vlnovodu v CST Microwave Studio	16
Obr. 3.2:	Vliv změny šířky vlnovodu na velikost mezní frekvence	17
Obr. 3.3:	Vliv změny délky mikropáskového vedení na činitel odrazu $S_{11(\text{dB})}$..	18
Obr. 3.4:	Vliv změny šířky mikropáskového vedení na činitel odrazu $S_{11(\text{dB})}$...	19
Obr. 3.5:	Vliv změny délky zářiče na činitel odrazu $S_{11(\text{dB})}$	19
Obr. 3.6:	Vliv změny šířky zářiče na činitel odrazu $S_{11(\text{dB})}$	20
Obr. 3.7:	Vzhled struktury po implementaci mezer.....	20
Obr. 3.8:	Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f na zářiči.....	21
Obr. 3.9:	Směrová charakteristika zářiče napájeného mikropáskovým vedením.. ..	21
Obr. 3.10:	Proudová polarizace ve struktuře se zářičem	22
Obr. 3.11:	Vzhled struktury po implementaci direktoru.....	23
Obr. 3.12:	Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f na direktoru.....	23
Obr. 3.13:	Směrová charakteristika po implementaci direktoru	23
Obr. 3.14:	Proudová polarizace ve struktuře s direktorem	24
Obr. 3.15:	Vzhled struktury se dvěma direktory	24
Obr. 3.16:	Směrová charakteristika antény se dvěma direktory ve 3D zobrazení	25
Obr. 3.17:	Směrová charakteristika struktury se dvěma direktory ve 3D zobrazení	26
Obr. 3.18:	Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f na struktuře	26
Obr. 3.19:	Nákres filtrové antény napájené pomocí SIW (převzato z [7]).....	27

Obr. 3.20:	Vzhled struktury s reflektorem.....	27
Obr. 3.21:	Graf závislosti S_{11} na f struktury s reflektorem	28
Obr. 3.22:	3D směrová charakteristika struktury s reflektorem.....	29
Obr. 3.23:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s reflektorem ...	29
Obr. 3.24:	Vzhled struktury se zaobleným dipólem	30
Obr. 3.25:	Graf závislosti S_{11} na f struktury se zaobleným dipólem.....	30
Obr. 3.26:	3D směrová charakteristika struktury se zaobleným dipólem.....	31
Obr. 3.27:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury se zaobleným dipólem	31
Obr. 3.28:	Pole antén s reflektorem (převzato z [8])	32
Obr. 3.29:	Vzhled struktury s „T“ reflektorem	33
Obr. 3.30:	Graf závislosti S_{11} na f struktury s „T“ reflektorem	33
Obr. 3.31:	3D směrová charakteristika struktury s „T“ reflektorem.....	34
Obr. 3.32:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s „T“ reflektorem	34
Obr. 3.33:	Vzhled struktury s Vivaldiho anténou	36
Obr. 3.34:	Graf závislosti S_{11} na f struktury s Vivaldiho anténou	37
Obr. 3.35:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s Vivaldiho anténou na 12 GHz	37
Obr. 3.36:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s Vivaldiho anténou na 16,4 GHz	38
Obr. 3.37:	Uspořádání „balun“ prvku (převzato z [13])	39
Obr. 3.38:	Vzhled struktury s „balun“ článkem.....	39
Obr. 3.39:	Graf závislosti S_{11} na f struktury s „balun“ článkem	40
Obr. 3.40:	3D směrová charakteristika struktury s „balun“ článkem	40
Obr. 3.41:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s „balun“ článkem	41
Obr. 3.42:	Vzhled struktury „balun“ s přechodem	42
Obr. 3.43:	Graf závislosti S_{11} na f struktury „balun“ + přechod	42
Obr. 3.44:	3D směrová charakteristika struktury „balun“ + přechod	43
Obr. 3.45:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury „balun“ + přechod	43
Obr. 3.46:	Vzhled struktury „balun“ + přechod.....	44
Obr. 3.47:	Graf závislosti S_{11} na f struktury „balun“ + přechod	44
Obr. 3.48:	3D směrová charakteristika struktury „balun“ + přechod	45
Obr. 3.49:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury „balun“ +	

přechod	45
Obr. 3.50: Vzhled struktury „balun“ + přechod.....	46
Obr. 3.51: Graf závislosti S_{11} na f struktury „balun“ + přechod	46
Obr. 3.52: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury „balun“ + přechod	47
Obr. 3.53: Vzhled vložené vzduchové mezery v řezu	48
Obr. 3.54: Graf závislosti S_{11} na f struktury (převzato z [14]).....	48
Obr. 3.55: Vzhled struktury na substrátu Rogers®.....	49
Obr. 3.56: Graf závislosti S_{11} na f struktury na substrátu Rogers®	50
Obr. 3.57: Směrová charakteristika v kartézské soustavě (převzato z [14]).....	50
Obr. 3.58: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury na substrátu Rogers®	51
Obr. 3.59: Kartézské zobrazení směrové charakteristiky struktury na substrátu Rogers®	51
Obr. 3.60: Vzhled struktury s jedním direktorem.....	52
Obr. 3.61: Graf závislosti S_{11} na f struktury na substrátu Arlon®	52
Obr. 3.62: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury na substrátu Arlon®	53
Obr. 3.63: Vzhled struktury s jedním direktorem na substrátu CuClad®	54
Obr. 3.64: Graf závislosti S_{11} na f struktury na substrátu CuClad®	54
Obr. 3.65: 3D směrová charakteristika struktury na 10,12 GHz	55
Obr. 3.66: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury na 10,12 GHz..	55
Obr. 3.67: 3D směrová charakteristika struktury na 12 GHz	56
Obr. 3.68: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury na 12 GHz.....	56
Obr. 3.69: Vzhled struktury na substrátu Arlon®.....	57
Obr. 3.70: Graf závislosti S_{11} na f struktury na substrátu Arlon®	57
Obr. 3.71: Polární zobrazení směrové charakteristiky na substrátu Arlon®	58
Obr. 3.72: Vzhled struktury s reflektorem a direktorem.....	59
Obr. 3.73: Graf závislosti S_{11} na f struktury s reflektorem a direktorem	59
Obr. 3.74: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s reflektorem a direktorem	60
Obr. 3.75: 3D směrová charakteristika struktury s reflektorem a direktorem	60
Obr. 3.76: Graf závislosti S_{11} na f struktury se dvěma direktory	61
Obr. 3.77: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury se dvěma direktory	61
Obr. 3.78: Graf závislosti S_{11} na f struktury se třemi direktory	62

Obr. 3.79:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury se třemi direktory	62
Obr. 3.80:	Graf závislosti S_{11} na f struktury se čtyřmi direktory	63
Obr. 3.81:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury se čtyřmi direktory	63
Obr. 3.82:	Graf závislosti S_{11} na f struktury s pěti direktory	64
Obr. 3.83:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s pěti direktory	64
Obr. 3.84:	Pohled na strukturu se šesti direktory.....	65
Obr. 3.85:	Graf závislosti S_{11} na f struktury se šesti direktory.....	65
Obr. 3.86:	3D směrová charakteristika struktury se šesti direktory.....	66
Obr. 3.87:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury se šesti direktory	66
Obr. 3.88:	Graf závislosti velikosti zisku na počtu pasivních prvků antény.....	67
Obr. 3.89:	Graf závislosti úhlu natočení hlavního laloku na počtu pasivních prvků	68
Obr. 3.90:	Graf závislosti velikosti vyzařovacího úhlu na počtu pasivních prvků..	68
Obr. 3.91:	Graf závislosti úrovně postranního laloku na počtu pasivních prvků	69
Obr. 3.92:	Vzhled struktury s implementovanými prokovy	70
Obr. 3.93:	Graf závislosti S_{11} na f struktury s implementovanými prokovy.....	71
Obr. 3.94:	3D směrová charakteristika struktury s implementovanými prokovy	71
Obr. 3.95:	Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s implementovanými prokovy	72
Obr. 4.1:	Vzhled hotové desky	73
Obr. 4.2:	Vzhled hotové antény	73

SEZNAM TABULEK

Tabulka 3.1:	Porovnání hodnot mezních frekvencí při změně šířky vlnovodu ..	17
Tabulka 3.2:	Rekapitulace vlastností simulací s balun prvkem	47
Tabulka 3.3:	Výpis hodnot S_{11} pro vybrané kmitočty	49
Tabulka 3.4:	Výpis hodnot S_{11} pro vybrané kmitočty	52
Tabulka 3.5:	Chování vlastností antény po přidání pasivních prvků	67

ÚVOD

Yagiho anténa se vyznačuje konstrukční jednoduchostí, nízkými náklady na výrobu a při správném návrhu především velmi dobrými směrovými vlastnostmi. V případě, že potřebujeme elektromagnetickou vlnu vysílat nebo přijímat pouze v určitém směru, jedná se o velmi oblíbené řešení, se kterým se setkáváme již několik desítek let. Díky technologickému pokroku a stále častějšímu využívání aplikací s vlnovou délkou kolem jednoho milimetru se nám objevuje další výhoda, a tou jsou velmi malé rozměry antény. V době, kdy je kladen důraz na miniaturizaci veškerých technických zařízení je to bezesporu vítaná vlastnost. Jediným omezením může být náročnost na výrobu takto malých rozměrů.

Naším cílem je navržení integrovaného vlnovodu na vhodný substrát a planární antény, která bude co možná nejlépe odpovídat parametrům obecné Yagi antény pro daný kmitočet 12 GHz. Mezi nejdůležitější vlastnosti, kterým by se měl návrh přiblížit je především malý vyzařovací úhel, a tedy i velká směrovost, vhodné impedanční přizpůsobení, dostatečný zisk a malé ztráty na vlnovodu. Napájení aktivního prvku antény bude probíhat pomocí vlnovodu integrovaného do substrátu. Na stejném substrátu, budou navrženy i anténní prvky.

První kapitola pojednává o způsobech návrhu rozměrů obdélníkového vlnovodu integrovaného do substrátů s různou relativní permitivitou. Druhá kapitola dokumentu pojednává o způsobu návrhu aktivních a pasivních prvků Yagi-Uda antény. Zabývá se návrhem rozměrů jednotlivých prvků, zejména hodnotami délek prvků a rozestupy mezi nimi tak, aby byla struktura na požadovaném kmitočtu impedančně přizpůsobena. Po návrhu rozměrů anténních prvků a vlnovodu následuje jejich analýza v návrhovém prostředí programu CST Microwave Studio® různých metod struktury anténního zářiče, případná úprava rozměrů dle zmíněných požadavků a pozorování vlastností po přidání pasivních prvků. V poslední kapitole je komentována realizace anténní struktury.

1 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU

Tato kapitola se zabývá vlastnostmi a návrhem obdélníkového vlnovodu integrovaného do substrátu angl. Substrate Integrated Waveguide. Jelikož se česká zkratka nepoužívá, bude použita zkratka SIW. Zkratka již zahrnuje slovo vlnovod, proto při případném použití této zkratky, již nebude slovo vlnovod použito.

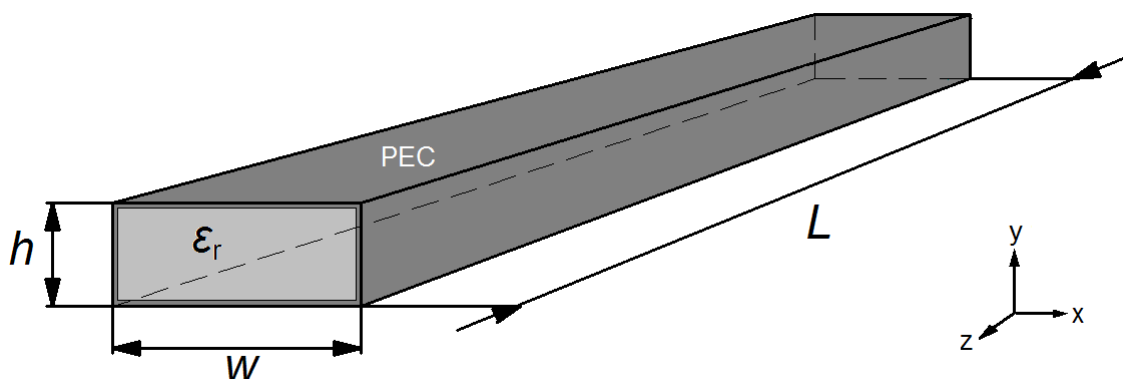
1.1 Základní poznatky

Metoda vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW) umožňuje to, že veškeré obvody umožňující planární provedení, přechody a obdélníkové vlnovody jsou vyráběny v planární formě při použití standardních desek plošných spojů nebo jiných metod výroby planárních struktur [1].

Technologie vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW) je nejslibnějším kandidátem pro implementaci integrovaných obvodů a systémů pracujících na milimetrových vlnových délkách (mm vlny) pro příští desetiletí. Na základě planárních dielektrických substrátů s horní a spodní vodivou vrstvou s prokovenými otvory, poskytují SIW struktury kompaktní, nízkoztrátové, flexibilní a cenově dostupné řešení pro integraci aktivních obvodů, pasivních komponentů a vyzařujících elementů na jeden substrát [2].

1.2 Struktura

Struktura SIW se principiálně a funkčně takřka neliší od standardních dutých vlnovodů obdélníkového průřezu s kovovým pláštěm. Princip šíření elektromagnetické vlny zůstává stejný a největší rozdíly se objevují až při způsobu návrhu a konstrukce. Jedná se o obecný substrát, na který je na obou stranách nanesena vrstva elektricky vodivého materiálu s vhodným řešením pokovení bočních stran. Hlavními konstrukčními rozměry obecného vlnovodu jsou příčné rozměry h , w a podélný rozměr L . Rozměr h zpravidla reprezentuje kratší stranu vlnovodu, v literatuře je také často označován písmenem b a je dán výškou substrátu. Rozměr w značí delší stranu vlnovodu a je často označován písmenem a . Podélný rozměr L pak reprezentuje jeho délku, která je rovnoběžná se směrem šíření z (viz Obr. 1.1). Tyto rozměry jsou závislé především na pracovní frekvenci a relativní permitivitě použitého substrátu.

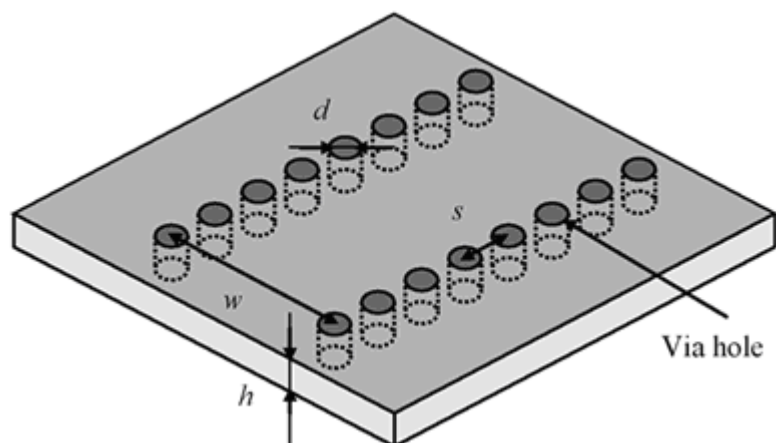


Obr. 1.1: Obecná struktura SIW

Hlavním prvkem je námi zvolený homogenní dielektrický substrát (dále jen substrát), který je dán v první řadě hodnotou relativní permitivity ϵ_r . Ta je určující při návrhu rozměrů vlnovodu. Při návrhu SIW pro širší kmitočtové pásmo, by se neměla hodnota ϵ_r v daném rozmezí výrazně měnit. Další požadovanou vlastností je malý ztrátový činitel $\tan \delta$ k minimalizaci ztrát v substrátu. Nutností je také možnost nanesení elektricky vodivých materiálů na povrch. Substrát by dále měl být dostatečně mechanicky odolný, s minimální tepelnou roztažností, izotropní a homogenní v celém objemu, ale také s možností pozdějšího opracování. V neposlední řadě je třeba mít na paměti minimální potřebnou šířku w a délku L substrátu, ale především výšku h , kterou již nebude možné žádným způsobem upravovat.

Ačkoli SIW struktury mají podobné vlastnosti jako konvenční obdélníkové vlnovody, mají také výrazné rozdíly. SIW je zaprvé jistým druhem periodické (nebo diskrétní) struktury vlnovodu, což se může projevit jako elektromagnetická pásmová zadrž. Zadruhé SIW struktury podléhají možnému záření kolem mezer ve struktuře. Proto vidy nebo vlny šířící se v obvodech SIW jsou odlišné od těch v klasických vlnovodech a existují v nich určité druhy úniků záření [1].

Při návrhu vlnovodu integrovaného do substrátu, nelze uvažovat boční stěnu vlnovodu jako obdélník o výšce h a délce L . Nanesení vodivé vrstvy na boční strany substrátu by bylo technologicky velmi náročné. Proto se velmi populárním stalo řešení, kdy boční rozměr supluje řada prokovených otvorů vodivě spojující horní a spodní vodivou vrstvu (viz obr. 1.2). Zmíněné otvory mají shodné rozměry. Rozměry jednotlivých prokovení jsou dány průměrem d a rozstupem mezi středy dvou vedlejších prokovení s . Jelikož však dochází ke ztrátám mezi jednotlivými otvory, je nutno dbát zvýšené pozornosti při jejich návrhu. V ideálním případě by měly být rozměry d a s co možná nejmenší. Problémem však jsou jistá omezení spjatá s technologickými možnostmi výroby a případně i cena takto navrženého SIW. Je tedy potřeba nalézt vhodný kompromis, který bude uvažovat nejen výsledné parametry vlnovodu, ale také technologické možnosti výroby.

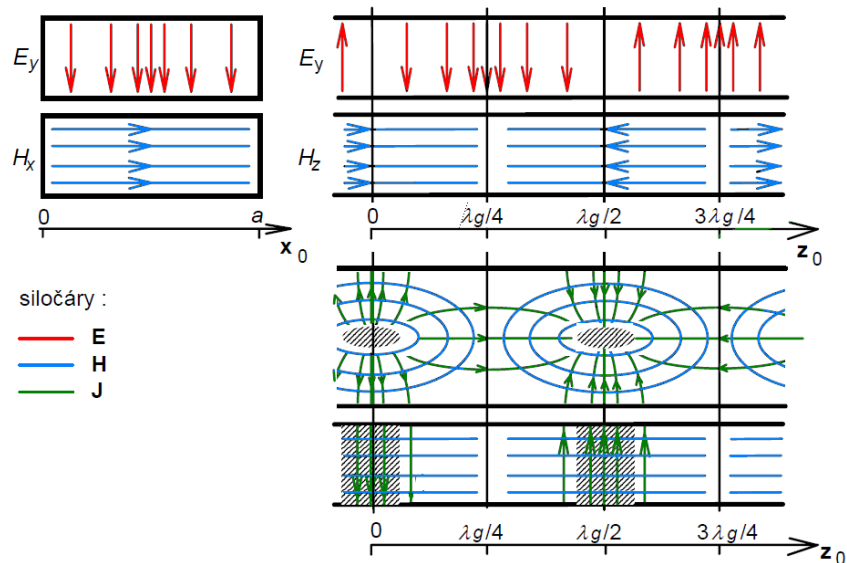


Obr. 1.2: Konfigurace SIW struktury vytvořené použitím řad prokovených otvorů (převzato z [1]).

1.3 Šíření vlny SIW

Pokud je na příčných rozměrech dielektrického substrátu tenká vrstva elektricky vodivého materiálu, a zároveň má řadu prokovených otvorů, nebo jinak vytvořenou náhradu kratší strany vlnovodu, postupuje vlna v SIW podobně jako v běžném dutém obdélníkovém vlnovodu. Jelikož je většinou požadováno, aby vlnovod pracoval v režimu jednovidovosti, je vhodné mít představu o rozložení siločar ve vlnovodu při TE_{10} (viz obr. 1.3).

Kdybychom vlnovod podélně rozřízli rovinou kolmou na širší stranu, "uviděli" bychom harmonický průběh příčné složky elektrické intenzity E . Maximální intenzita se na obrázku nachází v místech $z = \lambda_g/4$ a $z = 3\lambda_g/4$ (zde má však opačnou fázi). Nulová je intenzita v místech $z = 0$ a $z = \lambda_g/2$. V místech maximální elektrické intenzity E je nulová podélná složka H_z a maximální příčná složka H_x magnetické intenzity. V příčném řezu v místě $z = \lambda_g/4$ je elektrická intenzita E největší uprostřed a nulová na okrajích (splněna okrajová podmínka). Příčná složka magnetické intenzity H je v $z = \lambda_g/4$ v příčném řezu konstantní [3].



Obr. 1.3: Siločáry dominantního vidu $TE_{1,0}$ (převzato z [3])

Provedeme-li podélný řez rovinou kolmou na užší stranu vlnovodu, budou se nám siločáry magnetické intenzity jevit jako elipsy. Jejich tvar připomíná siločáry magnetické intenzity přímého vodiče, protékaného vysokofrekvenčním vodivým proudem. V případě vlnovodu je "zdroj těchto siločar" podobný – je jím posuvný proud, tekoucí dielektrikem vlnovodu ze spodní strany pláště vlnovodu na horní ($z = 0$) a naopak ($z = \lambda/2$). Omezme se na první případ. Když posuvný proud dorazí na horní stranu pláště, odtéká ve formě vodivého proudu po vnitřní straně pláště jednak zpět dolů, jednak ve vodorovném směru k sousedním ústím posuvného proudu. V obou případech jsou siločáry proudové hustoty J uzavřené [3].

Jedním z nejdůležitějších parametrů vlnovodu je velikost kritického (mezního) kmitočtu f_{mez} pro daný vid. Udává, při jakém minimálním kmitočtu se začne vlnovodem šířit vlna. Jeho hodnota je závislá na vidovém čísle a na příčných rozměrech vlnovodu. Navržená pracovní frekvence f_{prac} tedy musí být větší než frekvence mezní. Lze ji spočítat pomocí vztahu (1) uvedeného v [4]:

$$f_{mez} = \frac{c}{2\pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2}, \quad (1)$$

kde c je rychlost světla ve vakuu, ϵ_r je relativní permitivita substrátu, m a n jsou vidová čísla a hodnoty w a h jsou příčné rozměry vlnovodu. Pro mezní vlnovou délku λ_{mez} platí vztah (2) uvedený v [4].

$$\lambda_{mez} = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{w}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2}}. \quad (2)$$

Jelikož vlnovody většinou pracují v režimu jednovidovosti, je třeba znát především

hodnotu mezní vlnové délky pro TE_{10} . Po dosazení za hodnoty m a n se rovnice zjednoduší a zobecní na tvar (3) jak je uvedeno v [4]:

$$\lambda_{mez}^{TE_{10}} = 2w. \quad (3)$$

Dalším neméně důležitým poznatkem je skutečnost, že délka vlny λ_g ve vlnovodu je oproti λ delší. Její velikost lze určit pomocí vztahu (4) uvedeného v [4]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{mez}}\right)^2}}. \quad (4)$$

Pro $\lambda < \lambda_{mez}$ v pásmu propustnosti vlnovodu je z tohoto vztahu $\lambda_g > \lambda$. Toto prodloužení vlny ve vlnovodu je zřejmě způsobeno zvětšením fázové rychlosti vlny v_f ve vlnovodu nad rychlost světla c . Je tedy důležité rozlišovat vlnové délky λ a λ_g . Jejich rozdíl může totiž nabývat značných hodnot. S rostoucí vlnovou délkou signálu λ (s klesajícím kmitočtem) roste i λ_g , až pro $\lambda \rightarrow \lambda_{mez}$ je $\lambda_g \rightarrow \infty$. [4]

1.4 Teorie návrhu SIW

Při výpočtech rozměrů vlnovodu integrovaného do substrátu je již od výroby pevně daná výška h . Nelze ji tedy při návrhu měnit jako v případě návrhu dutých kovových vlnovodů. Jelikož struktura SIW zahrnuje prvky, mezi kterými dochází k úniku elektromagnetické vlny, je nutné vzít tyto ztráty v úvahu a správným návrhem je minimalizovat.

Prvním krokem je určení vhodného poměru mezi rozměrem prokovu d a širší příčnou stranou vlnovodu w . Tento poměr by měl být velmi malý, jelikož v případě, kdy by byla hodnota rozměru d oproti w příliš velká, řada prokovů by špatně suplovala tvar boční strany a šíření vlny ve vlnovodu by bylo značně zkreslené. Proto je nutné rozměr d zmenšit. Při zachování všech ostatních rozměrů však dojde k nárůstu rozměru s , což by mělo za následek výrazné ztráty zářením mezi těmito mezerami ve struktuře. Je tedy třeba rozměr s zmenšit. Tím však dojde k nahuštění prokovených otvorů více na sebe a tím jejich počet na délce vlnovodu L vzroste. Je pravidlem, že maximální velikost rozměru s by měla být menší než $\lambda/4$. Minimální hodnota je pak teoreticky omezena hodnotou d , prakticky však technologickými možnostmi výroby.

Výše zmíněné nedokonalosti prvků navrhovaného vlnovodu integrovaného do substrátu mají za následek, že velikost delšího rozměru w není shodná s velikostí širší strany ekvivalentního konvenčního vlnovodu. To je zřejmé již z předpokladu, že šířka vlnovodu w je vztažena mezi středy jednotlivých otvorů, jak bylo dříve uvedeno na obr. 1.2. Pouhé odečtení poloviny průměru na každé straně, tedy $w-d$, však není dostačující, protože nebere v úvahu rozteč s a vzniklý atypický tvar mezi jednotlivými otvory. Správná hodnota efektivní šířky SIW w_{eff} lze pro malou hodnotu rozměru s dopočítat pomocí (5) jak je uvedeno v [1]:

$$w_{\text{eff}} = w - \frac{d^2}{0,95 \cdot s}, \quad (5)$$

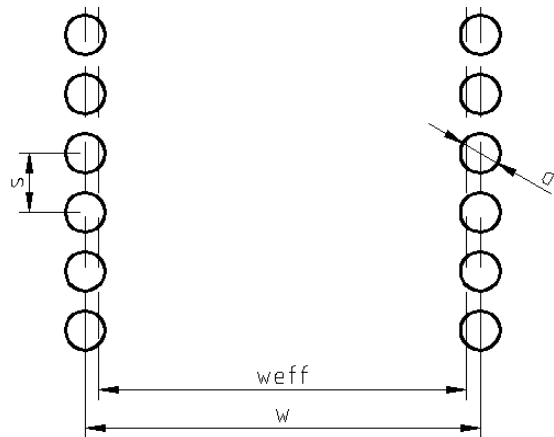
kde w_{eff} je efektivní šířka vlnovodu, w je šířka uvažovaná mezi středy prokůvů, d je průměr prokůvů a s je rozteč mezi nimi.

Ve skutečnosti je w_{eff} závislé na třech parametrech, a to w , s , a d . Nicméně upravený výraz (5) neobsahuje vliv d/w . Pokud w vzroste, objeví se malá chyba. Přesnější empirická rovnice je navržena takto [1]:

$$w_{\text{eff}} = w - 1,08 \cdot \frac{d^2}{s} + 0,1 \cdot \frac{d^2}{w}, \quad (6)$$

Pokud s/d je menší než tři a d/w je menší než 1/5, pak je empirická rovnice velmi přesná [1].

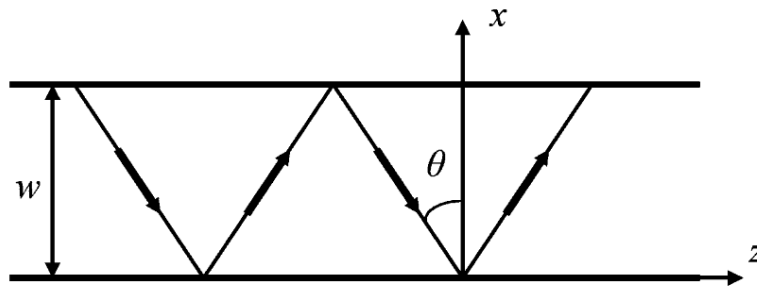
Rozdíl mezi w a w_{eff} při poměru $s/d = 1,5$ a $d/w = 1/10$ je pro představu znázorněn níže (viz obr. 1.4):



Obr. 1.4: Znázornění rozdílu mezi w a w_{eff} při poměru $s/d = 1,5$ a $d/w = 1/10$

Míra úniku záření elmag. vlny je závislá na hodnotách d , s a na velikosti úhlu dopadu vlny (viz obr. 1.5). Jeho přibližná hodnota je dána pomocí vztahu [1]:

$$R_{\text{leak}} = 1 - \frac{d}{s \cdot \cos \theta}, \theta < \theta_c, \quad (7)$$



Obr. 1.5: Elektromagnetická vlna (vidů TE_{n0}) postupující vlnovodem (převzato z [1])

kde hodnotu $\cos \theta$ spočítáme přibližně takto [1]:

$$\cos \theta = \frac{n\lambda}{2w}, \quad (8)$$

kde n reprezentuje řád vidu vlnovodu, w je šířka delší strany vlnovodu a λ je vlnová délka. Pokud se velikost vlnové délky zmenší, nebo vzroste frekvence, vzroste úhel θ . Pokud řád vidu n vzroste, úhel θ klesne. Jak je znázorněno na obr. 1.5, lze předpokládat, že se elektromagnetická vlna šíří vlnovodem podobným způsobem jako v obdélníkovém vlnovodu. Míra úniku může být přibližně vyjádřena dle rovnice (7) [1].

Posledním krokem je určení rozměru w . Závislost mezi jeho velikostí a efektivní velikostí w_{eff} byla probrána výše. Velikost w je závislá na frekvenci f , relativní permitivitě použitého substrátu ϵ_r a na hodnotě $\cos \theta$. Pomocí zmíněných předpokladů nyní lze navrhnout veškeré rozměry SIW, dle postupu uvedeného v [1]:

1. Zvolíme s/d (< 2.0).
2. Zvolíme d/w ($< 1,5$).
3. Vypočítáme w_{eff} dle pracovního kmitočtu.
4. Vypočítáme w pomocí (9).
5. Vypočítáme d a s podle d/w a s/d .

Pokud je zvolený poměr d/w menší než $1/8$ je doporučen jednodušší způsob návrhu. Je-li z frekvenční charakteristiky známa mezní frekvence, lze návrh spočítat z (8) takto [1]:

$$w = \frac{c}{2f_{\text{mez}} \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta}, \quad (9)$$

kde f_{mez} je mezní frekvence. Je vhodné jako kritickou hodnotu zvolit úhel přibližně 30° . Návrh je pak následující [1].

1. Zvolíme s/d ($< 2,5$).
2. Zvolíme d/w ($< 1/8$).

3. Zvolíme úhel dopadu roven nebo větší než 30° a vypočteme w podle (9).
4. Vypočítáme d a s podle d/w a s/d .

Vzhledem k některým technickým důvodům, jako je např. omezení výrobní metodou, měl by být poměr d/w větší než $1/5$. Pokud je zvětšena velikost d/w , je nutné zmenšit s/d [1].

1.5 Návrh SIW pro 12 GHz

1.5.1 Návrh na substrátu CuClad 217®

První výpočet provedeme na substrátu CuClad 217® s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,17$ o výšce $h = 1,524$ mm. Vzhledem ke skutečnosti, že je potřeba zajistit co nejmenší míru úniku integrovaného vlnovodu, je třeba zvolit dostatečně malý poměr d/w . Po návrhu veškerých rozměrů vlnovodu bude zhodnoceno, zda je výroba takto navržené struktury možná.

Nejprve bude zvolena velikost poměru d/w , například $1/10$. Poměr s/d pak 2. Jelikož platí, že $d/w < 1/8$, lze použít druhý postup z kapitoly 1.4. Pracovní frekvence je 12 GHz. Hodnota mezní frekvence pro vid TE_{10} při šířce vlnovodu 11,9 mm je po dosazení do (1) 8,57 GHz. Dle [1] je k minimalizaci ztrát mezi mezerami ve vlnovodu vhodné zvolit úhel θ v rozmezí 15° - 50° . Pro navrhovaný substrát byla zvolena hodnota 30° . Jelikož rychlost světla ve vakuu c a relativní permitivita substrátu ϵ_r jsou námi známé konstanty, lze vypočítat rozměr w dle vztahu (9).

Rozměr širší strany vlnovodu w má tedy hodnotu 13,71 mm. Dalším krokem je dopočítání velikostí d a s dle zvolených poměrů. Jelikož námi zvolený poměr d/w byl $1/10$, potom $d = w/10$. Průměr prokovy bude přibližně 1,371 mm. Poměr s/d byl zvolen 2. Rozteč mezi prokovy s je dvakrát větší než průměr d , konkrétně 2,742 mm. Poslední dvě zmíněné hodnoty nejsou při fyzické výrobě nijak kritické, proto není potřeba návrh upravovat. Zbývá výpočet efektivní šířky w_{eff} vlnovodu z rovnice (6). Volbou délky vlnovodu L , např. 15 mm, jsou dány veškeré rozměry vlnovodu:

- $h = 1,524$ mm
- $w = 13,71$ mm
- $w_{\text{eff}} = 12,98$ mm
- $L = 15$ mm
- $d = 1,371$ mm
- $s = 2,742$ mm

Délka vlny v ideálním prostředí je dána obecně známým vztahem (10):

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (10)$$

kde c je rychlost světla ve vakuu a f je pracovní frekvence.

Pro návrh anténních prvků je stěžejní hodnota délky vlny ve vlnovodu λ_g . Nejprve je třeba spočítat rychlost vlny podle vztahu (11):

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (11)$$

kde c konstanta rychlosti světla ve vakuu a $\epsilon_r = 2,17$ je relativní permitivita dána materiálem CuClad 217®. Po dosazení je rychlost vlny v substrátu $v = 2,04 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$. Odpovídající vlnová délka bude vypočtena pomocí (12):

$$\lambda = \frac{v}{f}, \quad (12)$$

kde f je pracovní kmitočet 12 GHz.

Dosazením rovnice (11) do rovnice (12) získáme vztah pro přímý výpočet délky vlny v substrátu (13):

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f}, \quad (13)$$

kde λ_g je délka vlny ve vlnovodu, c je rychlost světla, ϵ_r je relativní permitivita substrátu a f je pracovní kmitočet.

Dosazením do vztahu (10) zjistíme vlnovou délku pro pracovní kmitočet $f = 12$ GHz. Délka vlny ve vakuu λ je potom 25 mm. Vlna se však nešíří dutým vlnovodem, ale prostředím s relativní permitivitou ϵ_r , a proto bude použit vztah (13). Dosazením získáme hodnotu $\lambda_g = 16,96$ mm. Dosazením $w_{\text{eff}} = 12,98$ mm do (1) zjistíme mezní frekvenci vlnovodu. Dosazením $m = 1$, $n = 0$ (TE^{10}) dospějeme k mezní frekvenci $f_{\text{mez}} = 7,84$ GHz. Vlnovodem se může šířit vlna s kmitočtem 12 GHz. Pro oběhnutí, zda vlnovod pracuje při 12 GHz v režimu jednovidovosti, dosadíme vidová čísla $m = 2$, $n = 0$ do (1), pro zjištění mezní frekvence TE^{20} . Mezní frekvence pro TE^{20} je 15,69 GHz. Při frekvenci 12 GHz je zajištěn provoz v jednovidovém režimu.

1.5.2 Návrh na substrátu Arlon 25N®

Dalším návrh rozměrů integrovaného vlnovodu bude proveden pro materiál Arlon 25N® s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,38$ a výškou $h = 1,524$ mm. Dosazením do (13) zjistíme délku vlny λ_g v substrátu Arlon 25N®. Ta činí 13,59 mm. Opět bude zvolena velikost poměru $d/w = 1/10$. Poměr $s/d = 2$. Jelikož platí, že $d/w < 1/8$, bude použit druhý postup z kapitoly 1.4.

Dosadíme do vztahu (1) rozměr $w = 9$ mm. Výsledkem je $f_{\text{mez}} = 9,06$ GHz, což je vyhovující mezní frekvence. Dosazením do (9) bude brán v úvahu úhel dopadu 30° . Vhodná šířka vlnovodu pro použití s prokovenými otvory $w = 10,39$ mm. Nyní lze dle zvolených poměrů dopočítat průměr prokovu d a rozestup mezi prokovy s . $d/w = 1/10$. Z toho vyplývá, že průměr d je desetinou šířky vlnovodu, tedy 1,039 mm. Poměr $s/d = 2$. Středy prokovů s budou mít mezi sebou rozestupy 2,078 mm. Nyní zbývá jen

výpočet w_{eff} z rovnice (6). Výsledné rozměry vlnovodu na substrátu Arlon 25N® jsou:

- $h = 1,524$ mm
- $w = 10,39$ mm
- $w_{\text{eff}} = 9,84$ mm
- $d = 1,039$ mm
- $s = 2,078$ mm

Po dosazení hodnoty w_{eff} do rovnice (1) zjistíme mezní frekvenci vlnovodu. $f_{\text{mez}} = 8,29$ GHz. Výpočtem mezní frekvence vidu TE^{20} si ověříme, zda bude vlnovod pracovat v jednovidovém režimu. Výsledkem je mezní frekvence 16,58 GHz. Tím byl režim jednovidovosti vlnovodu ověřen.

Mezní frekvence udává hranici, pod kterou se vlnovodem vlna nemůže šířit. Pokud bude zachován režim jednovidovosti, může mít mezní frekvence a šířka vlnovodu odlišné hodnoty oproti uvedenému návrhu. Hodnoty se tedy mohou lišit vzhledem k povaze antény.

2 YAGI–UDA ANTÉNA

Yagi-Uda, Yagiho či Yagi anténa jsou synonyma pro anténu, kterou v roce 1926 vymyslel Japonec Shintaro Uda, přičemž mu byl nápomocen kolega Hidetsugu Yagi. Často je však jméno „Uda“ v názvu vynecháváno a vžilo se označení Yagi anténa. V české literatuře se používá i označení Yagiho anténa. Yagi anténa je velmi vhodným řešením při požadavku na velký zisk a malý vyzařovací úhel ve směru šíření. Obecně je tato anténa tvořena jedním aktivním prvkem, několika direktory a reflektorem. Reflektor a direktory jsou napájeny pouze vzájemnou vazbou. Vhodným návrhem těchto prvků lze dosáhnout velmi dobrých směrových vlastností.

2.1 Základní vlastnosti

Yagi anténa je směrová podél osy kolmé k aktivnímu zářiči, ve směru z , od reflektoru k direktorům. Délka dipólu většinou odpovídá velikosti $\lambda/2$, reflektor je oproti zářiči delší, direktory jsou kratší. Všechny prvky jsou vůči sobě rovnoběžné s výjimkou složitějších reflektorových struktur. Ve standardním provedení jsou prvky upevněny na ráhnech, v angl. literatuře označovaném slovem „boom“. V případě planárního provedení jsou prvky umístěny na substrátu. Jelikož rozměry antény jsou úzce spjaty s délkou vlny, je Yagiho anténa ve své podstatě velmi úzkopásmová. Pokud bychom chtěli zvětšit její šířku pásma, dá se toho částečně dosáhnout zvětšením průměrů, popř. šířek jednotlivých prvků. U dlouhých vln jsou nevýhodou velké rozměry anténní soustavy, zejména díky rozestupům mezi direktory.

2.2 Struktura

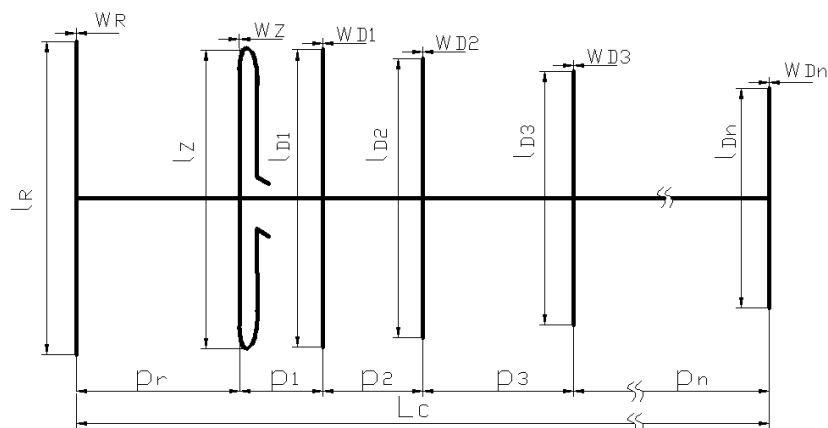
Při návrhu Yagi antény nás především zajímá směrovost, vyzařovací úhel, impedanční přizpůsobení a činitel stojatých vln. Veškeré tyto vlastnosti závisí na navržených rozměrech jednotlivých prvků a vzdálenostech mezi nimi. Obecně lze Yagi anténu rozdělit na tři dílčí části:

- aktivní zářič
- reflektor
- direktory

Aktivním zářičem, v angl. literatuře označovaným jako driven dipole, bývá většinou půlvlnný dipól nebo skládaný dipól. Je dán vlastní délkou l_{dip} , která však nutně nemusí být přesně $\lambda/2$, a průměrem, nebo šířkou v případě planárního provedení. Jelikož se práce zabývá návrhem v planárním provedení, budeme tento rozměr označovat w_{dip} . Aktivní zářič je výchozím bodem pro návrh vzdálenosti k reflektoru p_{ref} a prvním direktoru p_{D1} (viz obr. 2.1).

Reflektor je pasivní prvek délky l_{ref} umístěný před zářičem a vhodným umístěním odráží elektromagnetickou vlnu směrem k direktorům. Má-li reflektor vlnu odrážet, musí být od aktivního zářiče vzdálen tak, aby vlna přicházející z aktivního zářiče byla v daném místě v protifázi. Vzdálenost mezi zářičem a reflektorem p_{ref} je tedy cca $\lambda/4$. Délka reflektoru je pak větší než $\lambda/2$. Reflektorem však nemusí být jediný prvek, ale celá řada prvků. Dalšími druhy reflektorů pro standardní anténní soustavu jsou například úhlový reflektor, plošný reflektor, kulový reflektor atd. V planární formě jej lze řešit podobně jako v případě standardní Yagi antény, nebo jako vodivou plochu kopírující tvar paraboly. Tento způsob je oblíbený zejména v případě, kdy je aktivní zářič napájen mikropáskovým vedením. V tomto případě je geometrický střed zářiče v ohnisku paraboly tvořené elektricky vodivým materiálem. Uprostřed něj je pak úzký nevodivý pruh, skrz který je vedeno mikropáskové vedení napájející zářič.

Za zářičem, tedy ve směru šíření elmag. vlny, začíná řada direktorů. Zjednodušeně lze říci, že právě direktory mají převážný vliv na směrovou charakteristiku celé anténní soustavy. Počet direktorů n není nijak omezen a každý správně navržený prvek má za následek zlepšení směrových vlastností soustavy, ovšem hodnota rozteče p_{dn} mezi dvěma sousedními direktory ani jejich vlastní délky l_{dn} většinou není konstantní.



Obr. 2.1: Popis struktury Yagi-Uda antény

V soustavě antény Yagi-Uda mají rozhodující vliv na směrové vlastnosti direktory, neboť jejich fyzikální rozměry, počet a geometrické uspořádání má rozhodující vliv na fázovou rychlost elmag. povrchové vlny šířící se podél soustavy direktorů (platí pro dlouhé antény). Čím je fázová rychlost větší, tím je větší směrovost. Pro antény dané délky lze vždy stanovit optimální velikost této fázové rychlosti [5].

Dále platí, že fázová rychlost se:

- zvětšuje zkracováním direktorů, ale zmenšuje s jejich rostoucím průměrem vodiče,
- zvětšuje s rostoucí roztečí direktorů,
- zmenšuje se zvyšujícím se kmitočtem.

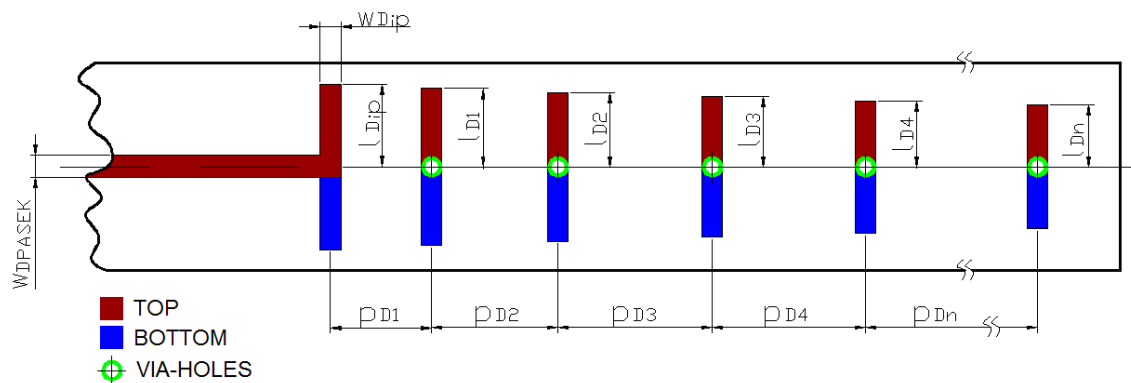
Prakticky to znamená, že čím je anténa delší, tím kratší musí být direktory (pro optimální fáz. rychlost neboli optimální směrovost). Nahradíme-li direktory optimální délky jinými, s vodičem většího průměru, zmenší se fáz. rychlost i směrovost. Aby bylo dosaženo opět optimální směrovosti, je nutno silnější direktory zkrátit. Dále platí, že čím je anténa delší, tím mají být rozteče direktorů větší. Z předešlého plyne, že anténa určité délky bude mít pro daný kmitočet stejnou směrovost při „hustších“ a kratších direktorech, jako při „řidších“ a delších direktorech. Uvedené parametry lze pro optimální směrovost různě kombinovat. Přitom však existuje určitá maximální rozteč $p = 0,4 \lambda$, po jejímž překročení se vazba mezi direktory zmenší natolik, že směrovost trvale klesá [5].

V případě, kdy by byly veškeré rozměry direktorů včetně roztečí mezi nimi konstantní, neměnila by se rychlost fázové vlny. Ve směrové charakteristice se to projeví tak, že jsou výrazné postranní laloky. Velikost těchto laloků lze snížit postupným zkracováním délek direktorů. Každý další direktor vzdálenější od zářiče je kratší než direktor předchozí. Zvětšující se rozteč mezi direktory také mají pozitivní vliv na zmenšení postranních laloků nebo kombinací obou variant.

Pokud jde o impedanční přizpůsobení antény, nastavuje se zásadně až po nastavení směrových vlastností a vychází se z naměřené svorkové impedance na zářiči v pracovním kmitočtovém pásmu. Všechny změny v obvodu zářiče nemají vliv na tvar diagramu záření, již dříve nastaveného rozměry a roztečí pasivních prvků. Na druhé

straně jakákoliv změna délek, průměrů či roztečí pasivních prvků má vliv na impedanci zářiče, nebo-li na impedanční přizpůsobení ke zvolenému napájecí (koaxiální kabel se symetrizací nebo souměrně vedení v případě použití skládaného dipólu jako zářiče [5]).

Obecná struktura jednoduchého planárního řešení Yagi antény může vypadat dle obr. 2.2. Tento obrázek lze při návrhu použít jen tehdy, pokud jsou hodnoty šířky direktoru zanedbatelné. V opačném případě je nutné odstupy direktorů p_{dn} odměřovat až od okraje direktoru. Dipól celkové délky $\lambda_g/2$ je napájen symetrickým mikropáskovým vedením o šířce w_{dpasek} . Jelikož však polovina ramene zářiče je vytvořena na horní (červeně označené) straně substrátu a druhá na spodní (modře označené) straně substrátu, ve výsledku pak aproximuje délku $\lambda_g/2$, tedy $\lambda_g/4$ na každé rameno. Při větších hodnotách šířky mikropáskového vedení w_{dpasek} , nebo menších hodnotách l_{dip} by však vznikala poměrně velká chyba. Je tedy zřejmé, že velikost ramene musí být uvažována od osy mikropáskového vedení. Direktory jsou pak navrhovány podobně jako v případě konvenční Yagi antény, avšak opět je polovina ramena vytvořena na horní straně substrátu a druhá na spodní. Prokovené otvory (angl. via-holes) pak horní a spodní stranu vodivě propojí. Vytvářením modelů v softwarovém prostředí se zadávají veškeré prvky samostatně. V případě zobrazení struktury podobné z obr. 2.2, tedy pokud je polovina prvku vytvořena na druhé straně substrátu a zrcadlově převrácena, bude vždy uveden rozměr reálné části prvku. Zvýšenou pozornost je třeba věnovat zejména parametru l_{dip} . Až na výjimečné případy, kdy na to bude upozorněno, nebude udáván celkový rozměr. Vyhneme se tak případným nesrovnalostem při návrhu jiných vzhledů anténních struktur.



Obr. 2.2: Struktura planární Yagi antény

2.3 Šíření vlny Yagi anténou

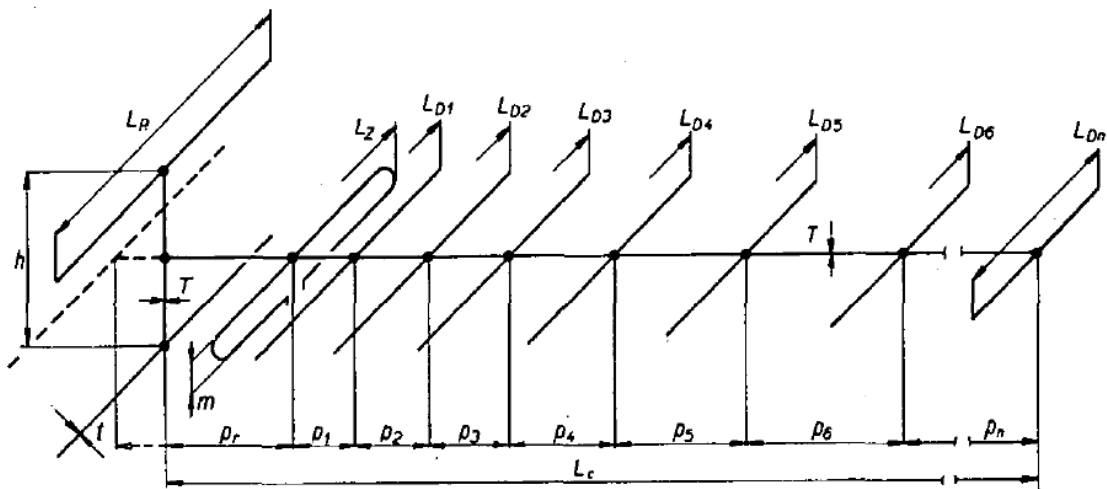
Pokud bychom nejdříve uvažovali, že se v soustavě nenachází žádné jiné prvky, aktivní zářič v rovině xz vyzařuje maximální intenzitu ve směru z a $-z$ ve tvaru známé „osmičkové“ vyzařovací charakteristiky. V rovině yz má vyzařovací charakteristiku kulovou. V první řadě je nežádoucí šíření vlny ve směru $-z$ od dipólu. K zabránění šíření a odrazu vlny směrem k direktorům slouží právě reflektor. Ten má větší délku l_{ref} než zářič a je od něj vzdálen asi $0,15 - 0,25\lambda$. Pak se indukovaný proud v protifázi odrazí směrem k řadě direktorů [5].

Abychom dosáhli zesílení v prvním a každém následujícím direktoru, musí být

výsledný proud přicházející od zářiče fázově předsunut před proudem indukovaným v prvním direktoru. To platí pro každé další dva prvky v direktorové řadě. V případě, že by měli všechny direktory stejné rozměry a vzdálenosti mezi sebou, fázová rychlost by se neměnila. Jelikož je rozteč mezi dvěma direktory p_n menší než rozteč p_{n+1} mezi direktory následujícími a i délka direktoru l_{dn} je kratší než délka následujícího direktoru l_{dn+1} , fázová rychlost se za každým direktorem zvětšuje a při návrhu direktoru n je tedy potřeba vždy brát v úvahu proud indukovaný z předchozího direktoru $n-1$, nikoli ze zářiče.

2.4 Anténí řady

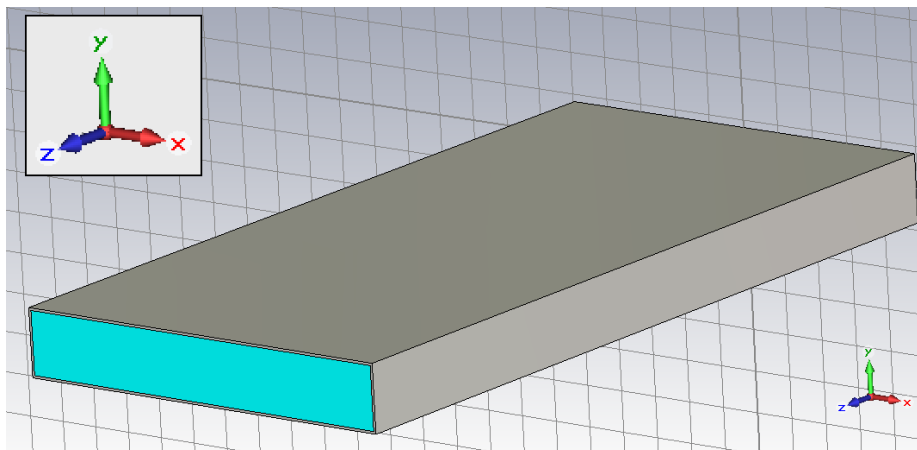
Jelikož výpočet veškerých rozměrů je závislý na délce vlny, bylo vytvořeno několik typů Yagiho antén, značené např. 5Y0,4-0,85 A. V tomto případě se jedná o anténu tvořenou pěti prvky (dvojitý reflektor, dipól a jeden direktor), která má celkovou délku l_c o velikosti $0,4\lambda_{\min}$ v pásmu, kde $f_{\min}/f_{\max} = 0,85$. Koeficienty pro výpočet rozměrů jsou uvedeny v příloze 1. Označení rozměrů je uvedeno na obr. 2.3.



Obr. 2.3 Základní rozměry Yagiho antény (převzato z [6])

3 SIMULACE V CST MICROWAVE STUDIO

V této kapitole jsou zhodnoceny výsledky analýz a jednotlivých simulací navržené struktury v softwarovém prostředí CST Microwave Studio®. Osa x je rovnoběžná s širší stranou vlnovodu w , osa y je rovnoběžná s výškou vlnovodu h a osa z je rovnoběžná s délkou vlnovodu L (viz obr. 3.1). V celé simulaci je použita struktura homogenního substrátu o definované relativní permitivitě $\epsilon_r = 2,17$ a ztrátovém činiteli $\tan \theta = 0,009$. Veškeré elektricky vodivé prvky jsou tvořeny homogenní strukturou PEC o definované tloušťce $h_{PEC} = 60 \mu\text{m}$. Struktura je buzena obdélníkovým portem „Waveguide Port“ o rozměrech odpovídající velikosti $h+2h_{PEC} \times w+2h_{PEC}$.



Obr. 3.1: Náhled modelu vlnovodu v CST Microwave Studio

3.1 Parametrická analýza SIW a dipólu

Velikost rozměrů navržené struktury má vliv na činitele odrazu S_{11} , vyzářovací úhel a směrovost antény. Proto je vhodné ujasnit si vliv změny těchto rozměrů na výsledné vlastnosti struktury.

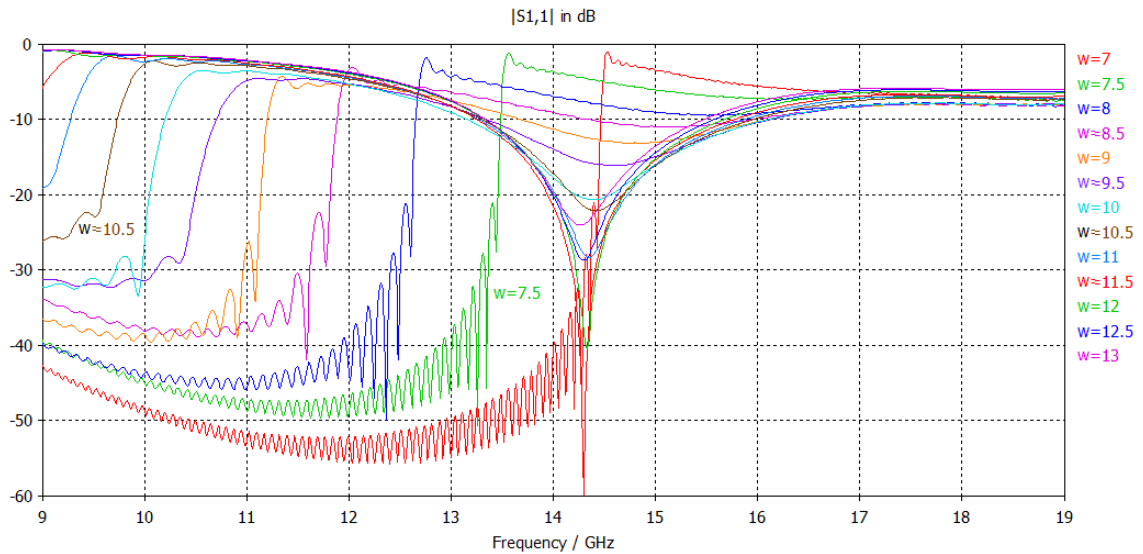
Následující analýza je provedena na struktuře složené z vlnovodu integrovaného do substrátu a navázaného dipólu pro blíže nespecifikované požadavky. Pozorováním vlivu chování struktury na změně jednotlivých parametrů poslouží v následující kapitole k návrhu konkrétní struktury.

Budou rozmítány následující rozměry:

- šířka vlnovodu, w
- délka mikropáskového vedení, l_{dpasek}
- šířka mikropáskového vedení, w_{dpasek}
- délka dipólu, l_{dip}
- šířka dipólu, w_{dip}

Díky možnosti parametrického rozmítání lze pozorovat vliv změny šířky vlnovodu w na činiteli odrazu v kmitočtovém pásmu od 9 do 19 GHz. Rozmítání rozměru w bylo provedeno s krokem 0,5 mm v intervalu 7 – 13 mm. Z obr. 3.2 je vidět, že zvětšením šířky vlnovodu se zmenšuje kritický kmitočet $f_{\text{mez TE}_{10}}$, kdy se vlnovodem začne šířit vlna TE_{10} . Tato skutečnost vychází již z rovnice (1). Pro ověření platnosti rovnice je možné výsledky simulace přibližně porovnat s výsledkem po dosazení do výše zmíněné rovnice, například pro $w = 7,5$ mm (v obrázku označená zelenou barvou) a $w = 10,5$ mm (označená černou barvou). Relativní permitivita substrátu $\epsilon_r = 2,17$, délka vlnovodu $L = 30$ mm, délka pásku $l_{\text{dpasek}} = 8$ mm, šířka pásku $w_{\text{dpasek}} = 1$ mm, délka dipólu $l_{\text{dip}} = 8$ mm, šířka dipólu $w_{\text{dip}} = 1$ mm a výška vlnovodu $h = 1,524$ mm. Při výpočtu $f_{\text{mez TE}_{10}}$ není nutné hodnotu h znát, protože $n = 0$ a hodnota tak nemá na výpočet vliv. Po dosazení do rovnice (1) je tedy mezní kmitočet 13,58 GHz pro $w = 10,5$ mm a 9,7 GHz pro $w = 7,5$ mm. Při návrhu vlnovodu musí být kmitočet f_{mez} nejen menší než pracovní kmitočet f , ale také musí být od rezonančního kmitočtu dostatečně vzdálen, aby bylo

možné strukturu impedančně přizpůsobit. Pro případ z obr. 3.2 jsou evidentně rozměry $w < 8,5$ mm nevyhovující.



Obr. 3.2: Vliv změny šířky vlnovodu na velikost mezní frekvence

Hodnoty mezní frekvence lze vyčíst z výsledků simulace o porovnat s výpočtem z (1). Platí pro $\epsilon_r = 2,17$. Hodnoty odečtené ze simulace odpovídají poklesu křivky o -3 dB oproti maximu (tabulka 3.1). Neuvedené hodnoty jsou mimo měřený interval 9-19 GHz.

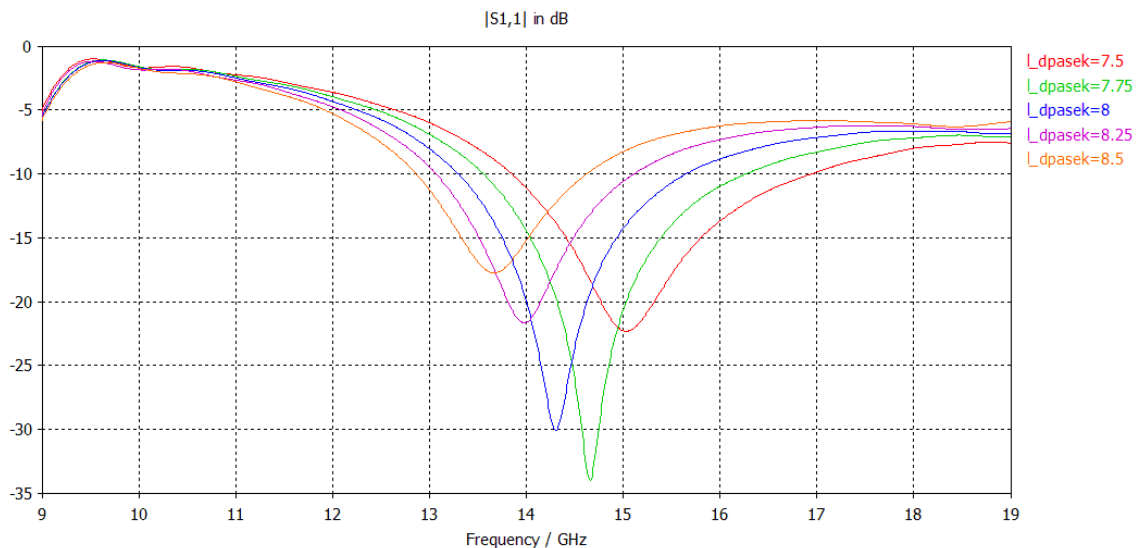
Tabulka 3.1: Porovnání hodnot mezních frekvencí při změně šířky vlnovodu

w [mm]	f_{mez} (výpočet) [GHz]	f_{mez} (simulace) [GHz]
7	14,54	14,46
7,5	13,57	13,5
8	12,72	12,74
8,5	11,97	11,92
9	11,31	11,24
9,5	10,72	10,75
10	10,18	10,25
10,5	9,69	9,8
11	9,25	9,4
11,5	8,85	-
12	8,48	-
12,5	8,14	-
13	7,83	-

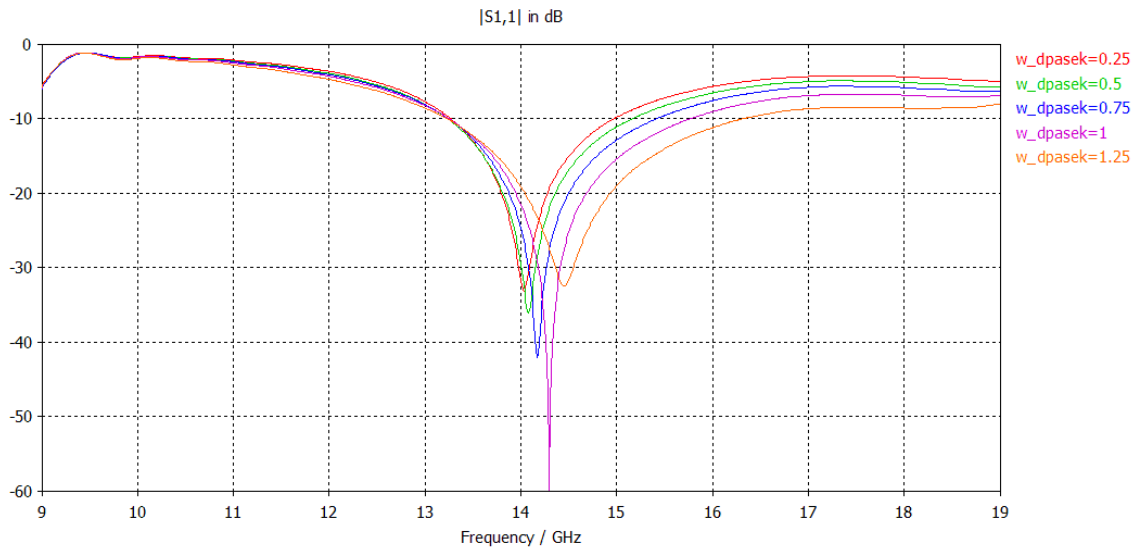
Nyní bude pozorován vliv změny délky mikropáskového vedení l_{dpasek} vedeného k aktivnímu zářiči (viz obr. 3.3) při rozměrech: $w = 11,5$ mm; $L = 30$ mm; $l_{dip} = 8$ mm;

$w_{\text{dip}} = 1 \text{ mm}$; $w_{\text{dpasek}} = 1 \text{ mm}$. Rozmítání hodnoty mezi 7,5-8,5 mm má vliv na strmost a míru poklesu křivky v blízkosti rezonančního kmitočtu. Jeho hodnota není při změně hodnoty l_{dpasek} konstantní a musí být později upravena na námi požadovanou hodnotu. Zvětšením délky pásku dochází ke zvýšení hodnoty rezonanční frekvence. Je dobré si všimnout úzkého intervalu rozmítaných hodnot l_{dpasek} . V tomto případě se změnou délky o 1 mm (uvažováno v rozmezí 7,5 – 8,5 mm) posune rezonanční frekvence o cca 1,5 GHz.

Dalším rozmítaným rozměrem je šířka mikropáskového vedení w_{dpasek} . Opět se pohybujeme v kmitočtovém pásmu 9 – 19 GHz a neměnnými veličinami jsou: $w = 11,5 \text{ mm}$; $L = 30 \text{ mm}$; $l_{\text{dip}} = 8 \text{ mm}$; $l_{\text{dpasek}} = 8 \text{ mm}$. Z obr. 3.4 je patrné, že šířkou mikropáskového vedení lze ovlivnit minimum hodnoty činitele odrazu S_{11} ovšem s větší citlivostí než v předchozím případě. Nejideálnější se jeví hodnota kolem $w_{\text{dpasek}} = 1 \text{ mm}$. Zvětšováním šířky pásku zvyšujeme hodnotu rezonančního kmitočtu. Zde změna rozměru o 1 mm, způsobí posun o cca 0,5 GHz. Lze pozorovat, že šířka pásku a ostatní rozměry nemají vliv na hodnotu mezní frekvence f_{mez} , dle předpokladu ze vztahu (1).



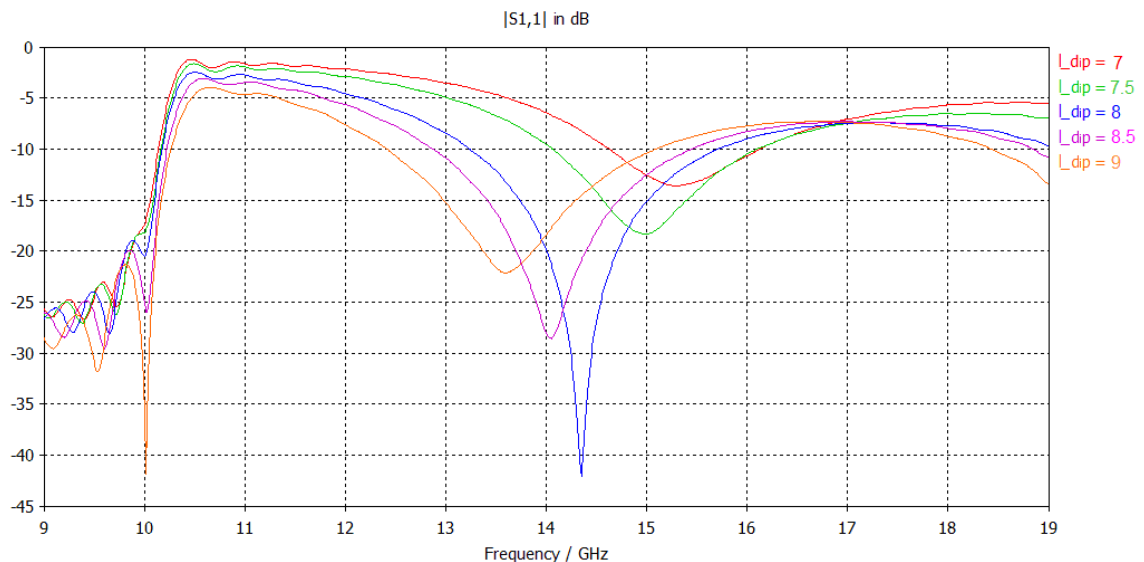
Obr. 3.3: Vliv změny délky mikropáskového vedení na činitel odrazu $S_{11}(\text{dB})$



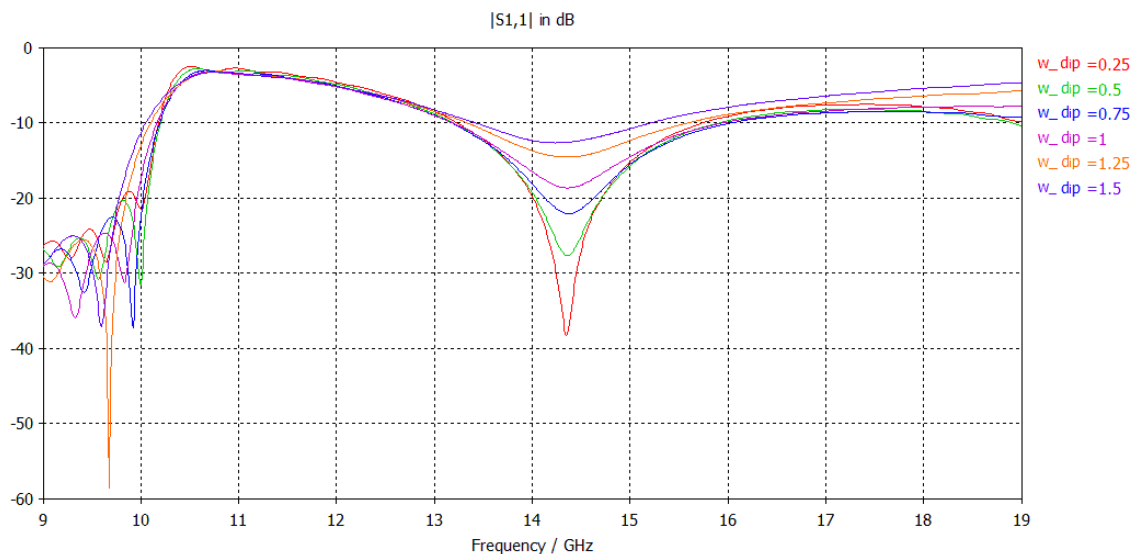
Obr. 3.4: Vliv změny šířky mikropáskového vedení na činitel odrazu $S_{11}(\text{dB})$

Nyní bude pozorována délka dipólu l_{dip} při konstantních rozměrech $w = 10$ mm; $l_{dip} = 8$ mm; $w_{dip} = 0,2$ mm; $w_{dpasek} = 1$ mm; $l_{dpasek} = 8$ mm. Změna hodnoty délky zářiče má minimální vliv na změnu rezonančního kmitočtu (viz obr. 3.5). Při nastavování délky dipólu je vhodné vyjít z hodnoty $\lambda_g/2$ a poté délku případně doladit. Zvětšení délky dipólu má za následek snížení rezonanční frekvence.

Poslední hodnotou je šířka zářiče w_{dip} rozmítaná při hodnotách $w = 10$ mm; $l_{dip} = 8$ mm; $l_{dpasek} = 8$ mm; $w_{dpasek} = 1$ mm. Změnou šířky lze ovlivnit minimum hodnoty činitele odrazu S_{11} na rezonančním kmitočtu, který zůstává konstantní (viz obr. 3.6).



Obr. 3.5: Vliv změny délky zářiče na činitel odrazu $S_{11}(\text{dB})$

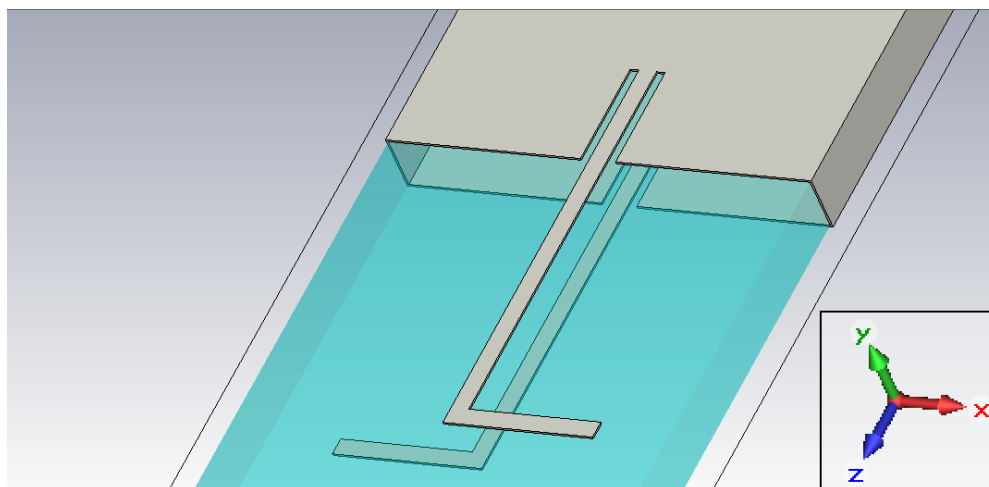


Obr. 3.6: Vliv změny šířky zářiče na činitel odrazu $S_{11(\text{dB})}$

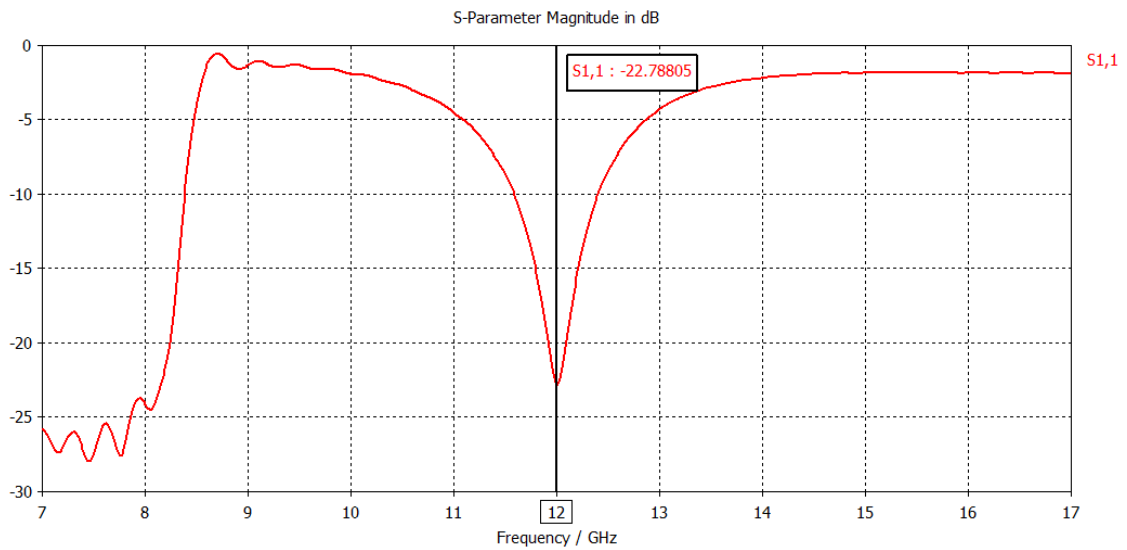
3.2 Návrh struktury pro 12 GHz

Podobným postupem je třeba naladit vlnovod s dipólem na zadaných 12 GHz, přičemž je pozorován parametr $S_{11(\text{dB})}$ a směrová charakteristika struktury.

Pro dosažení rezonance dipólu na 12 GHz bylo nutné zavedení mezer definovaných délkou l_{mezera} a w_{mezera} (viz obr. 3.7) do struktury, pomocí nichž bylo provedeno impedanční přizpůsobení. Zároveň však dochází ke změně délky pásku a ke změně rezonanční frekvence. Výsledky rozmítání délky l_{mezera} jsou uvedeny v tab. 3.2. V tomto okamžiku je $w = 12$ mm; $L = 15$ mm; $l_{\text{mezera}} = 3$ mm; $w_{\text{mezera}} = 0,5$ mm; $l_{\text{pasek}} = 8,3$ mm; $w_{\text{pasek}} = 0,5$ mm; $l_z = 8$ mm; $w_{\text{dip}} = 0,5$ mm. Při 12 GHz je hodnota $S_{11[\text{dB}]}$ přibližně -23 dB a f_{mez} přibližně 8,5 GHz (viz obr. 3.8).

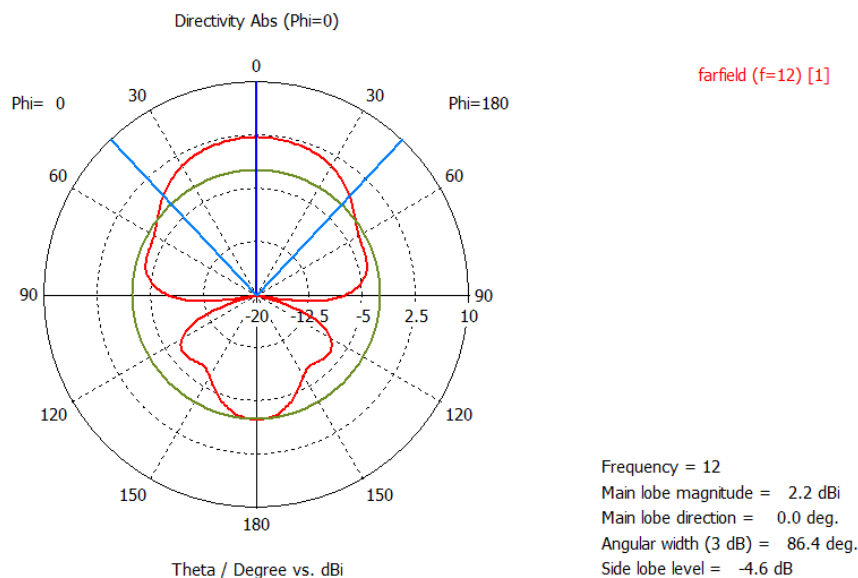


Obr. 3.7: Vzhled struktury po implementaci mezer

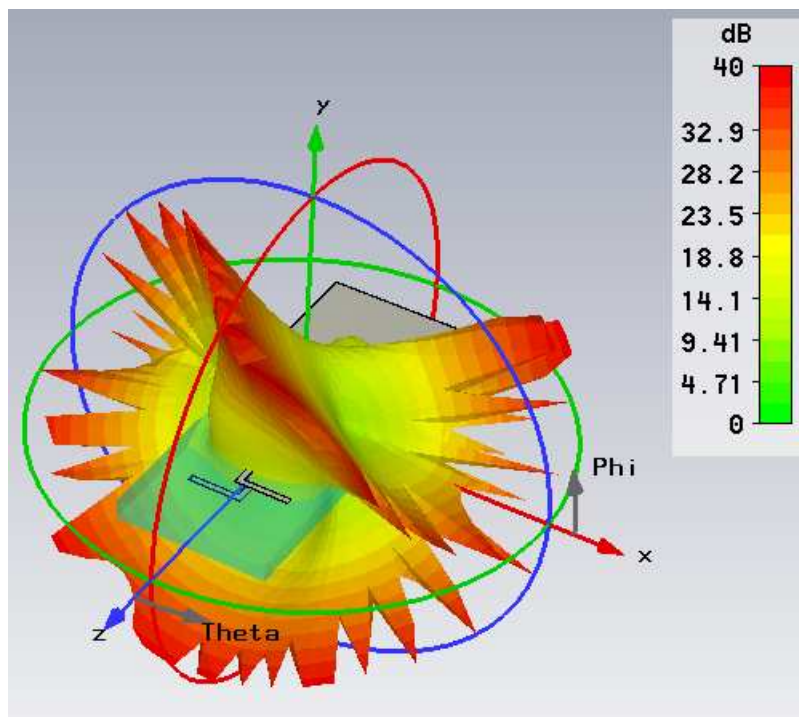


Obr. 3.8: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f na zářiči

Navržený zářič má simulovat strukturu půlvlnného dipólu, proto je směrová charakteristika z obr. 3.9 tvarově podobná osmičkové charakteristice dipólu. Vlivem přítomnosti vlnovodu a mikropáskového vedení došlo k deformaci zadního laloku a zisku cca 2 dB na předním laloku. Vyzařovací úhel je přibližně 90° . Z obr. 3.10 lze pozorovat, že polarizace proudů je ve směru šíření z minimální. Jelikož je dipól vzdálen od vlnovodu, dochází k malému proudovému vybuzení na ramenech dipólu. Většina energie je vyzářena do prostoru mimo požadovaný směr.

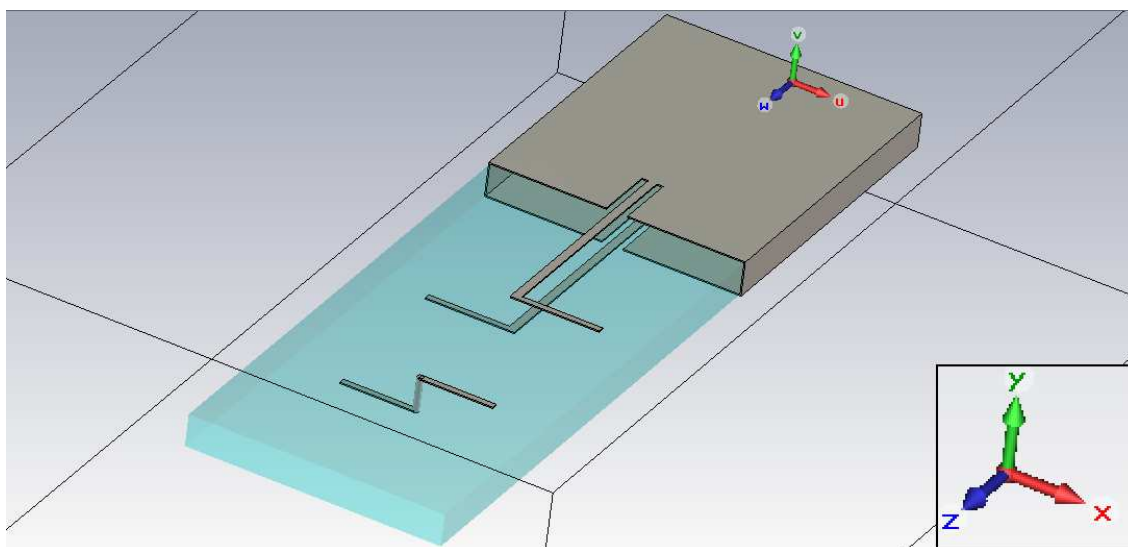


Obr. 3.9: Směrová charakteristika zářiče napájeného mikropáskovým vedením

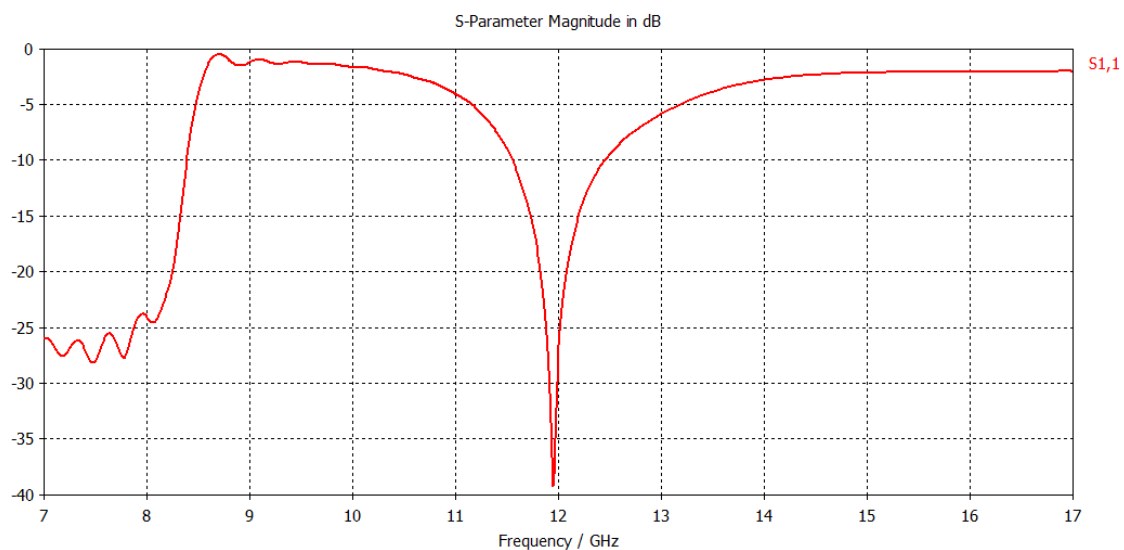


Obr. 3.10: Proudová polarizace ve struktuře se zářičem

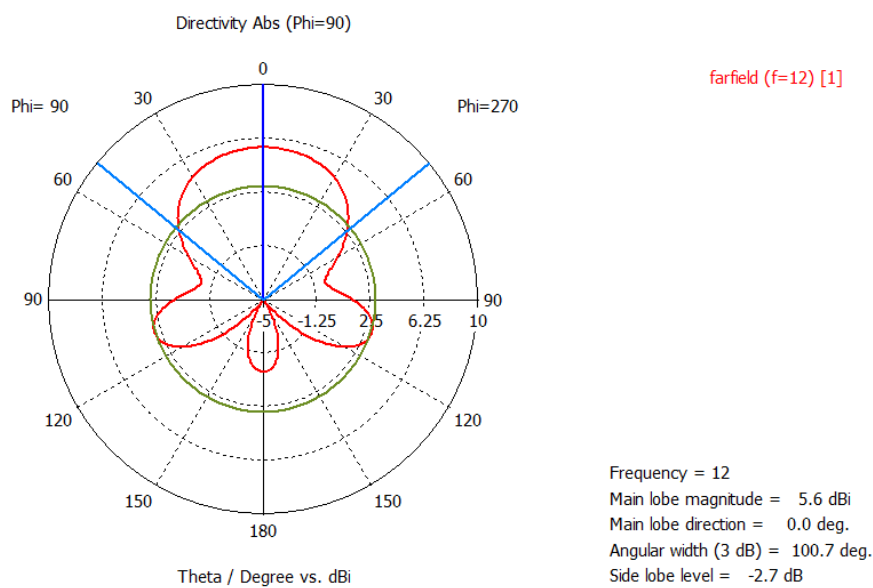
Přidáním prvního direktoru o délce ramena 7 mm do vzdálenosti $p_{d1} = 8$ mm (obr. 3.11) dojde ke zvětšení zisku ve směru šíření jak je patrné z obr. 3.13. Dojde však i ke zvětšení vyzařovacího úhlu. Jelikož je nutné vodivě propojit horní a spodní rameno direktoru, bude do struktury zaveden válcovitý prvek z materiálu PEC, který bude nahrazovat prokovený otvor. Jelikož vnitřní průměr má minimální vliv na výsledky výpočtu, nebude brán v úvahu a bude nahrazen plným válcem o průměru d_{via} , který odpovídá šířce prvku w_{d1} . Na obr. 3.12 je znázorněna závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f po přidání direktoru. Přidání direktoru nemělo vliv na polarizaci proudů ve struktuře (obr. 3.14).



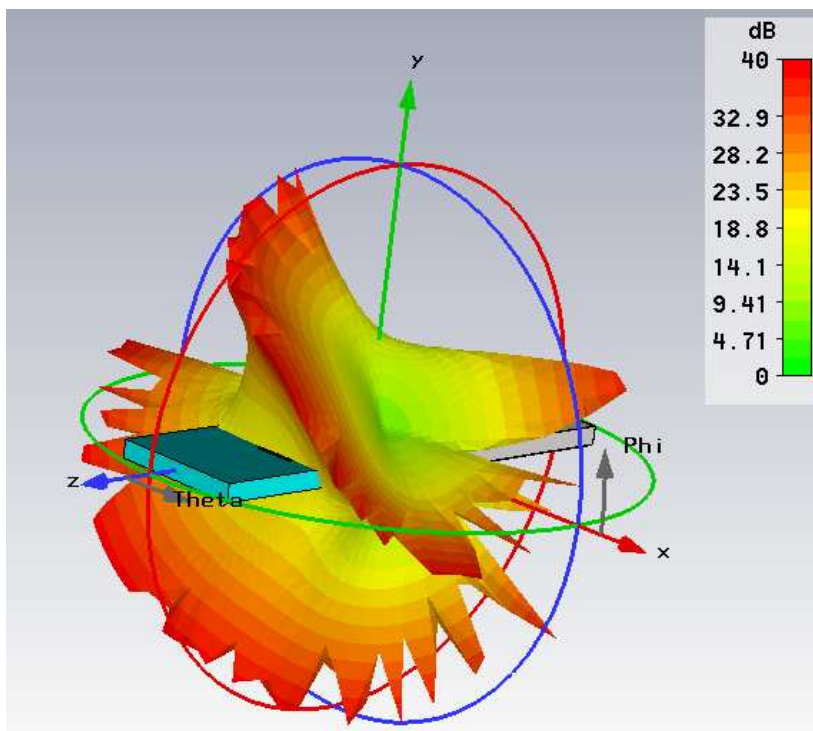
Obr. 3.11: Vzhled struktury po implementaci direktoru



Obr. 3.12: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f na direktoru

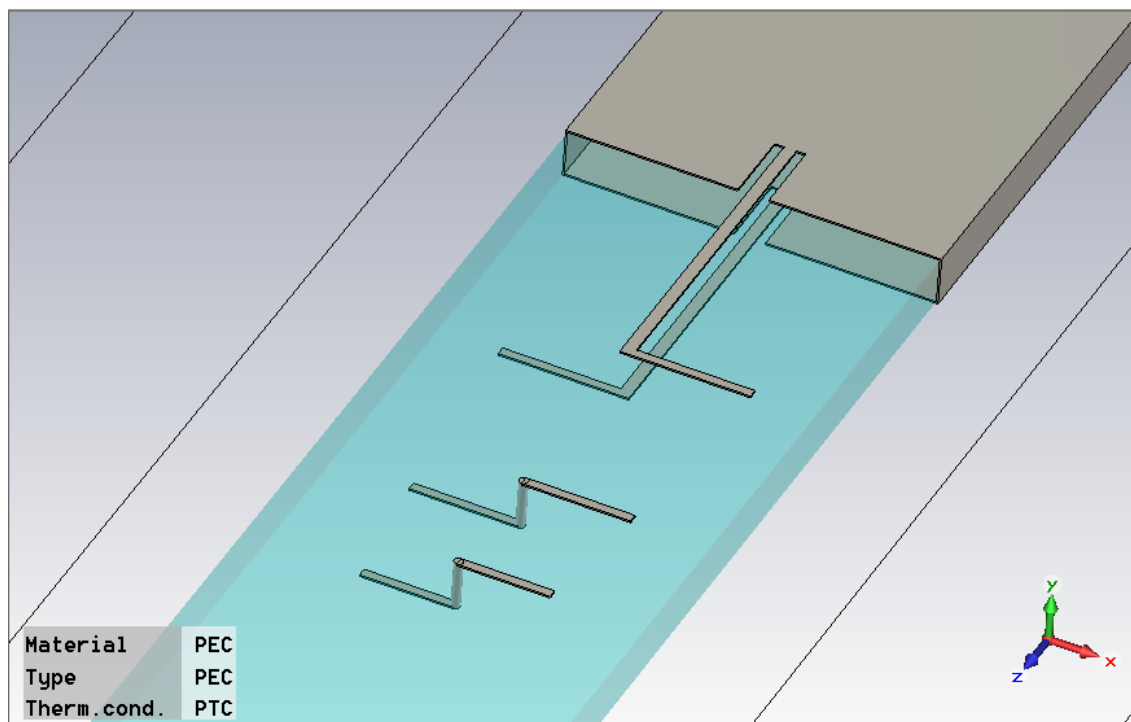


Obr. 3.13: Směrová charakteristika po implementaci direktoru



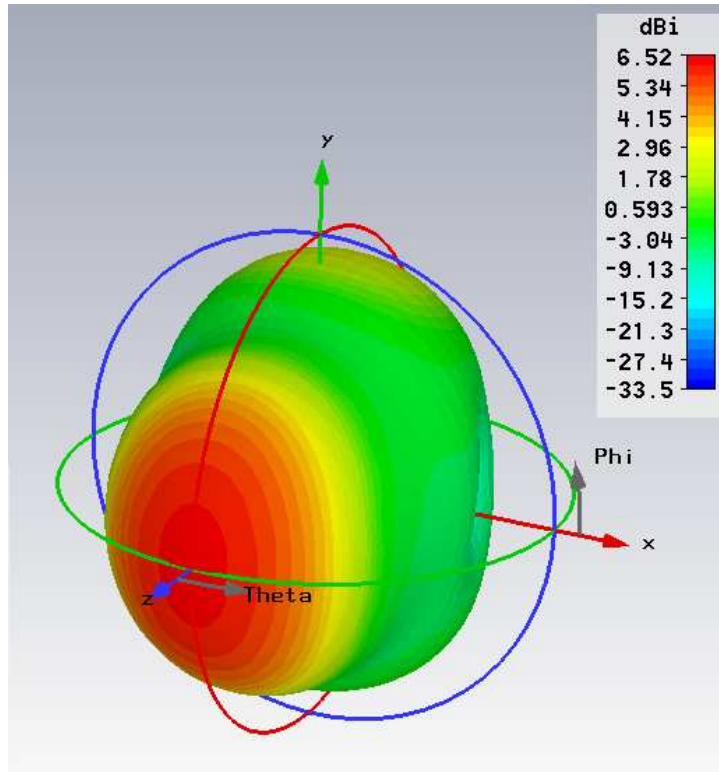
Obr. 3.14: Proudová polarizace ve struktuře s direktorem

Po přidání druhého direktoru (obr. 3.14), došlo k mírnému posunu rezonanční frekvence, a proto byla upravena délka mezery l_{mezera} z 3 mm na 2 mm. Tím opět došlo k impedančnímu přizpůsobení. Druhý direktor délky $l_{d2} = 6$ mm a šířky $w_{d2} = 0,3$ mm.

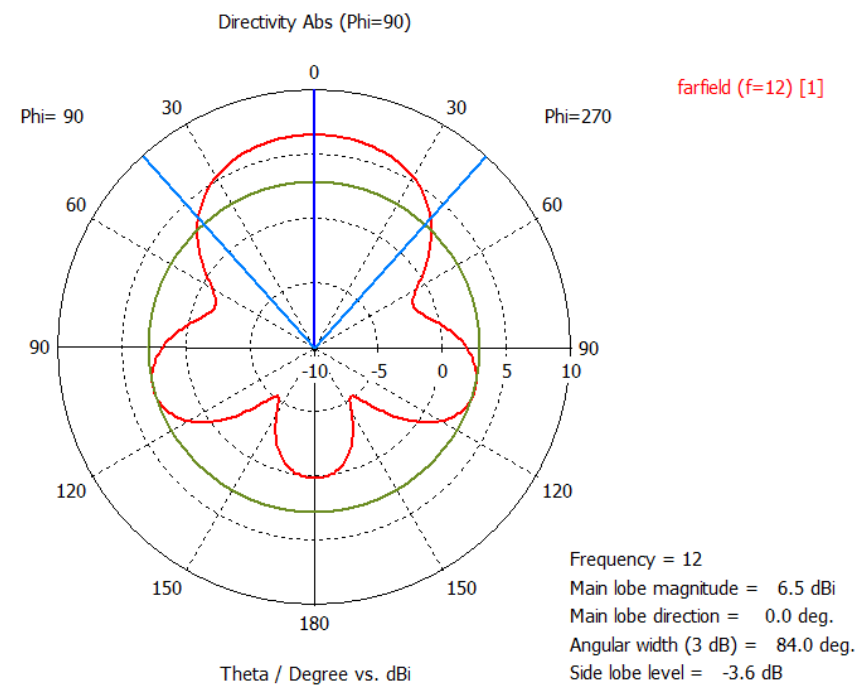


Obr. 3.15: Vzhled struktury se dvěma direktory

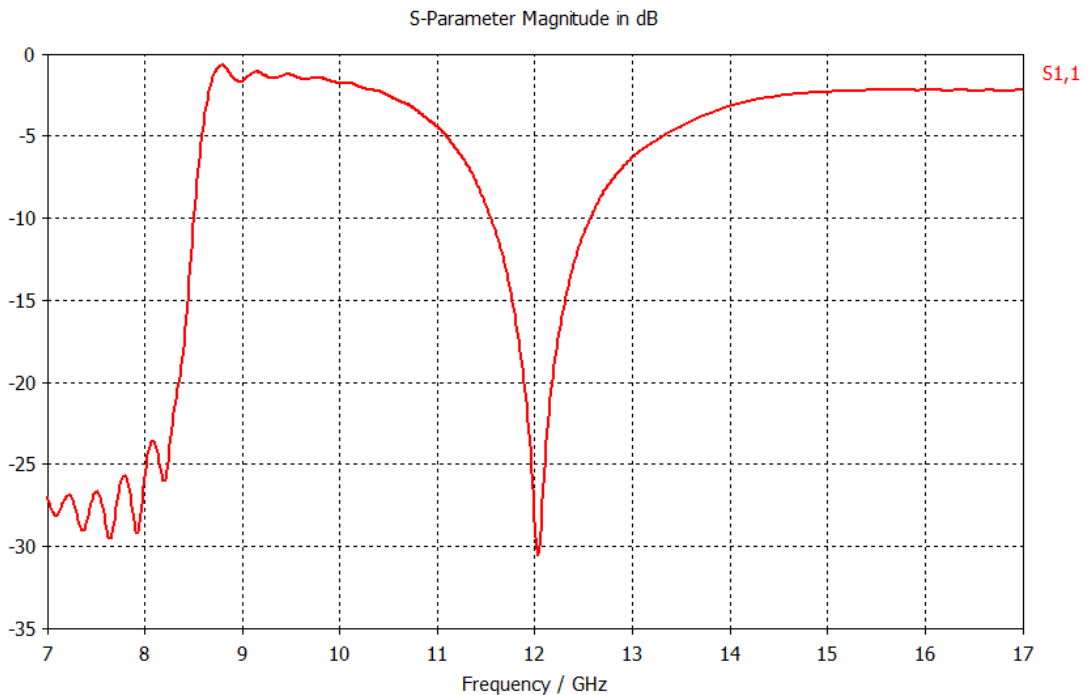
Jak je vidět z obr. 3.16 a obr. 3.17, maximální zisk antény vzrostl na 6,5 dB a vyzařovací úhel se zmenšil ze 101,7° na 84°. Došlo však ke zhoršení směrových vlastností ve směru -z. Míra činitele odrazu vykazuje cca -26 dB.



Obr. 3.16: Směrová charakteristika antény se dvěma direktory ve 3D zobrazení



Obr. 3.17: Směrová charakteristika struktury se dvěma direktory ve 3D zobrazení



Obr. 3.18: Závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci f na struktuře

3.3 Simulace anténních soustav

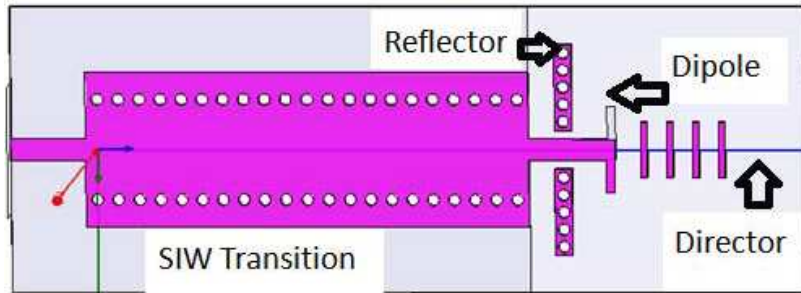
Kvůli zhoršujícím se vlastnostem předešlých anténních soustav a pro získání nejlepších směrových vlastností bylo provedeno několik dalších simulací na základě již vytvořených nebo simulovaných struktur. U jednotlivých struktur byly pozorovány zejména tyto parametry:

- impedanční přizpůsobení na 12 GHz
- směrová charakteristika
- zisk
- vyzařovací úhel
- typ použitého substrátu
- technologická realizace

3.3.1 Struktura s reflektorem

Tato anténní soustava byla v původním projektu navržena pro kmitočtové pásmo 41,5-43,5 GHz pro aplikace Q-LINKPAN, což je standard pro vysokorychlostní přenos dat na milimetrových vlnách. Anténa byla vyvíjena na substrátu Rogers Duroid® 5880 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,2$ a výškou $h = 0,254$ mm. V [7] je tato filtrová anténa napájena pomocí SIW, před kterým je umístěno mikropáskové vedení. Místo navázání

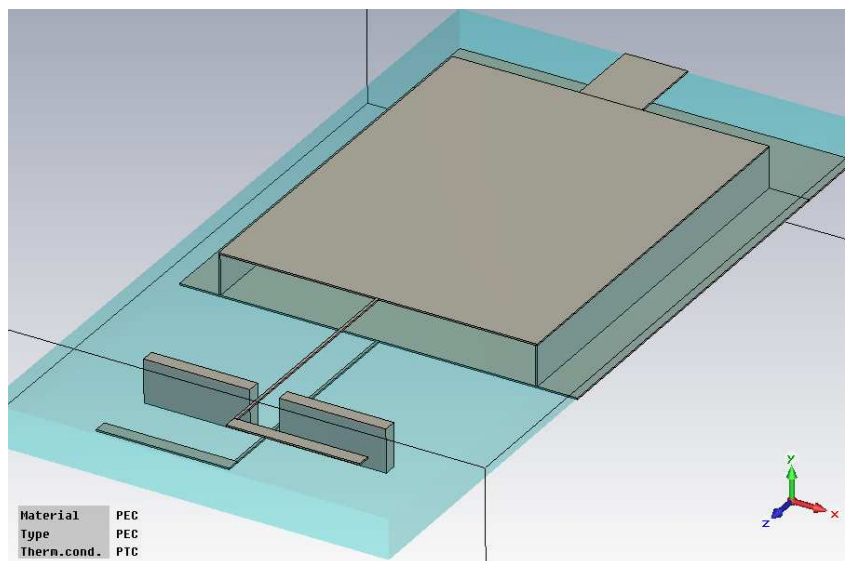
mikropáskového vedení na vlnovod je opatřeno mezerou, která slouží k impedančnímu přizpůsobení. SIW dále obsahuje filtrové struktury vytvořené pomocí prokůvů (obr. 3.19), které vodivě propojují horní vrstvu se zemnicí deskou. Navázání na dipól je opět provedeno pomocí mezery. Mezi dipól a vlnovod je umístěn reflektor a pomocí prokůvů je vodivě spojen s totožným obrazcem na spodní straně substrátu. Za dipólem následuje řada direktorů.



Obr. 3.19: Nákres filtrové antény napájené pomocí SIW (převzato z [7])

Délka dipólu je přibližně $0,5\lambda$. Zde je λ vlnová délka, která bere v úvahu účinek dielektrického substrátu. Navíc je kvůli okrajovému efektu délka dipólu o něco menší než $0,5\lambda$. Čím více se šířka dipólu zvětší, zmenší se jeho délka. Délka reflektoru se obvykle pohybuje mezi hodnotami $0,2\lambda$ a $0,45\lambda$. Výkon ve vysokofrekvenčním pásmu může být optimalizován snížením délek direktorů nebo změnou jejich počtu. Výkon v nízkofrekvenčním pásmu může být optimalizován zvětšením délky reflektoru [7].

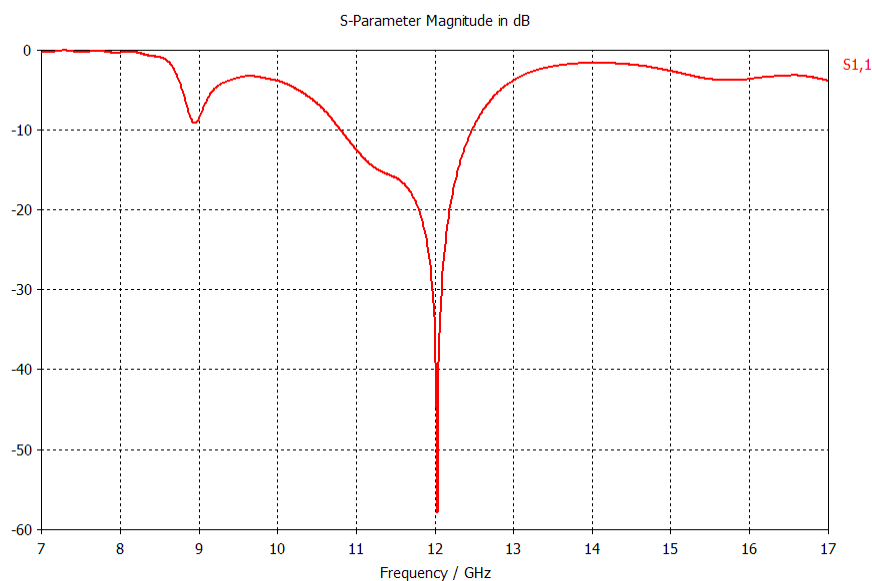
Návrh vychází z [7] a po impedančním přizpůsobení na substrátu CuClad 217® s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,17$ a výškou $h = 1,524$ mm. Z důvodu zkrácení doby výpočtu byly prokovy opět nahrazeny stěnou z PEC materiálu prostupujícího substrátem. Vzhled struktury je na obr. 3.20. Pro přehlednost jsou rozměry uvedeny v příloze B.2.



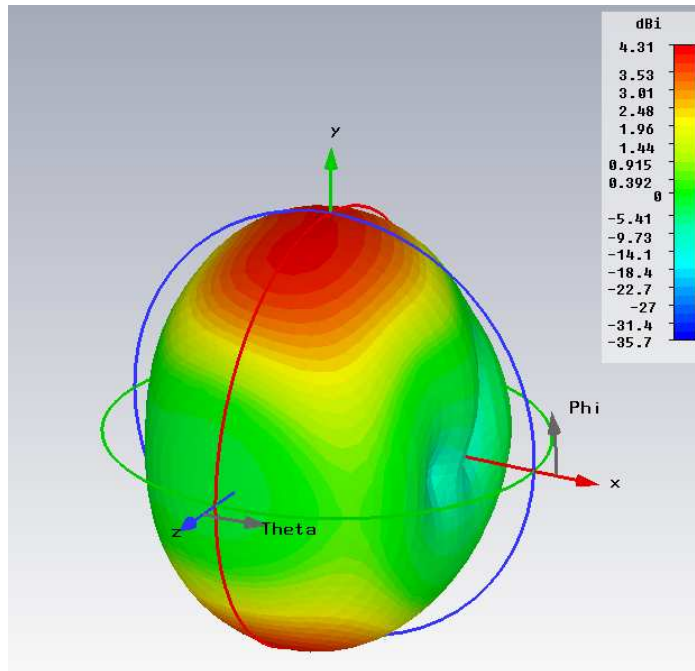
Obr. 3.20: Vzhled struktury s reflektorem

Rozměry struktury po modifikaci na 12 GHz: $L = 15$ mm, $L_{\text{sub}} = 30$ mm, $w = 12$ mm, $w_{\text{sub}} = 15$ mm, $l_{\text{pasek}} = 3$ mm, $w_{\text{pasek}} = 2.375$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 9$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 0,1$ mm, $l_{\text{dip}} = 5$ mm, $w_{\text{dip}} = 0,5$ mm, $l_{\text{ref}} = 4$ mm, $w_{\text{ref}} = 0,5$ mm, $t_{\text{ref}} = 0,5$ mm, $\rho_{\text{ref}} = 1,83$ mm.

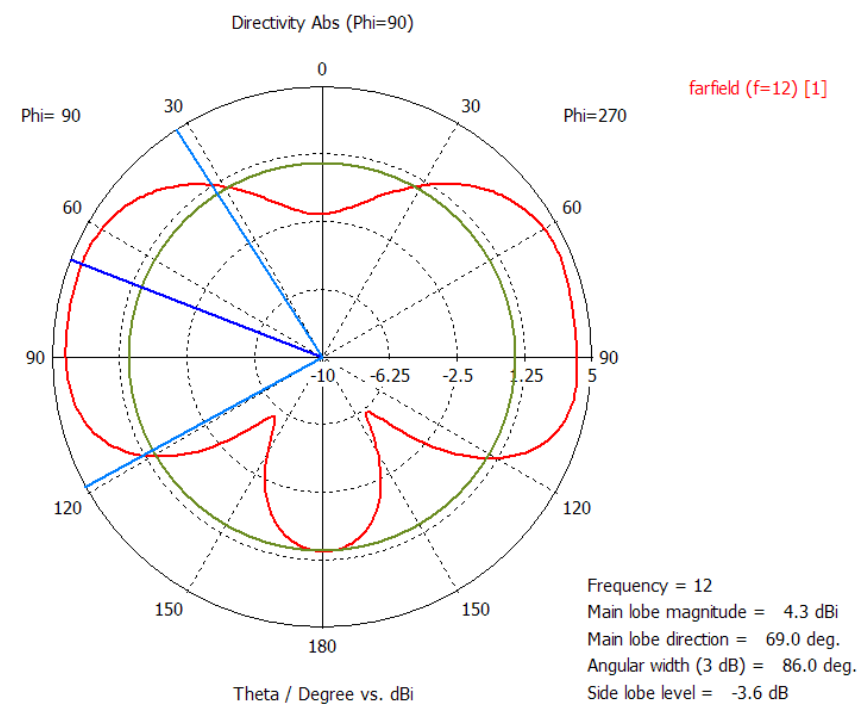
Parametr S_{11} na frekvenci v rozmezí 7-17 GHz dosahuje na požadovaném kmitočtu 12 GHz hodnotu -35,7 dB (viz obr. 3.21). V zobrazení směrové charakteristiky (viz obr. 3.22 a obr. 3.23) lze pozorovat, že anténa v tomto případě nepracuje správně a většina energie je orientována do nežádoucích směrů y a $-y$. Kvůli impedančnímu přizpůsobení bylo nutné snížit šířku pásky vedoucímu k dipólu na hodnotu 0,1 mm. Vzhledem k takto malému rozměru bychom se mohli potýkat s problémy při výrobě.



Obr. 3.21: Graf závislosti S_{11} na f struktury s reflektorem



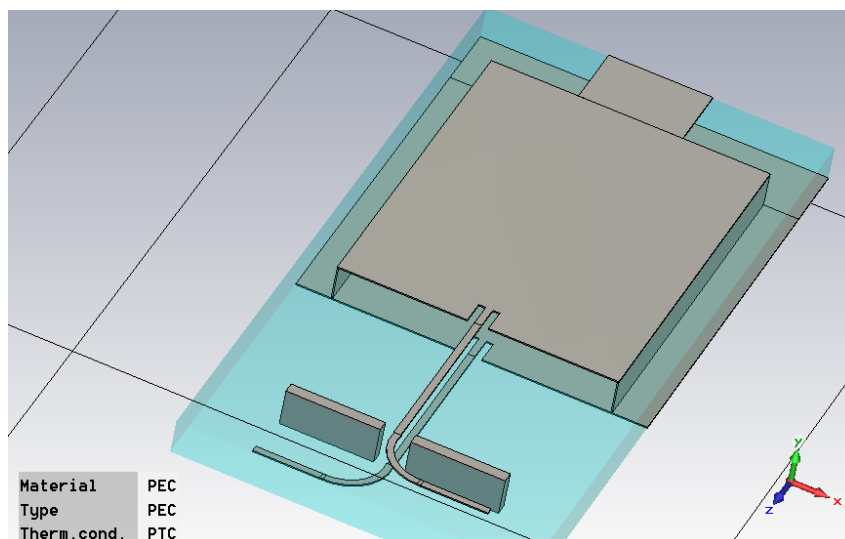
Obr. 3.22: 3D směrová charakteristika struktury s reflektorem



Obr. 3.23: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s reflektorem

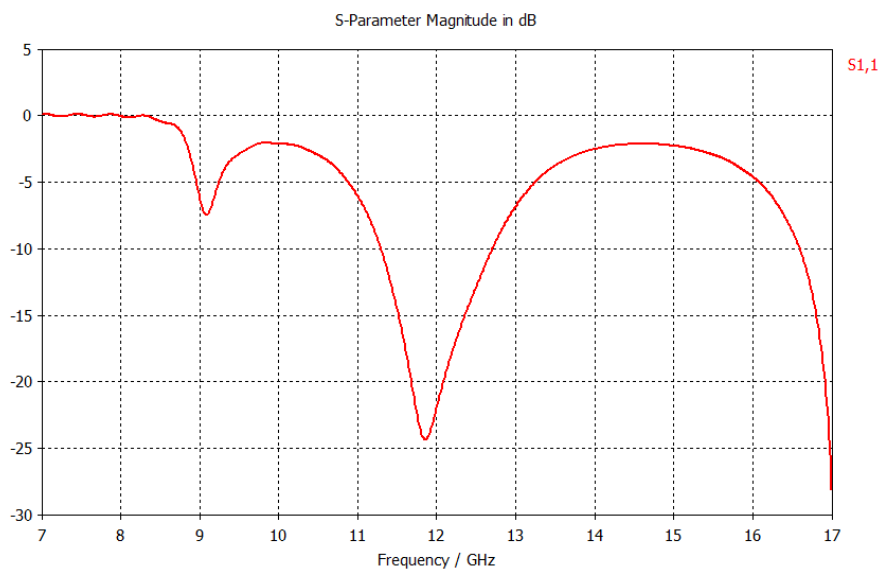
Kvůli možným ztrátám na pravouhlé části u dipólu byla na stejném substrátu později simulována struktura zaoblená právě v místě „zalomení“ dipólu. Kvůli impedančnímu přizpůsobení musely být některé rozměry změněny a bylo nutné zavést v místě přechodu vlnod-pásek mezeru. Reflektor je opět vytvořen přes celou výšku substrátu (viz obr. 3.24). $L = 15$ mm, $L_{\text{sub}} = 30$ mm, $w = 12$ mm, $w_{\text{sub}} = 15$ mm,

$l_{\text{pasek}} = 3 \text{ mm}$, $w_{\text{pasek}} = 4.5 \text{ mm}$, $l_{\text{dpasek}} = 9.8 \text{ mm}$, $w_{\text{dpasek}} = 0.3 \text{ mm}$, $l_{\text{dip}} = 5 \text{ mm}$,
 $w_{\text{dip}} = 0.3 \text{ mm}$, $l_{\text{ref}} = 4 \text{ mm}$, $w_{\text{ref}} = 0.5 \text{ mm}$, $t_{\text{ref}} = 0.5 \text{ mm}$, $p_{\text{ref}} = 1.83 \text{ mm}$,
 $l_{\text{mezera}} = 1.1 \text{ mm}$, $w_{\text{mezera}} = 0.3 \text{ mm}$, $r_{\text{dip}} = 2 \text{ mm}$.

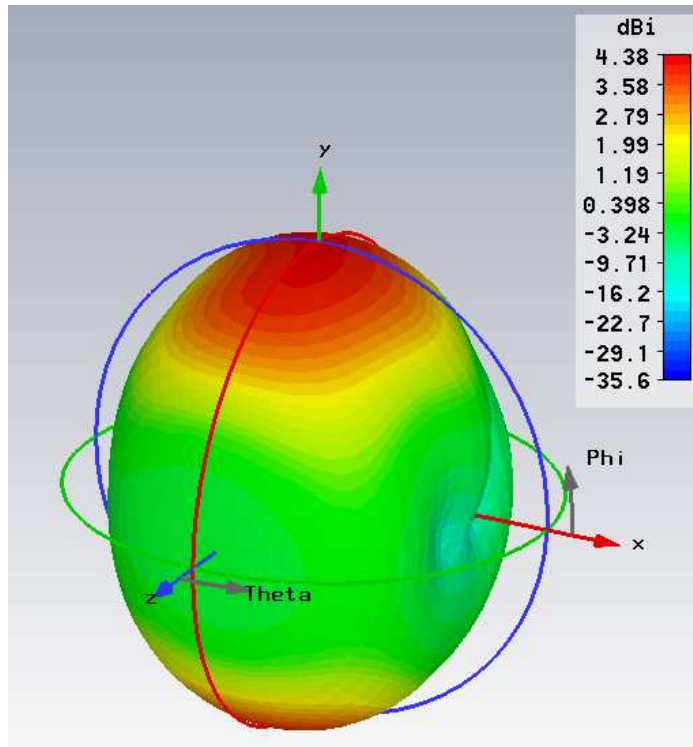


Obr. 3.24: Vzhled struktury se zaobleným dipólem

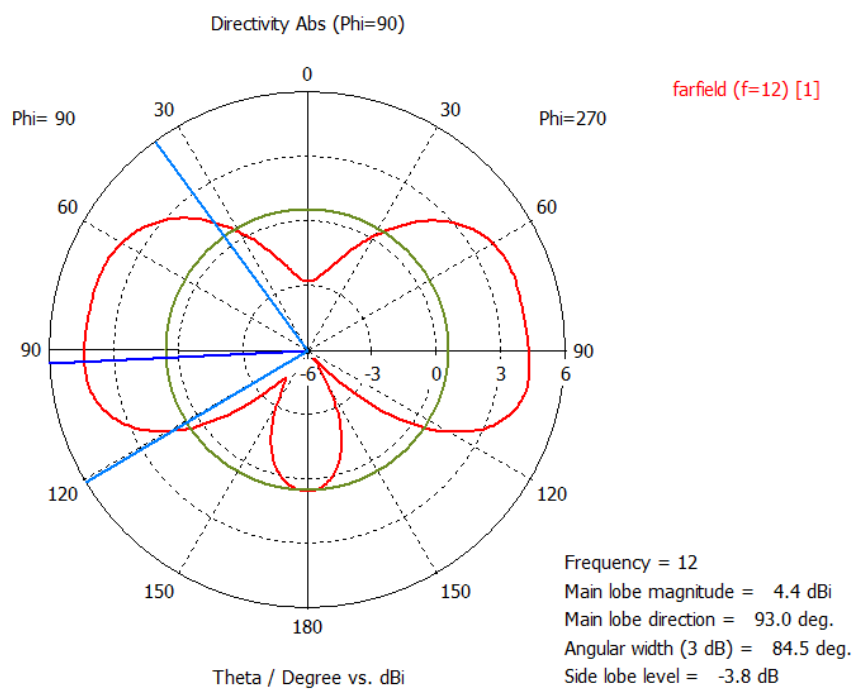
Parametr S_{11} dosáhl na frekvenci 12 GHz na hodnotu -22 dB (viz obr. 3.25), avšak ke zlepšení situace v rámci směrové charakteristiky nedošlo (viz obr. 3.26 a 3.27).



Obr. 3.25: Graf závislosti S_{11} na f struktury se zaobleným dipólem



Obr. 3.26: 3D směrová charakteristika struktury se zaobleným dipólem

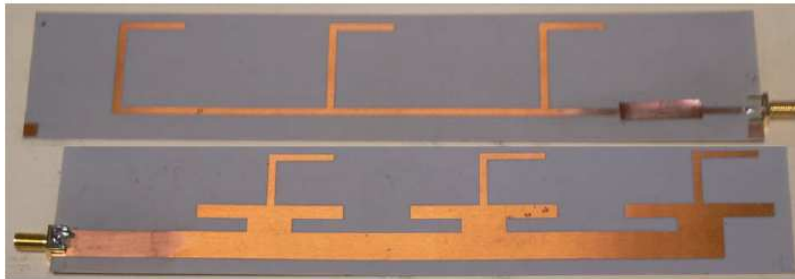


Obr. 3.27: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury se zaobleným dipólem

3.3.2 Struktura s „T“ reflektorem

Další řešení problematiky návrhu anténní soustavy vychází z [8]. Toto řešení bylo určeno pro pracovní kmitočet 3 GHz na substrátu s relativní permitivitou $\epsilon_r = 10,2$. Anténa je koncipována s reflektorem na horní straně substrátu vodivě spojeným s mikropáskovým vedením navazující na ústí SIW.

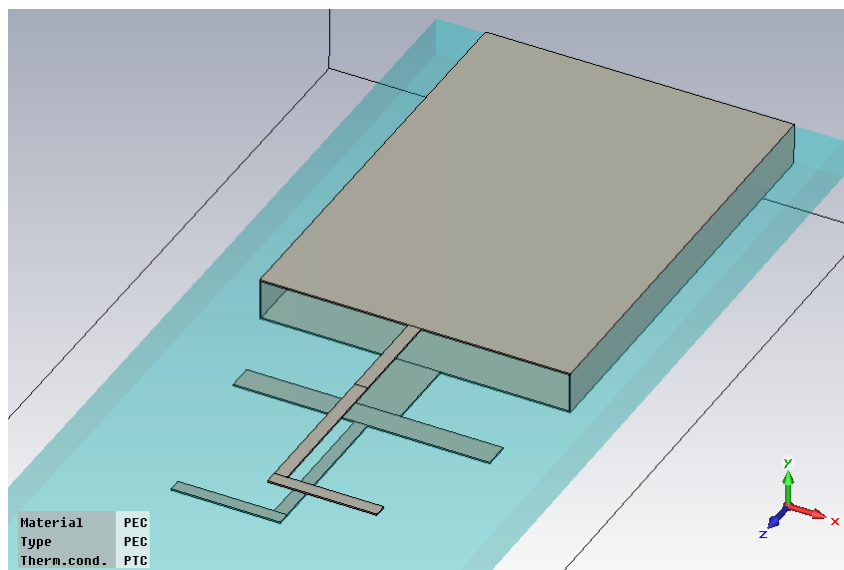
Podle [8] je sice použití planárního dipólu na horní straně substrátu a reflektoru na spodní straně substrátu bez použití mikropáskového vedení možné, ale návrh napájení takové struktury je složitý a při provozu antény by vznikl nevyvážený stav. Z [8] vyplývá, že tento problém lze vyřešit právě vytvořením mikropáskového vedení s jedním ramenem dipólu na horní straně substrátu a širším zemnicím páskem společně s reflektorem a druhým ramenem dipólu na spodní straně substrátu. V tomto případě vidíme na obrázku pole tří zářičů (viz obr. 3.28).



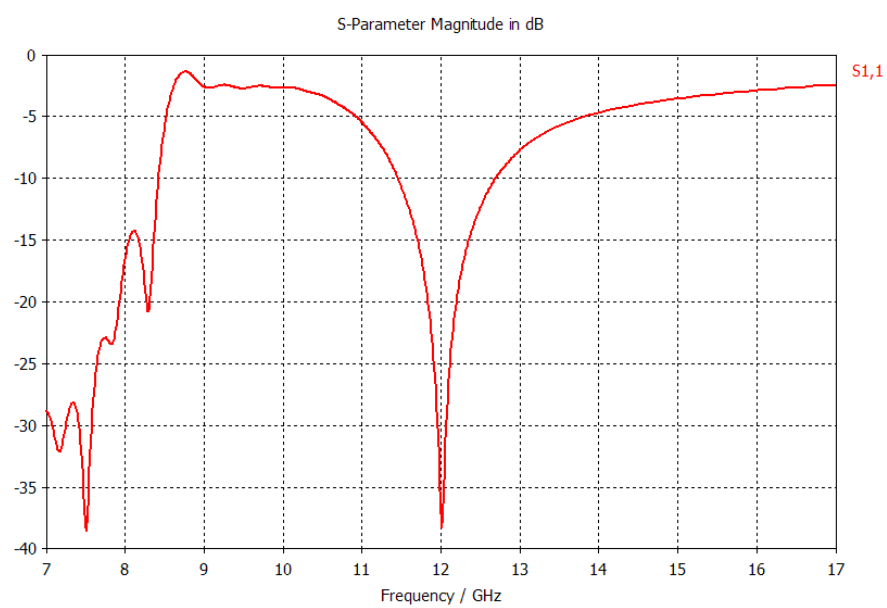
Obr. 3.28: Pole antén s reflektorem (převzato z [8])

Model byl opět vytvořen na 1,524 mm vysokém substrátu CuClad 217® s $\epsilon_r = 2,17$ a kvůli zkrácení doby výpočtu byly prokovy nahrazeny obdélníkovou stěnou z PEC materiálu (viz obr. 3.29). V návrhu se objevují nové veličiny reprezentující délku pásku k reflektoru na spodní straně substrátu l_{rpasek} a jeho šířku w_{rpasek} . Rozměry modelu jsou: $L = 17$ mm, $L_{\text{sub}} = 40$ mm, $w = 12$ mm, $w_{\text{sub}} = 16$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 10$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 0,5$ mm, $l_{\text{dip}} = 4$ mm, $w_{\text{dip}} = 0,5$ mm, $l_{\text{ref}} = 10$ mm, $w_{\text{ref}} = 1$ mm, $l_{\text{rpasek}} = 3$ mm, $w_{\text{rpasek}} = 2$ mm.

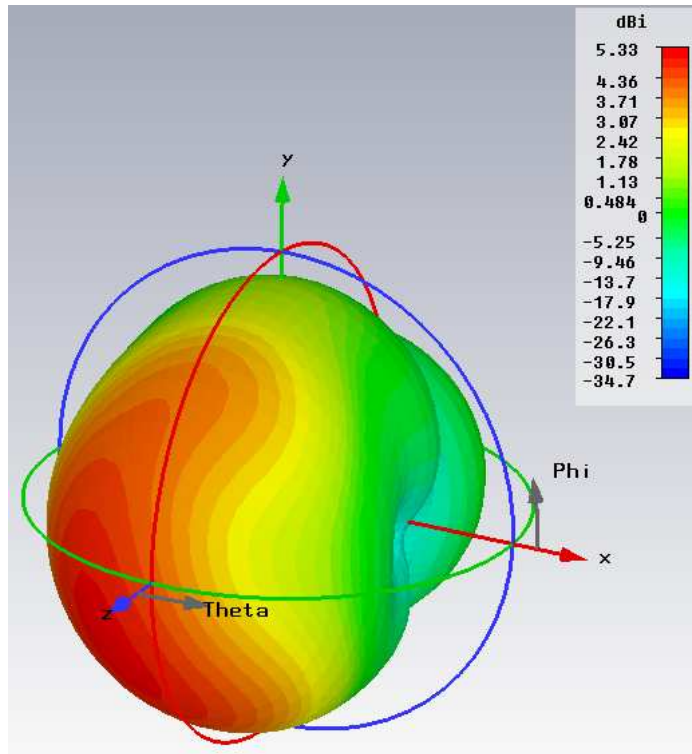
Vhodným nastavením rozměrů reflektoru, pásku vedoucímu k reflektoru, dipólu a pásku vedoucímu k dipólu bylo u S_{11} na kmitočtu 12 GHz dosaženo hodnoty -37,2 dB (viz obr. 3.30). V trojrozměrném vyobrazení směrové charakteristiky (viz obr. 3.31) lze vidět, že maximální zisk v hlavním laloku je 5,33 dBi. Pravděpodobně vinou uspořádání struktury na spodní straně substrátu, dochází k natočení hlavního laloku v úhlu 32° od požadovaného směru šíření (0°) osy z. Vyzařovací úhel činí 135,2° (viz obr. 3.32).



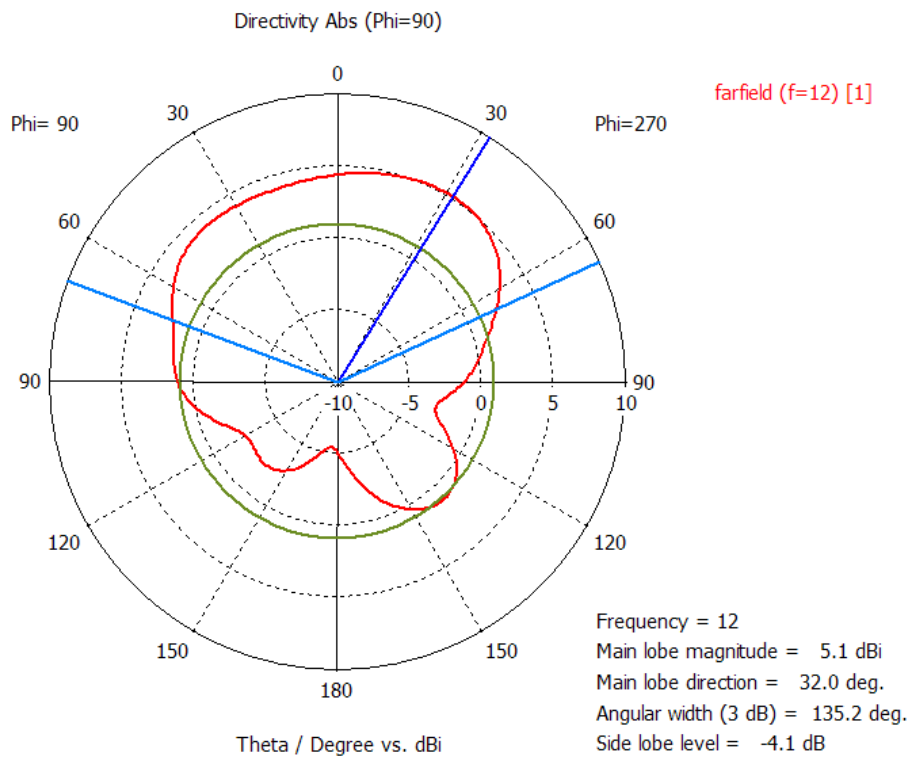
Obr. 3.29: Vzhled struktury s „T“ reflektorem



Obr. 3.30: Graf závislosti S_{11} na f struktury s „T“ reflektorem



Obr. 3.31: 3D směrová charakteristika struktury s „T“ reflektorem



Obr. 3.32: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s „T“ reflektorem

3.3.3 Struktura s Vivaldiho anténou

Další model anténní soustavy vychází z návrhu pro širokopásmové aplikace v rozmezí 8-12 GHz uvedeného v [9]. Anténa je vyrobena na substrátu Rogers® 4003C s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,4$, ztrátovým činitelem $\tan \delta = 0,0027$ a výškou 0,508 mm.

Vivaldiho anténa je vynález vyvinutý pro zlepšení vlastností dosud známých antén. Jedná se o širokopásmovou anténu, která je součástí skupin Vivaldiho, šterbinových antén a antén se zakřivením. Exponenciální tvar zářiče byl původně přizpůsoben pro požadavky na konstantní vyzařovací úhel, který by mohl pokrýt frekvenční pásmo 2-20 GHz [10].

Pokud bychom pro širokopásmovou Vivaldiho anténu chtěli vypočítat šířku rozměru v místě, kde jsou ramena zářiče nejdále od sebe w_{viv} , postupovali bychom následovně [11] pomocí (14):

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f_{\min}}, \quad (14)$$

kde λ_g je délka vlny ve vlnovodu, c je rychlost světla ve vakuu, ϵ_r je relativní permitivita substrátu a f_{\min} je minimální pracovní kmitočet. Odtud lze vypočítat maximální šířku (15):

$$w_{vivmax} = \frac{\lambda_g}{2}, \quad (15)$$

kde w_{vivmax} je maximální vzdálenost zářičů Vivaldiho antény v nejbližším bodě. Následuje výpočet minimální šířky (16):

$$w_{vivmin} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f}, \quad (16)$$

kde w_{vivmin} je minimální vzdálenost zářičů Vivaldiho antény v nejbližším bodě a f je střední pracovní frekvence.

Exponenciální zakřivení antény je odpovědné za jeho širokopásmové vlastnosti a může být popsáno pomocí rovnic (17) až (19), které se vztahují k bodu $P_1 (x_1, y_1)$ a $P_2 (x_2, y_2)$ [12]:

$$f(x) = c_1 \cdot e^{Rx} + c_2, \quad (17)$$

kde R je míra otevření a veličiny c_1 a c_2 jsou konstanty dle (18) a (19):

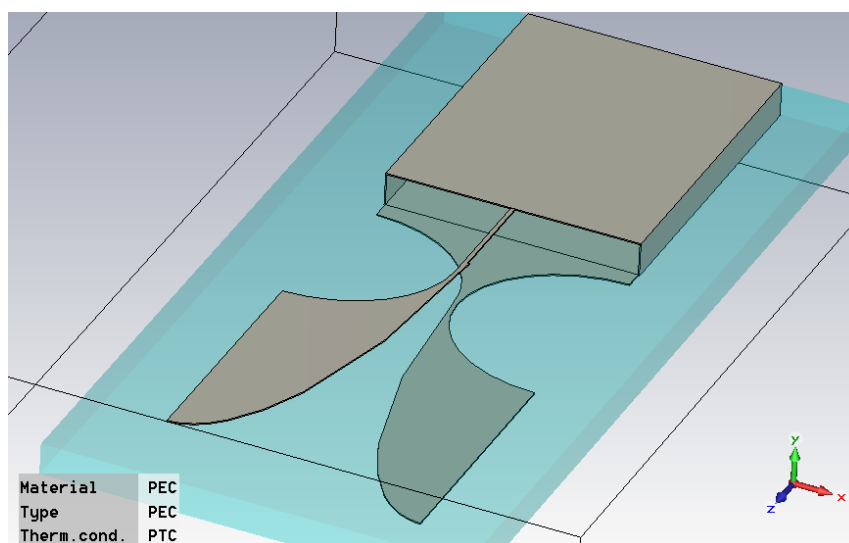
$$c_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}, \quad (18)$$

kde veličiny x_n a y_n jsou souřadnice bodu P_n .

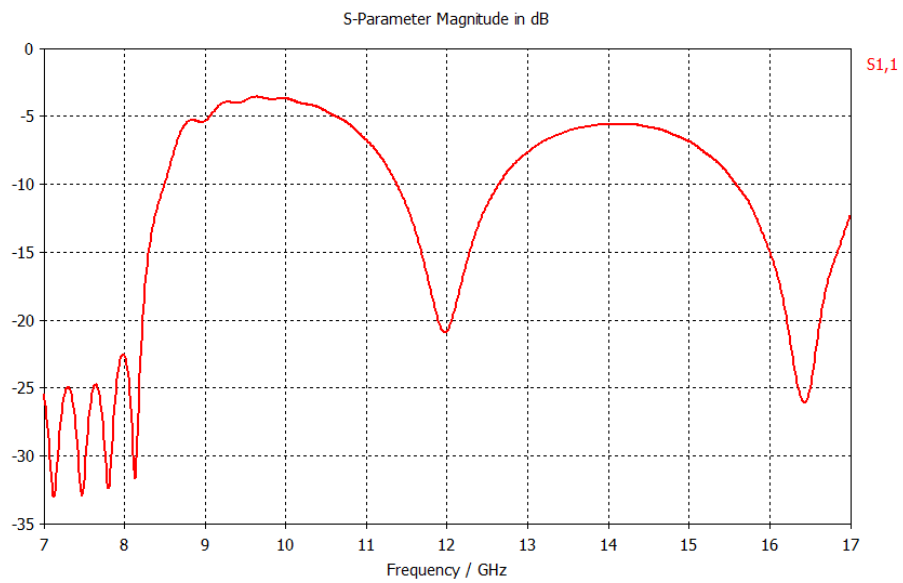
$$c_2 = \frac{y_2 e^{Rx_2} - y_1 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}, \quad (19)$$

Zavedeme veličiny vnitřní poloměr zakřivení zářiče r_{vivin} , vnější poloměr zakřivení zářiče r_{vivout} a poloměr charakterizující vzdálenost mezi body P_1 a P_2 ve směru osy z , $r_{\text{vivzakriv}}$. Jelikož návrh křivky definované exponenciální funkcí je náročný, byl tvar této křivky vytvořen pomocí části křivky elipsy popsané pomocí poloměrů r_{vivout} a $r_{\text{vivzakriv}}$. Výsledné rozměry struktury jsou: $L = 15$ mm, $L_{\text{sub}} = 42$ mm, $w = 12$ mm, $w_{\text{sub}} = 20$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 3$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 0,9$ mm, $r_{\text{vivin}} = 5$ mm, $r_{\text{vivout}} = 5,9$ mm, $r_{\text{vivzakriv}} = 17,8$ mm (obr. 3.33). Substrátem je opět materiál CuClad 217® s výškou 1,524 mm. Pro lepší představu jsou rozměry uvedeny v příloze B.3.

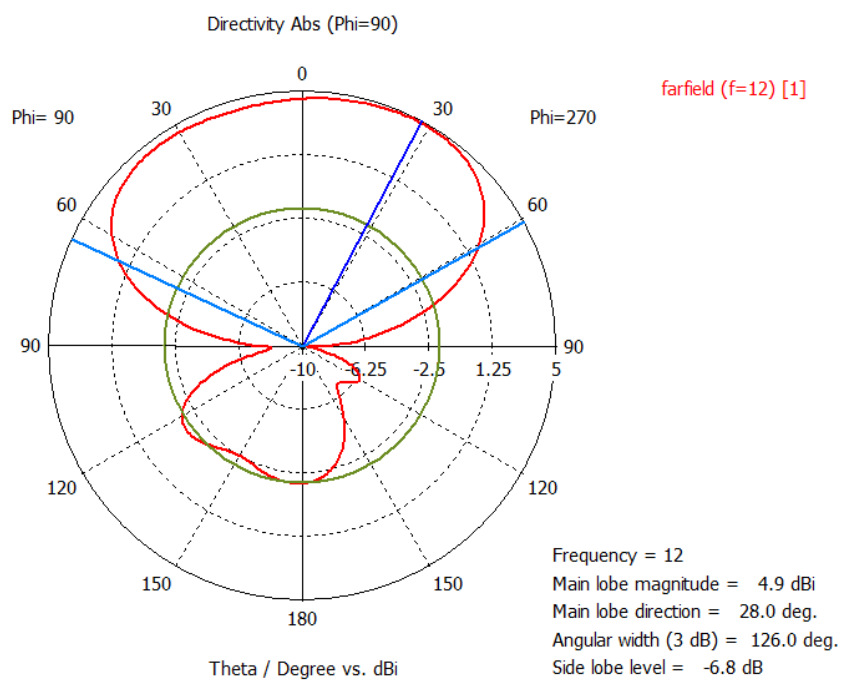
Výsledná charakteristika S_{11} parametru je vykreslena v obr. 3.34. Na kmitočtu 12 GHz je hodnota -20,8 dB. Ze směrové charakteristiky je zřejmé, že hlavní lalok je opět vychýlen z požadovaného směru šíření (obr. 3.35). Další rezonanční kmitočet je na frekvenci 16,4 GHz, avšak z obr. 3.36 vyplývá, že ani zde není směrová charakteristika ideální.



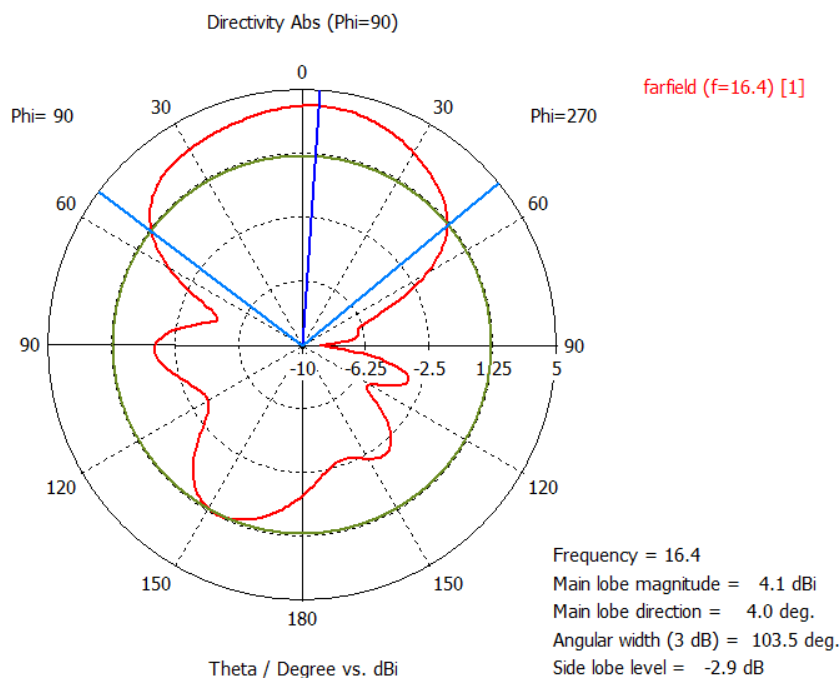
Obr. 3.33: Vzhled struktury s Vivaldiho anténou



Obr. 3.34: Graf závislosti S_{11} na f struktury s Vivaldiho anténou



Obr. 3.35: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s Vivaldiho anténou na 12 GHz



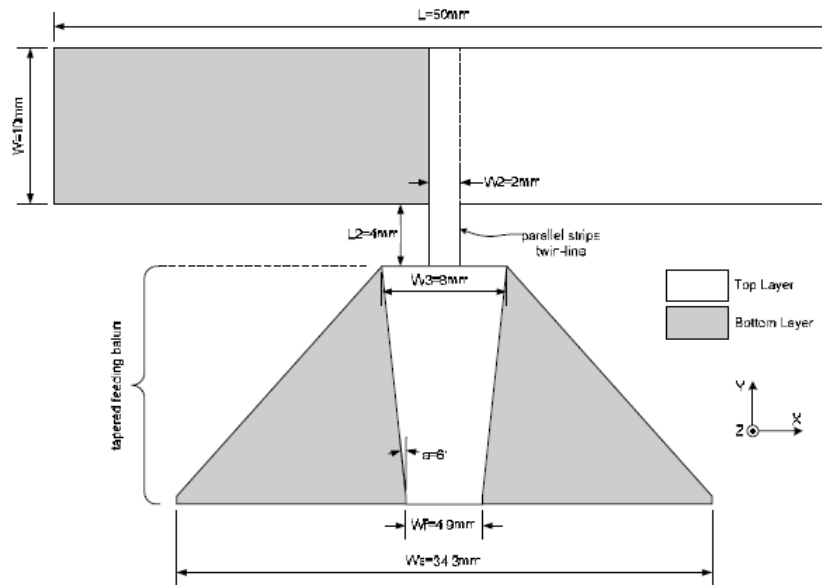
Obr. 3.36: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s Vivaldiho anténou na 16,4 GHz

3.3.4 Struktura s přizpůsobovacím členem

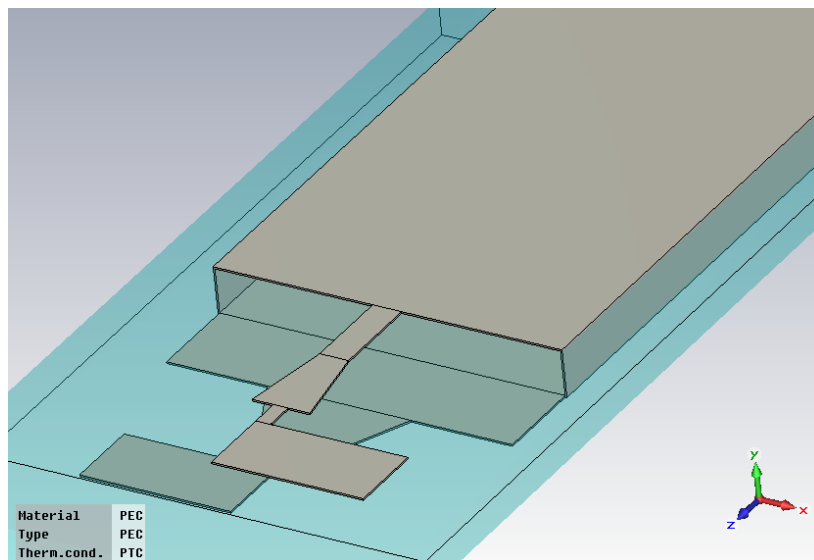
Navrhovaný proces optimalizace zahrnuje návrh zářiče (plochého dipólu) a návrh optimalizace transformačního prvku, tzv. „balun“ (z angl. balance-unbalance), pro tento typ zářiče. Tento přizpůsobovací článek bude odpovídat nesymetrickému koaxiálnímu konektoru napájející symetrický zářič, jehož vlastnosti jsou velmi důležité pro konečné vlastnosti antény. Optimální výkon je dosažen díky provedení studie o každé fázi návrhu [13].

Vzhled zářiče s balun prvkem je vyobrazen na obr. 3.37. Navázání na vlnovod a mikropáskové vedení je opět znázorněno na obr. 3.38. Veličina l_{balun} udává délku přizpůsobovací struktury, veličina w_{balundip} charakterizuje šířku struktury v místě, kde přechází k pásku vedoucímu k dipólu na obou stranách substrátu. Veličina w_{balungnd} udává šířku rozměru v místě přechodu na zemnicí vrstvu na spodní straně substrátu. Pro představu jsou nové rozměry opět znázorněny v příloze B.4. Na horní straně je stejný parametr roven šířce mikropáskového vedení w_{dpasek} vedoucího k SIW. Rozměry: $L = 20$ mm, $L_{\text{sub}} = 35$ mm, $w = 12$ mm, $w_{\text{sub}} = 16$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 1$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 0,5$ mm, $l_{\text{dip}} = 5$ mm, $w_{\text{dip}} = 2,5$ mm, $l_{\text{pasek}} = 3$ mm, $w_{\text{pasek}} = 1$ mm, $l_{\text{balun}} = 3$ mm, $w_{\text{balundip}} = 2$ mm, $w_{\text{balungnd}} = 5$ mm.

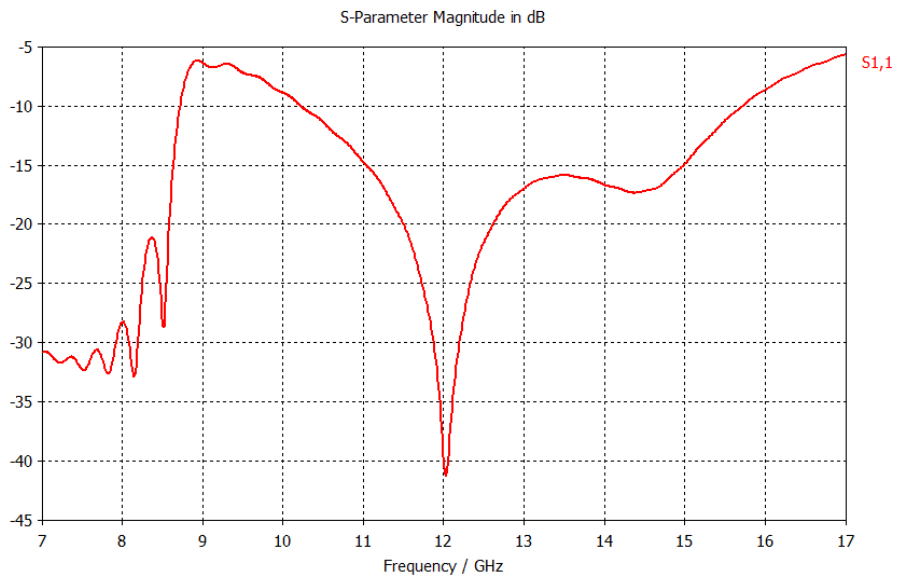
Hodnota S_{11} parametru na požadovaném kmitočtu 12 GHz je -38 dB (viz obr. 3.39). Hlavní lalok je opět vybočen od požadovaného směru šíření o 55° (viz obr. 3.40). Maximální zisk má v maximu hodnotu 4,7 dBi a vyzářovací úhel dosahuje hodnoty 162° . Zpětný lalok má v maximu zisk cca 1 dBi (viz obr. 3.41).



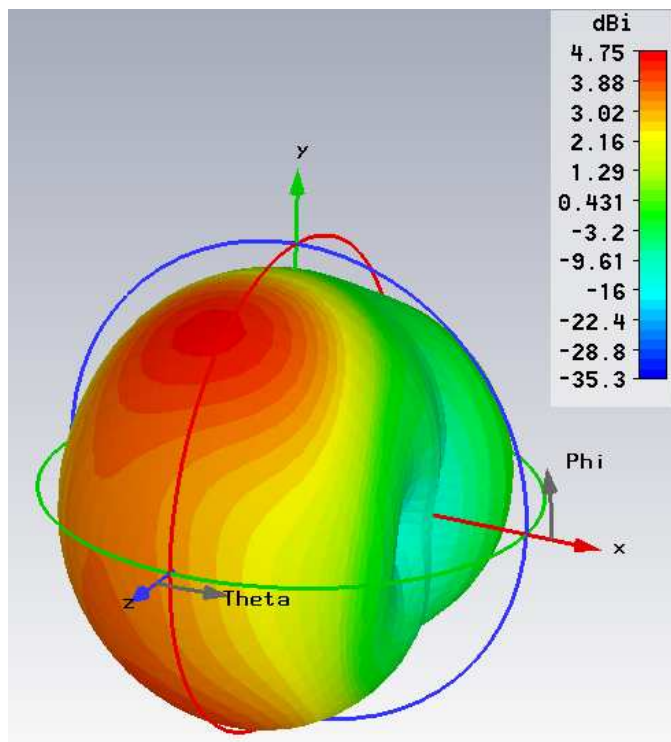
Obr. 3.37: Uspořádání „balun“ prvku (převzato z [13])



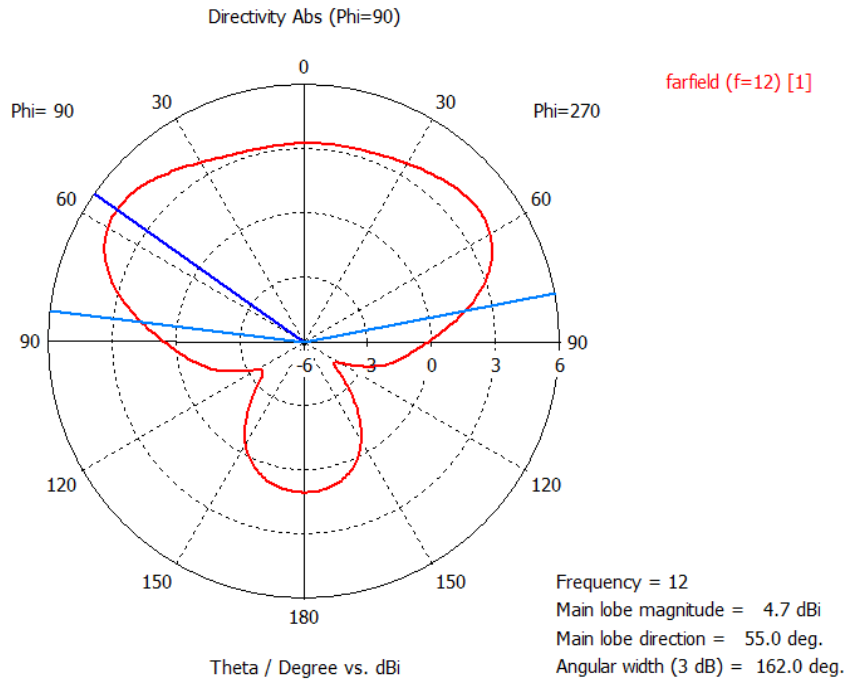
Obr. 3.38: Vzhled struktury s „balun“ článkem



Obr. 3.39: Graf závislosti S_{11} na f struktury s „balun“ článkem



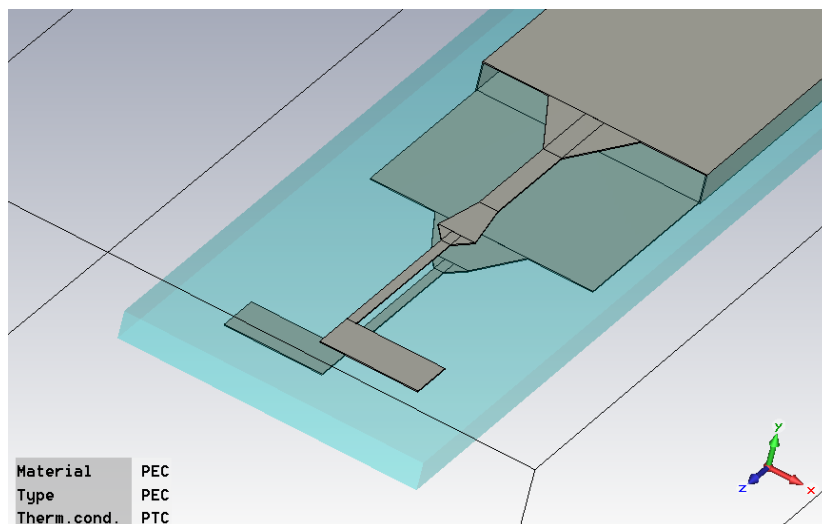
Obr. 3.40: 3D směrová charakteristika struktury s „balun“ článkem



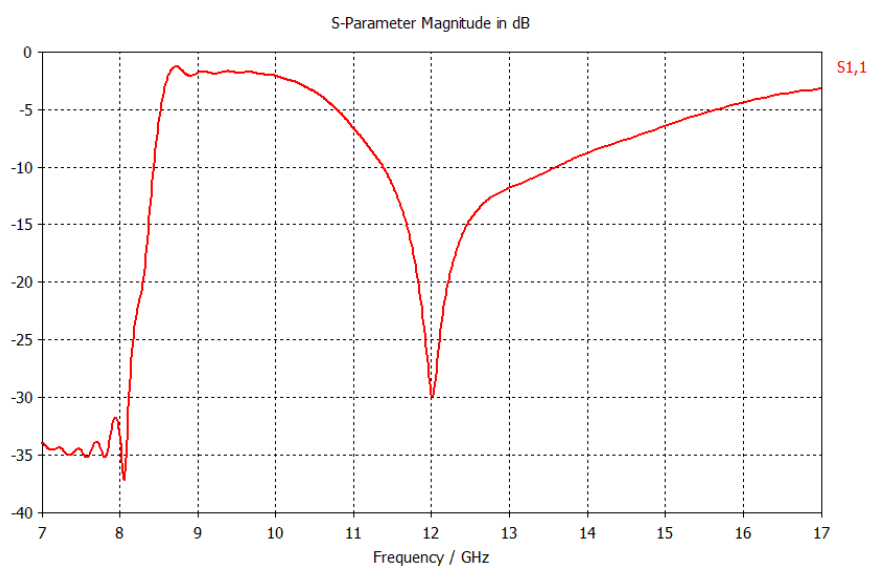
Obr. 3.41: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s „balun“ článkem

Jelikož docházelo k poměrně velkým ztrátám v místě přechodu SIW-mikropásek a právě na „balun“ prvku, byly v těchto místech do struktury pokusně implementovány lichoběžníkové přechody. Přechod SIW-mikropásek má délku $l_{\text{prechsiw}} = 4$ mm a šířku v místě blízkosti vlnovodu $w_{\text{prechsiw}} = 5$ mm. Přechod v místě „balun“ prvku má délku $l_{\text{prechbal}} = 1$ mm. Ostatní rozměry vyplývají z rozměrů prvků, na které navazují. Rozměry: $L = 30$ mm, $L_{\text{sub}} = 60$ mm, $w = 12$ mm, $w_{\text{sub}} = 16$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 8,8$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 0,5$ mm, $l_{\text{dip}} = 5$ mm, $w_{\text{dip}} = 2,5$ mm, $l_{\text{pasek}} = 6$ mm, $w_{\text{pasek}} = 1$ mm, $l_{\text{balun}} = 3$ mm, $w_{\text{balundip}} = 2$ mm, $w_{\text{balungnd}} = 5$ mm (viz obr. 3.42).

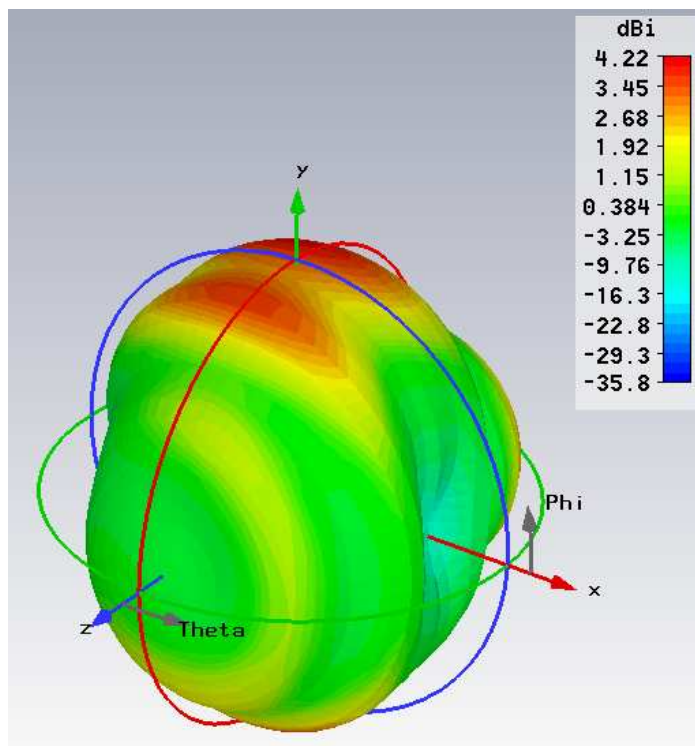
Parametru S_{11} má na kmitočtu 12 GHz hodnotu -29,9 dB (obr. 3.43). Z obr. 3.44 a obr. 3.45 plyne, že ke zlepšení situace nedošlo.



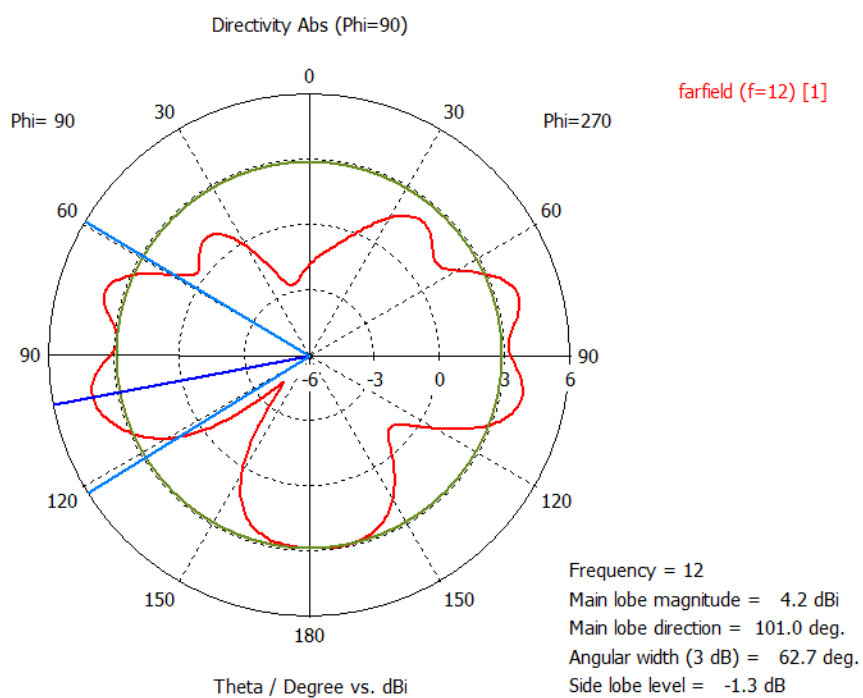
Obr. 3.42: Vzhled struktury „balun“ s přechodem



Obr. 3.43: Graf závislosti S_{11} na f struktury „balun“ + přechod



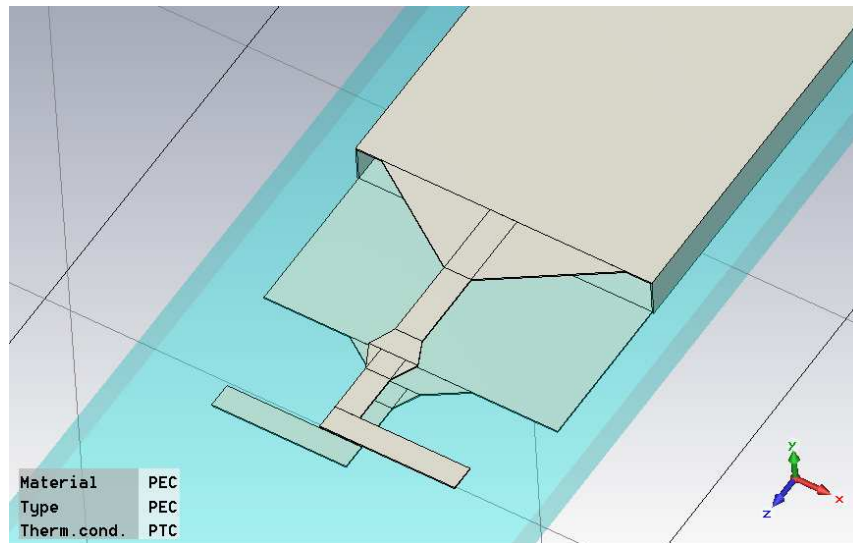
Obr. 3.44: 3D směrová charakteristika struktury „balun“ + přechod



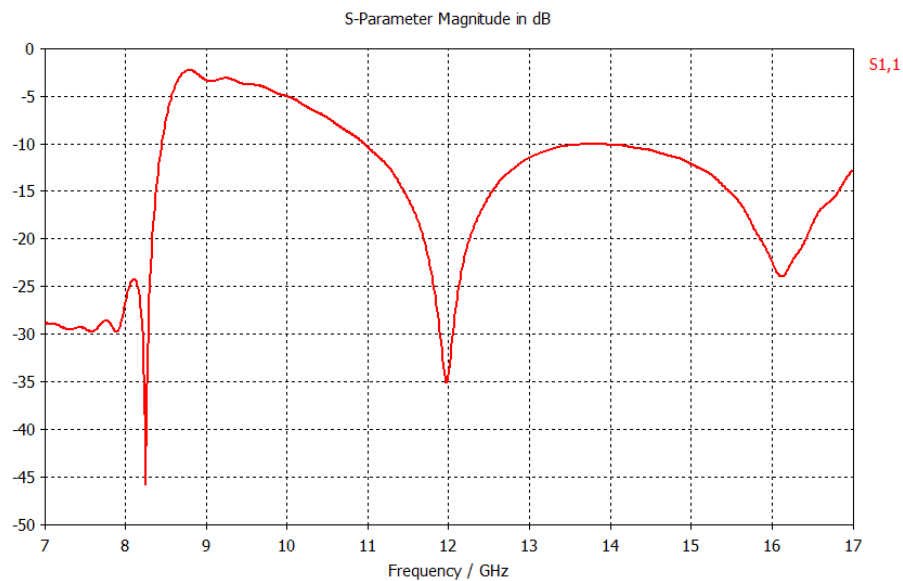
Obr. 3.45: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury „balun“ + přechod

Při změně rozměrů z předešlého modelu na: $L = 30$ mm, $L_{\text{sub}} = 60$ mm, $w = 12$ mm, $w_{\text{sub}} = 16$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 2$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 1$ mm, $l_{\text{dip}} = 5$ mm, $w_{\text{dip}} = 1$ mm, $l_{\text{pasek}} = 3,2$ mm

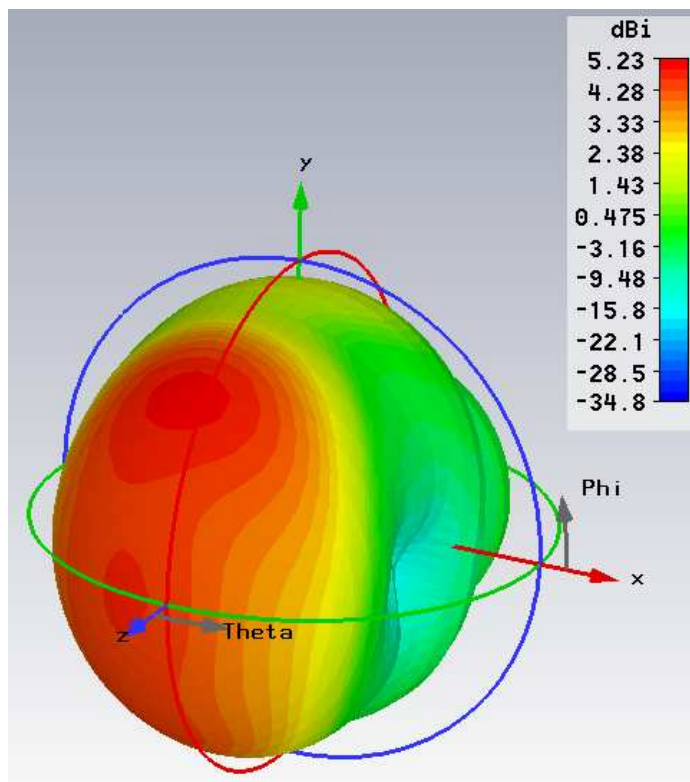
(bez přechodu) , $w_{\text{pasek}} = 1,1 \text{ mm}$, $l_{\text{balun}} = 1 \text{ mm}$, $w_{\text{balundip}} = 2 \text{ mm}$, $w_{\text{balungnd}} = 5 \text{ mm}$, $l_{\text{prechsiw}} = 3 \text{ mm}$, $w_{\text{prechsiw}} = 10 \text{ mm}$, $l_{\text{prechbal}} = 1 \text{ mm}$ (viz obr. 3.46), došlo ke zlepšení hodnoty S_{11} při 12 GHz na -34,3 dB (viz obr. 3.47). Konkrétně byla zvětšena šířka přechodu mezi vlnovodem a páskem na horní straně substrátu a zmenšena jeho délka, zmenšena délka „balun“ prvku, šířka pásku vedoucího k dipólu byla podstatně zkrácena a jeho šířka zvětšena. Šířka samotného dipólu byla zmenšena. Veškeré rozměry jsou uvedeny výše. Došlo i k podstatnému zlepšení vlastností viditelných ve směrových charakteristikách (viz obr. 3.48). Ačkoliv maximální zisk je stále orientován mimo požadovaný směr, zisk v úhlu 0° je pouze o 0,6 dB nižší, oproti maximu na 43° . Vyzařovací úhel je stále příliš velký, a to $130,5^\circ$ (viz obr. 3.49).



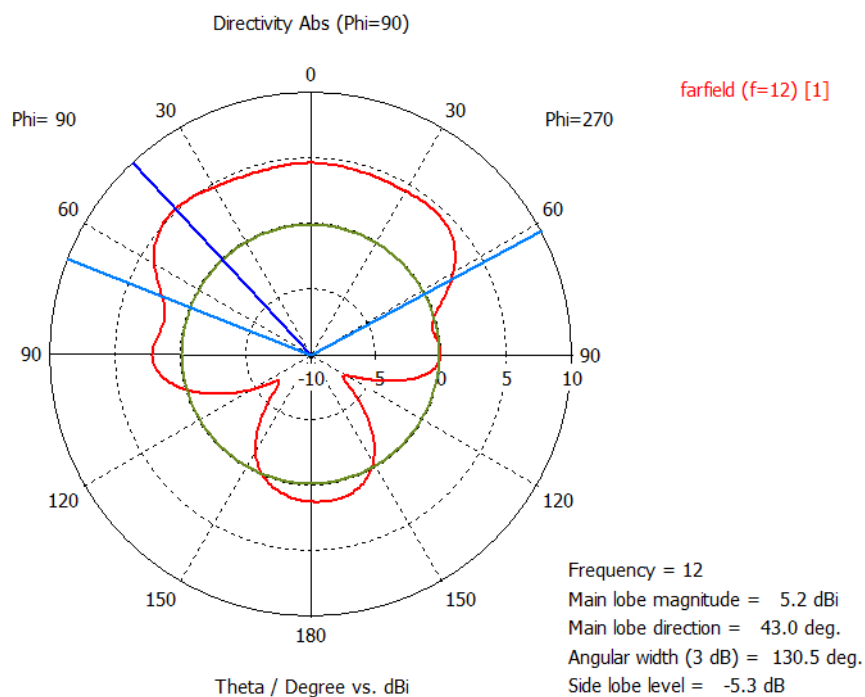
Obr. 3.46: Vzhled struktury „balun“ + přechod



Obr. 3.47 Graf závislosti S_{11} na f struktury „balun“ + přechod



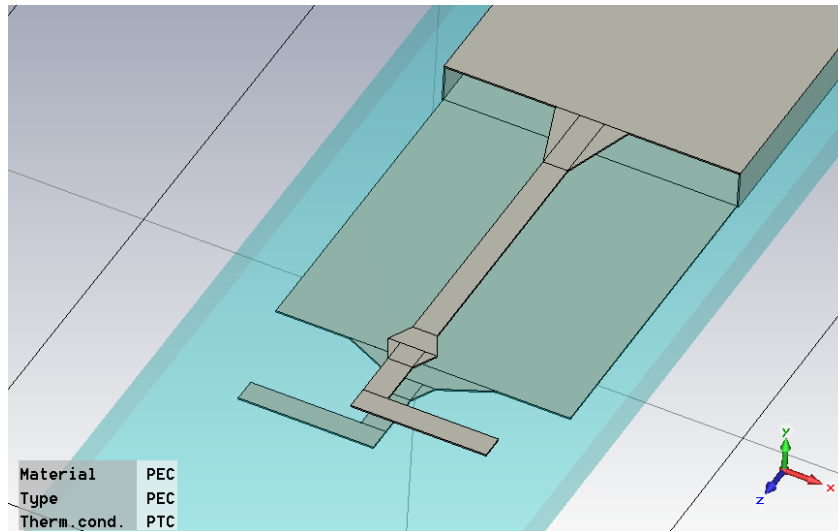
Obr. 3.48: 3D směrová charakteristika struktury „balun“ + přechod



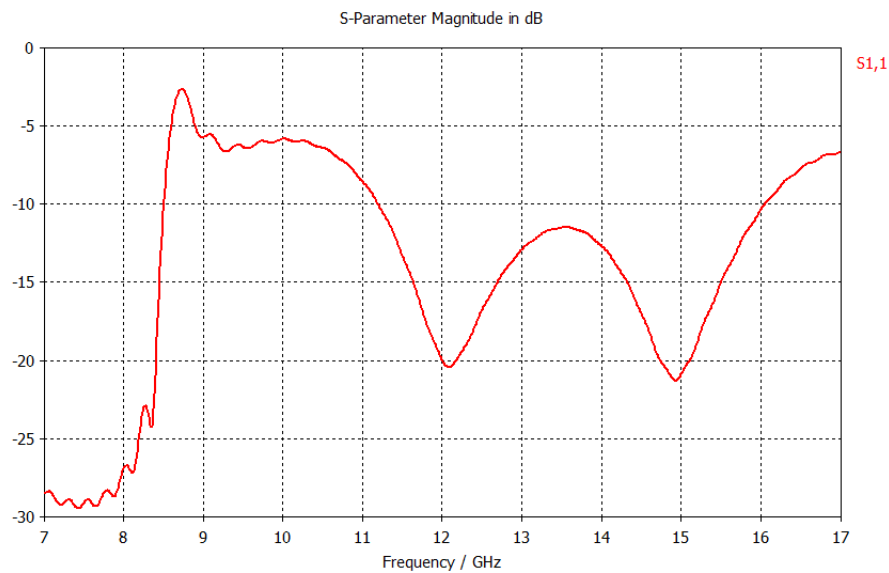
Obr. 3.49: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury „balun“ + přechod

Pomocí parametrické analýzy parametrů l_{pasek} , w_{pasek} , $w_{balungnd}$, a $w_{prechsiw}$ bylo opět dosaženo ideálnějších výsledků v rámci směrových vlastností antény. Rozměry:

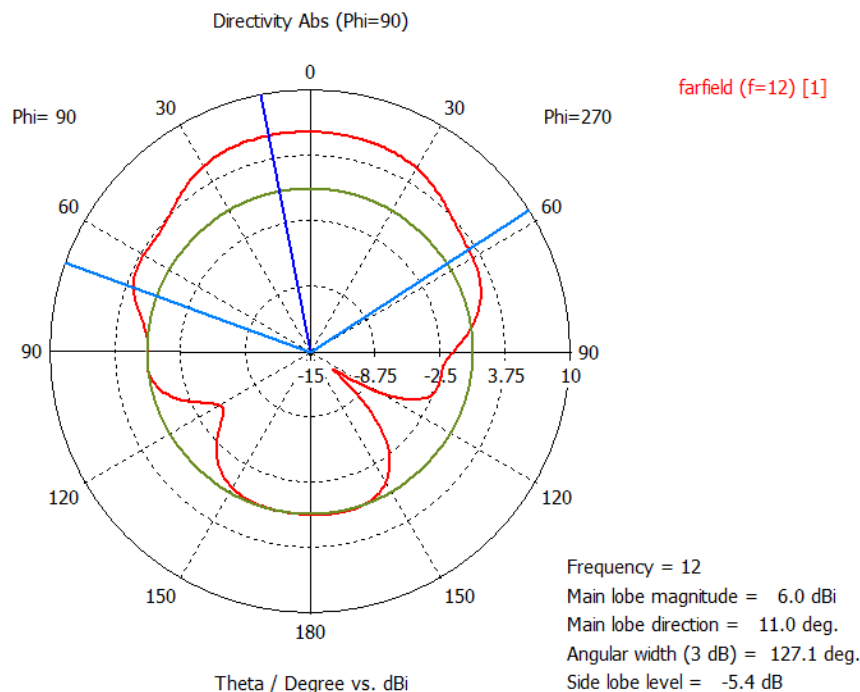
$L = 30$ mm, $L_{\text{sub}} = 60$ mm, $w = 12$ mm, $w_{\text{sub}} = 16$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 2$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 1$ mm, $l_{\text{dip}} = 5$ mm, $w_{\text{dip}} = 1$ mm, $l_{\text{pasek}} = 3,2$ mm, $w_{\text{pasek}} = 1$ mm, $l_{\text{balun}} = 1$ mm, $w_{\text{balundip}} = 2$ mm, $w_{\text{balungnd}} = 6$ mm, $l_{\text{prechsiw}} = 3$ mm, $w_{\text{prechsiw}} = 3$ mm, $l_{\text{prechbal}} = 1$ mm (viz obr. 3.50). Po impedančním přizpůsobení vykazuje S_{11} hodnotu -20 dB (viz obr. 3.51). Zobrazení směrové charakteristiky (viz obr. 3.52) ukazuje, že maximální zisk je již orientován do požadovaného směru šíření. Zisk hlavního laloku vykazuje hodnotu 6 dBi a vyzářovací úhel má velikost $127,1^\circ$.



Obr. 3.50: Vzhled struktury „balun“ + přechod



Obr. 3.51: Graf závislosti S_{11} na f struktury „balun“ + přechod



Obr. 3.52: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury „balun“ + přechod

Přidáním direktoru do těchto anténních soustav došlo k degradaci směrové charakteristiky a nebylo možné upravit strukturu tak, aby opět došlo k posunu rezonanční frekvence na 12 GHz a dostatečnému impedančnímu přizpůsobení. Proto bylo od návrhu s „balun“ prvkem upuštěno. Rekapitulace návrhů s „balun“ prvkem (tabulka 3.2).

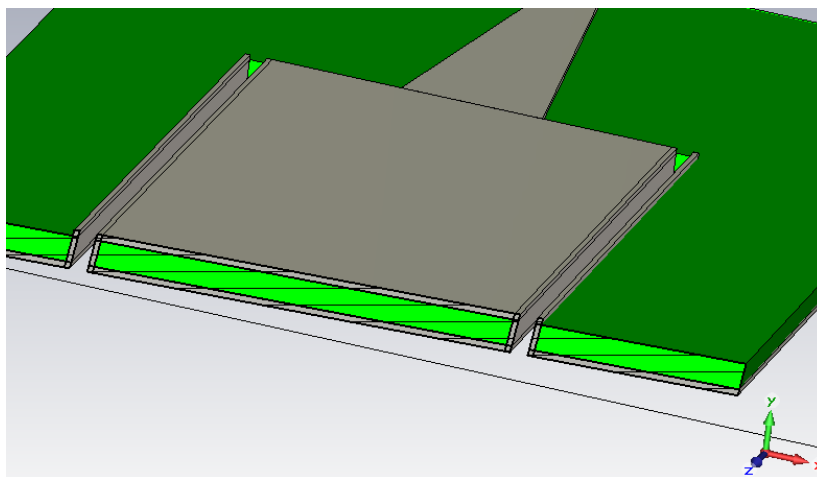
Tabulka 3.2: Rekapitulace vlastností simulací s balun prvkem

pořadí návrhu	[-]	1	2	3	4	s direktorem
S_{11}	[dB]	-38	-29,9	-34,3	-20	-10,7
max. zisk	[°]	55	101	43	11	76
zisk	[dBi]	4,7	4,2	5,2	6	3,6
vyzař. úhel	[°]	162	62,7	130,5	127,1	202,5

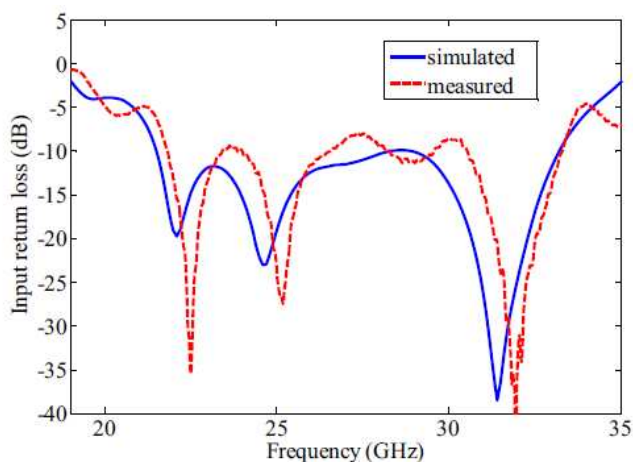
3.3.5 Širokopásmová Quasi-Yagi anténa

Vrátíme se zpět ke struktuře bez speciálních prvků implementovaných v místě pásku vedeného k dipólu. Budeme se zabývat návrhem struktury, která je napájena mikropáskovým vedením ještě před samotným vlnovodem, jak je uvedeno v [14]. Dalším rozdílem v simulaci bude to, že náhrada prokůvů z důvodu urychlení výpočtů nebude nahrazena pouze stěnou z PEC materiálu postupující substrátem, ale vzduchovou mezerou simulující průměr dutin prokoveného otvoru (viz obr. 3.53). Tím dojde k větší přesnosti simulace, při zachování snesitelné výpočetní náročnosti pro počítač. Struktura z horní strany substrátu obsahuje jeden direktor.

Experimentální prototyp je navržen na kmitočtové pásmo se střední pracovní frekvencí okolo 24 GHz (viz obr. 3.54). Předpokládaná hodnota charakteristické impedance v místě vstupu mikropáskového vedení je 50Ω a charakteristická impedance paralelního páskového vedení je 70Ω . Dielektrický substrát použitý v této práci je RO6002 s $\epsilon_r = 2,94$ a výškou 10 mil (0,254 mm) [14].



Obr. 3.53: Vzhled vložené vzduchové mezery v řezu



Obr. 3.54: Graf závislosti S_{11} na f struktury (převzato z [14])

Konstruktéři musí zajistit fázový rozdíl 180° mezi dvěma výstupními větvemi přechodu, který odpovídá polovině vlnové délky. U frekvencí odpovídajících milimetrovým vlnám je vlnová délka velmi malá a indukčnost jakéhokoliv prvku je proto nezanedbatelná [14].

První simulace byla provedena na substrátu Rogers® 6002 s $\epsilon_r = 2,94$ a výškou 0,254 mm s parametry shodnými s [14]. Šířka štěrbinu simulující dutinu prokovu je popsána parametrem w_{slot} . Pro odlišení rozměrů přechodu na vstupu a výstupu vlnovodu jsou označeny indexem „IN“ resp. „OUT“. Další odlišností je, že šířka zemnicí vrstvy na spodní straně substrátu w_{gnd} má shodnou hodnotu s šířkou substrátu w_{sub} . Rozměry: $L = 7$ mm, $L_{sub} = 20$ mm, $w = 4,7$ mm, $w_{sub} = 10$ mm, $l_{dpasek} = 0,55$ mm,

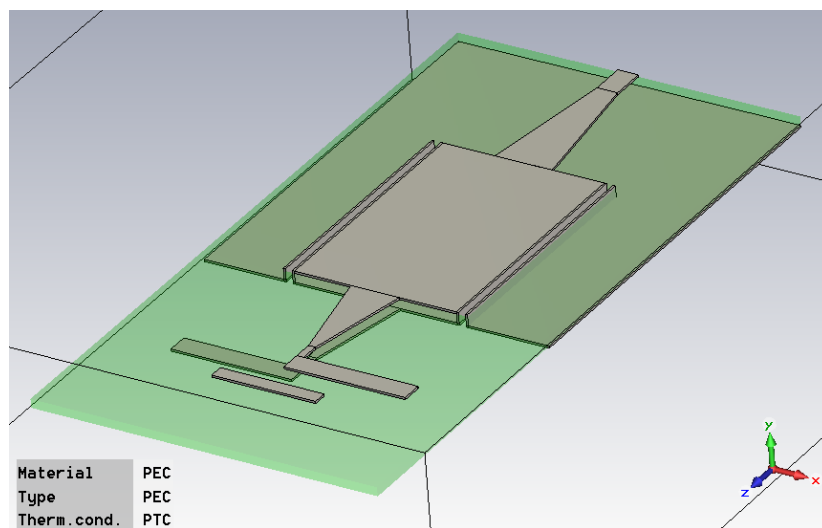
$w_{\text{dpasek}} = 0,2 \text{ mm}$, $l_{\text{dip}} = 3,5 \text{ mm}$, $w_{\text{dip}} = 0,6 \text{ mm}$, $l_{\text{pasek}} = 1 \text{ mm}$, $w_{\text{pasek}} = 0,6 \text{ mm}$,
 $l_{\text{prechinsiw}} = 4 \text{ mm}$, $w_{\text{prechinsiw}} = 1,66 \text{ mm}$, $l_{\text{prechoutsiw}} = 2,95 \text{ mm}$, $w_{\text{prechoutsiw}} = 1,4 \text{ mm}$,
 $p_{\text{dl}} = 0,7 \text{ mm}$, $l_{\text{dl}} = 3 \text{ mm}$, $w_{\text{dl}} = 0,4 \text{ mm}$, $w_{\text{slot}} = 0,2 \text{ mm}$ (viz obr. 3.55).

Z obr. 3.56 lze porovnat podobnost průběhu se závislostí z předchozího grafu. Pro pozdější porovnání je vhodné zmínit několik hodnot S_{11} parametru v propustném kmitočtovém pásmu (tabulka 3.3).

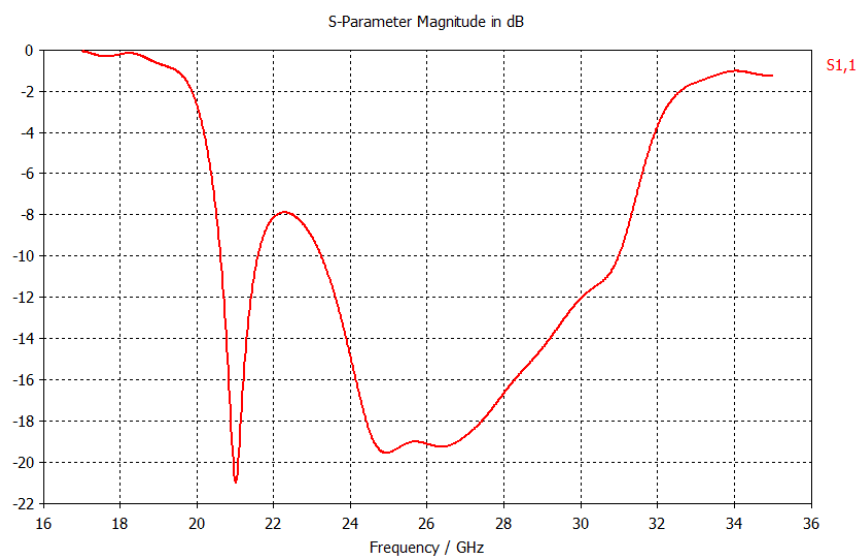
Tabulka 3.3: Výpis hodnot S_{11} pro vybrané kmitočty

f	[GHz]	21	25	28	31
S_{11}	[dB]	-20,9	-19,5	-16,6	-10

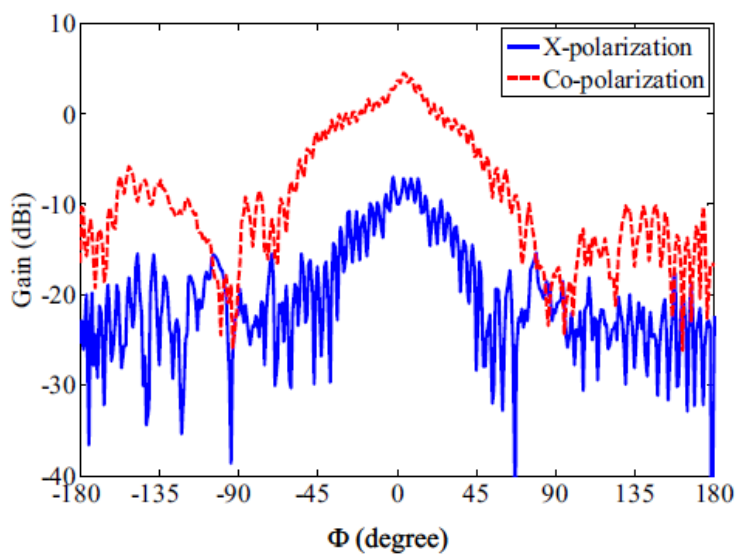
obr. 3.57. znázorňuje směrovou charakteristiku a lze z ní vyčíst směrové vlastnosti a zisk antény při simulaci v [14]. Ta v hlavním laloku dosahuje přibližně 4 dBi při křížové polarizaci antény a cca -8 dBi při horizontální polarizaci. Směrová charakteristika pro 25,5 GHz je pro porovnání s [14] v polárním (viz obr. 3.58) i kartézském (viz obr. 3.59) souřadnicovém systému. Zisk ve směru šíření (0°) má hodnotu 4,7 dB. Maximální zisk od směru šíření odchýlen o 46° s hodnotou 5,8 dB. Vyzařovací úhel je $164,7^\circ$.



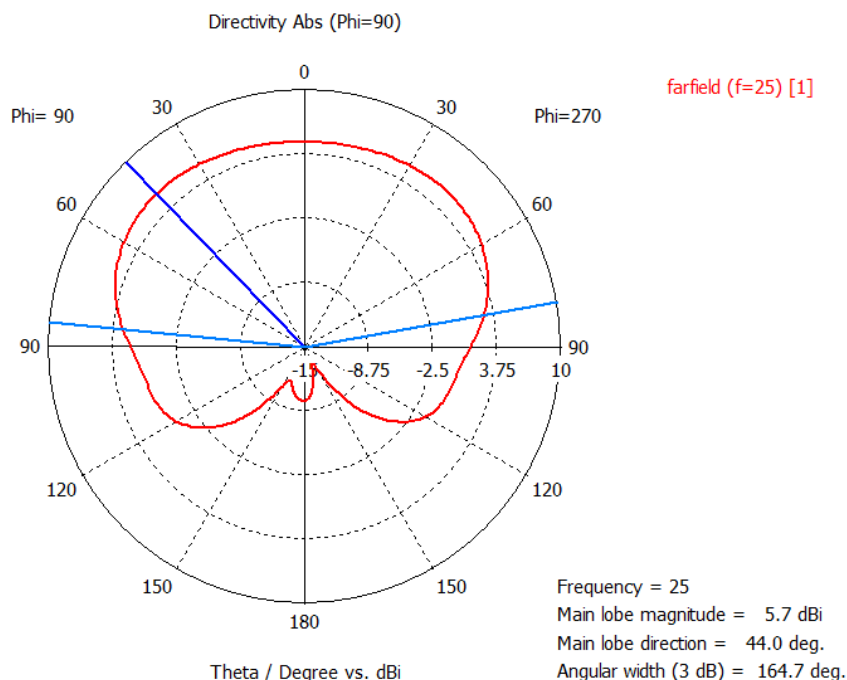
Obr. 3.55: Vzhled struktury na substrátu Rogers®



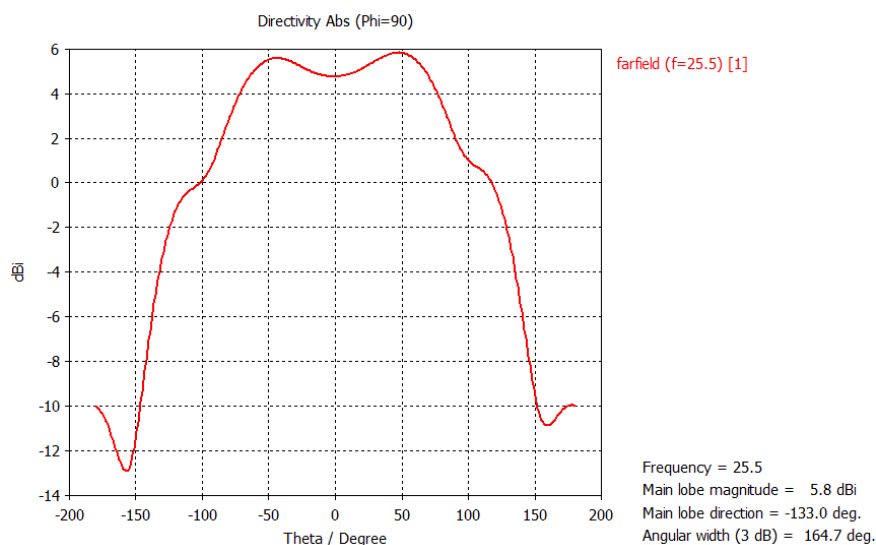
Obr. 3.56: Graf závislosti S_{11} na f struktury na substrátu Rogers®



Obr. 3.57: Směrová charakteristika v kartézské soustavě (převzato z [14])



Obr. 3.58: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury na substrátu Rogers®



Obr. 3.59: Kartézské zobrazení směrové charakteristiky struktury na substrátu Rogers®

V dalším kroku byla totožná struktura implementována na substrát Arlon 25N® s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,38$ a výškou $h = 1,524$ mm. Rozměry: $L = 7$ mm, $L_{\text{sub}} = 20$ mm, $w = 4,7$ mm, $w_{\text{sub}} = 10$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 0,55$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 0,2$ mm, $l_{\text{dip}} = 3,5$ mm, $w_{\text{dip}} = 0,6$ mm, $l_{\text{pasek}} = 1$ mm, $w_{\text{pasek}} = 0,6$ mm, $l_{\text{prechinsiw}} = 4$ mm, $w_{\text{prechinsiw}} = 1,66$ mm, $l_{\text{prechoutsiw}} = 2,95$ mm, $w_{\text{prechoutsiw}} = 1,4$ mm, $p_{d1} = 0,7$ mm, $l_{d1} = 3$ mm, $w_{d1} = 0,4$ mm, $w_{\text{slot}} = 0,2$ mm (viz Obr. 3.60).

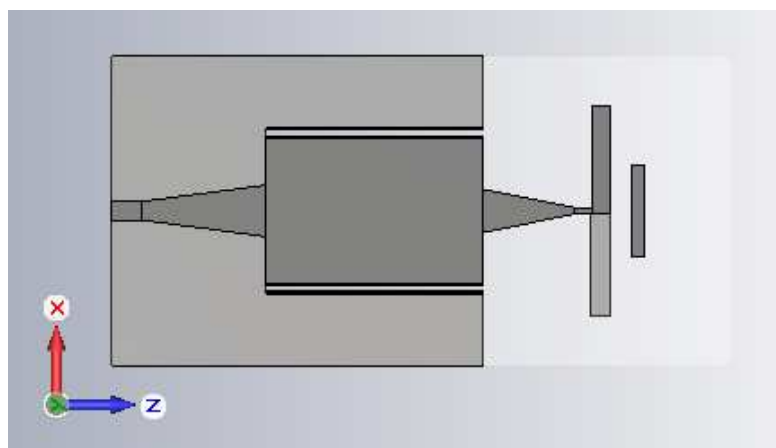
V důsledku změny substrátu došlo ke změně S_{11} charakteristiky (viz obr. 3.61). Vzhledem k jinému měřítku osy y oproti předešlé struktuře, je opět uvedena tabulka pro

vybrané kmitočty (tabulka 3.4):

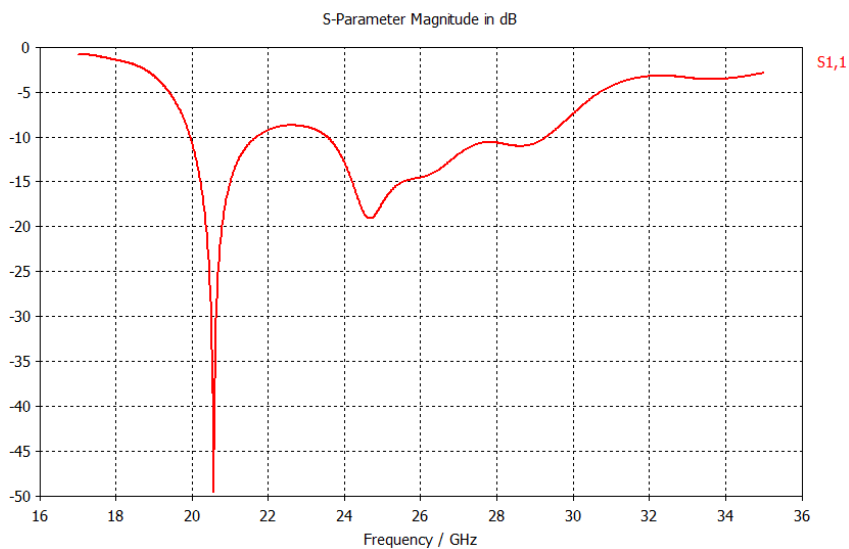
Tabulka 3.4 Výpis hodnot S_{11} pro vybrané kmitočty

f	[GHz]	21	25	28	31
S_{11}	[dB]	-15	-17,3	-10,7	-4,3

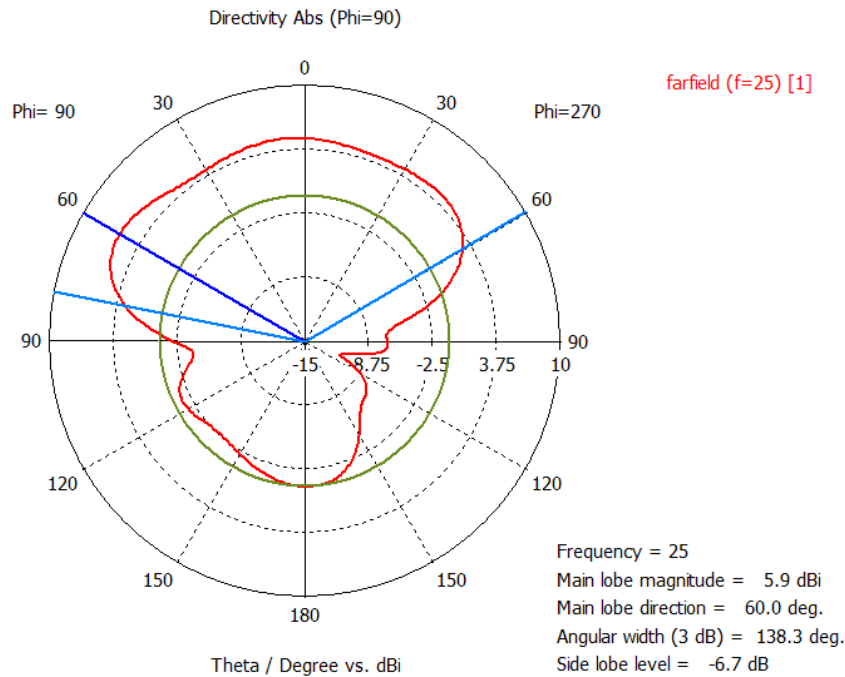
Došlo k degradaci hlavního laloku ve směrové charakteristice (viz obr. 3.62).



Obr. 3.60: Vzhled struktury s jedním direktorem



Obr. 3.61: Graf závislosti S_{11} na f struktury na substrátu Arlon®

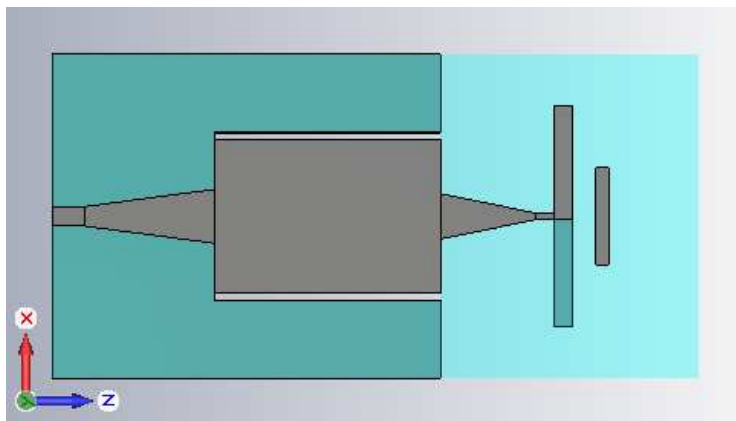


Obr. 3.62: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury na substrátu Arlon®

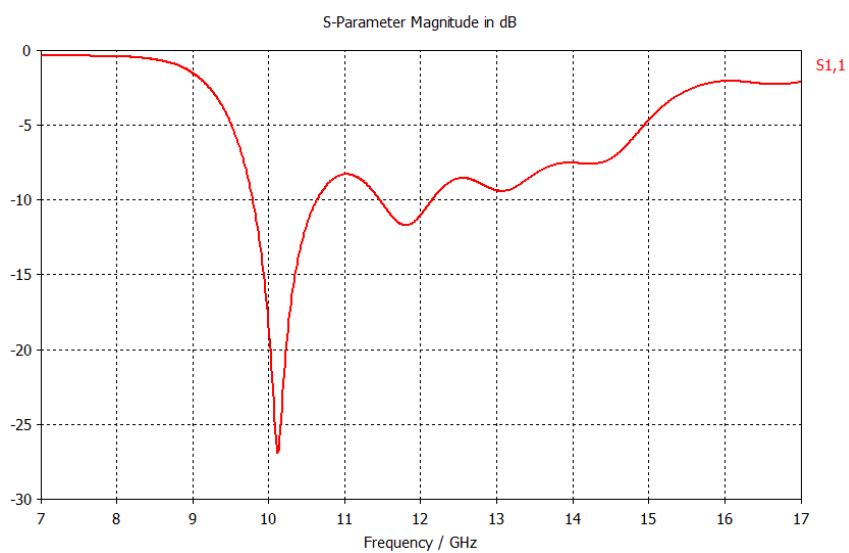
3.4 Výběr substrátu a přizpůsobení na 12 GHz

Následující výsledky jsou snahou o přizpůsobení anténní struktury na kmitočet 12 GHz. Jelikož bylo zjištěno, že díky vytvoření direktoru i na spodní straně substrátu dojde k mírnému zlepšení zisku, jsou v dalších návrzích vždy použity direktory na obou stranách substrátu. Byl zde použit substrát CuClad 217® s $\epsilon_r = 2,17$ a výškou 1,524 mm.

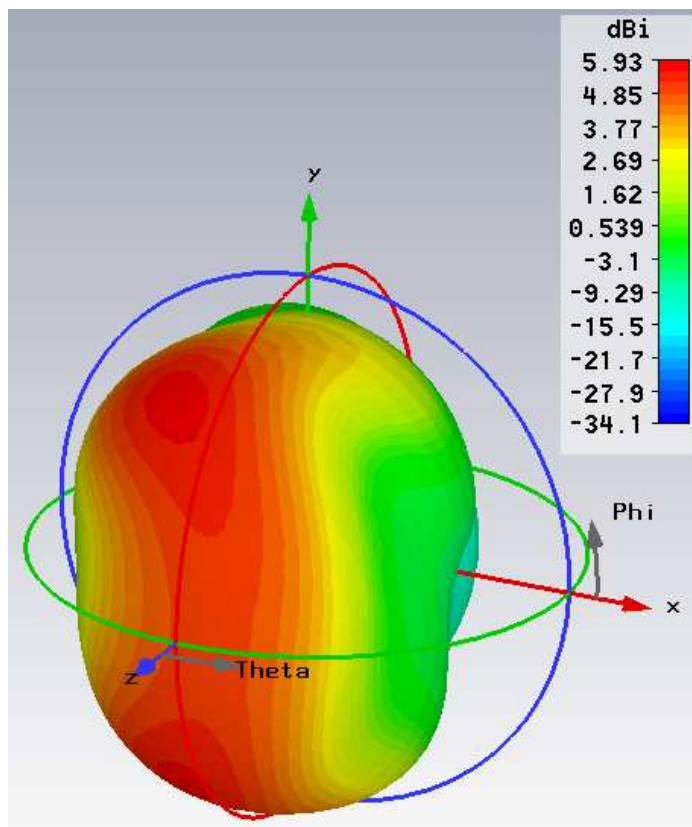
Použité rozměry: $L = 17,5$ mm, $L_{\text{sub}} = 50$ mm, $w = 11,75$ mm, $w_{\text{sub}} = 25$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 1,375$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 0,5$ mm, $l_{\text{dip}} = 8,75$ mm, $w_{\text{dip}} = 1,5$ mm, $l_{\text{pasek}} = 2,5$ mm, $w_{\text{pasek}} = 1,5$ mm, $l_{\text{prechinsiw}} = 10$ mm, $w_{\text{prechinsiw}} = 4,15$ mm, $l_{\text{prechoutsiw}} = 7,375$ mm, $w_{\text{prechoutsiw}} = 3,5$ mm, $p_{\text{d1}} = 1,75$ mm, $l_{\text{d1}} = 7,5$ mm, $w_{\text{d1}} = 1$ mm, $w_{\text{slot}} = 0,5$ mm (viz obr. 3.63). V první charakteristice pro parametr S_{11} (viz obr. 3.64) lze pozorovat, že první rezonanční kmitočet je na frekvenci 10,12 GHz a činitel odrazu má hodnotu -26 dB, oproti -11 dB na 12 GHz. Porovnáním směrových charakteristik antény na 10,12 GHz (viz obr. 3.65 a obr. 3.66) a na 12 GHz (viz obr. 3.67 a obr. 3.68), lze usoudit, že anténa na 12 GHz vykazuje větší zisk a menší vyzařovací úhel. Konkrétně 7,7 dBi a 122,5°. Resonanční kmitočet na 10,12 GHz pravděpodobně není rezonančním kmitočtem dipólu s direktorem.



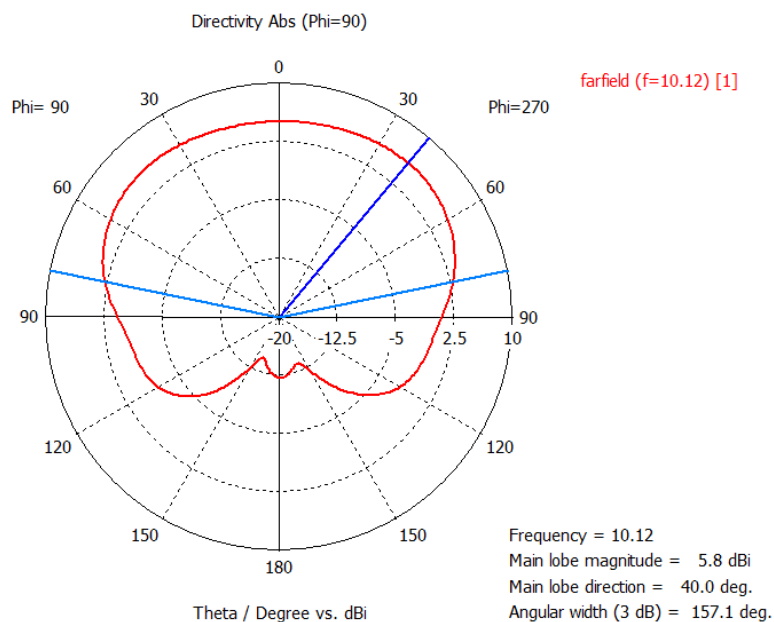
Obr. 3.63: Vzhled struktury s jedním direktorem na substrátu CuClad®



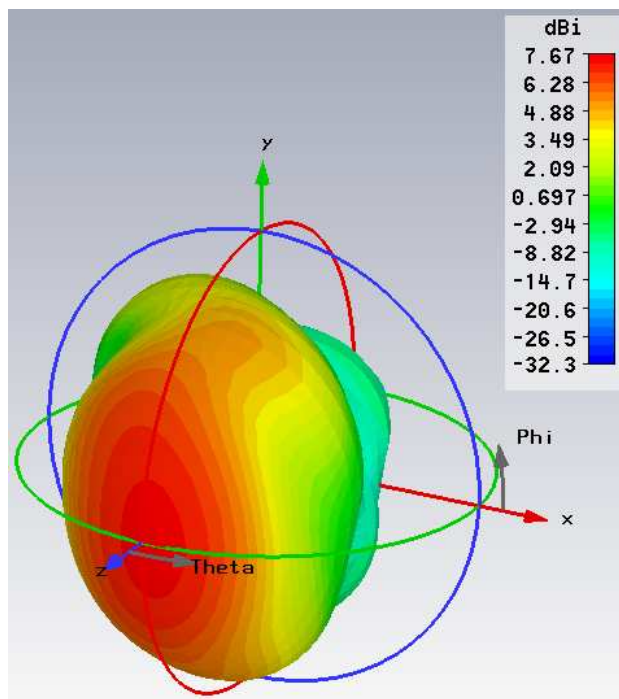
Obr. 3.64: Graf závislosti S_{11} na f struktury na substrátu CuClad®



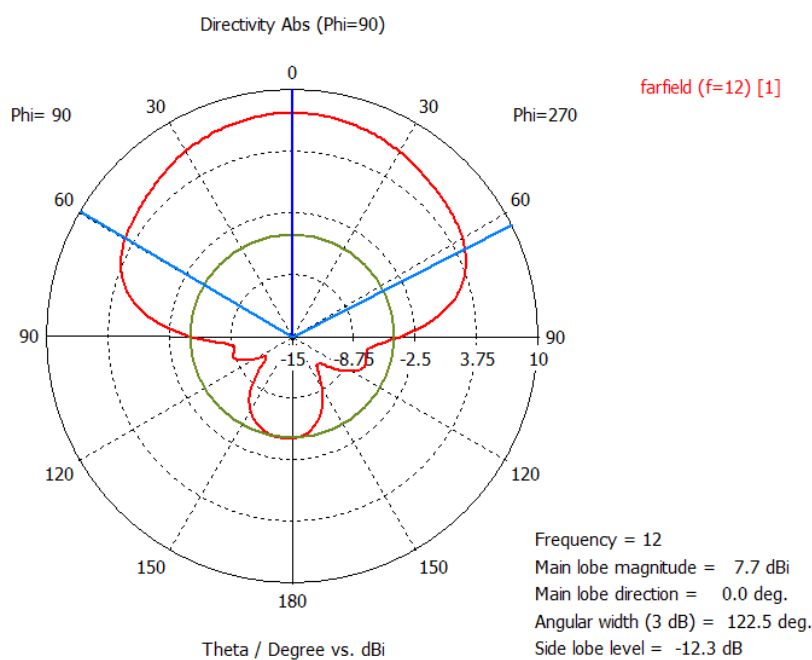
Obr. 3.65: 3D směrová charakteristika struktury na 10,12 GHz



Obr. 3.66: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury na 10,12 GHz



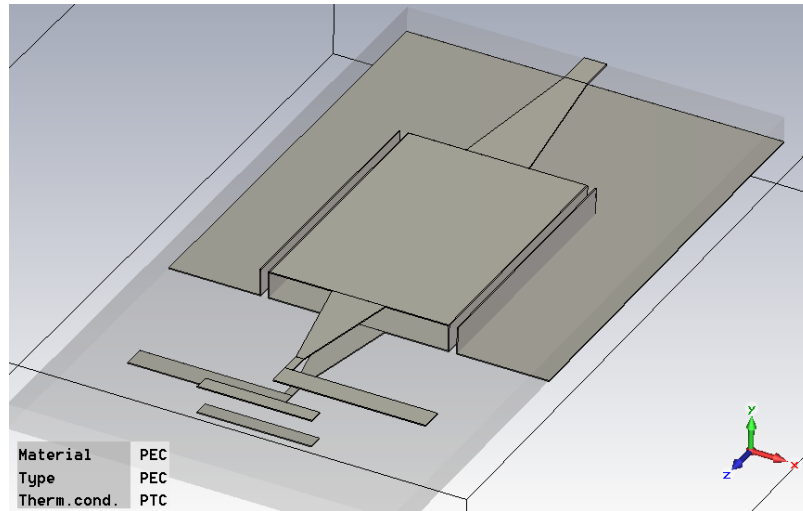
Obr. 3.67: 3D směrová charakteristika struktury na 12 GHz



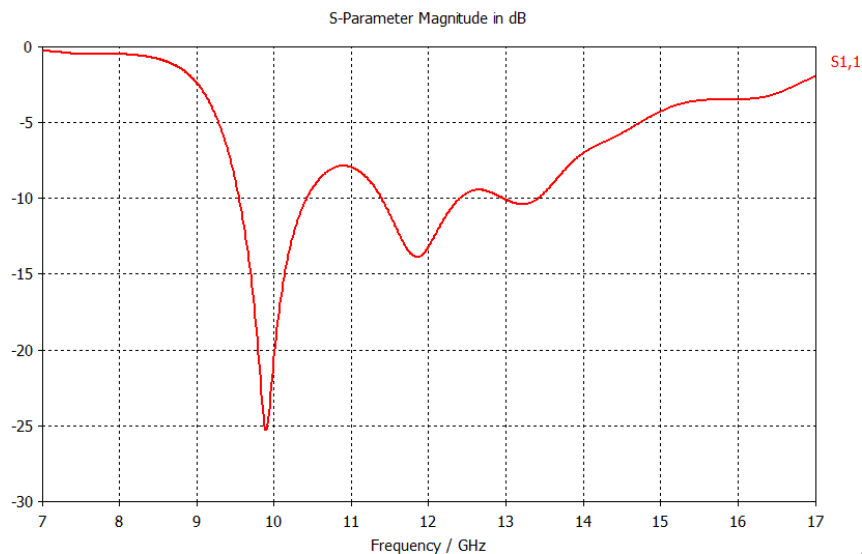
Obr. 3.68: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury na 12 GHz

Testovaným substrátem je tentokrát Arlon 25N® s $\epsilon_r = 3,38$ a výškou $h = 1,524$ mm. Opět byla ponechána štěrbiná suplující řada prokovů (viz obr. 6.69). Použité rozměry: $L = 17,5$ mm, $L_{\text{sub}} = 50$ mm, $w = 11,75$ mm, $w_{\text{sub}} = 25$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 1,375$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 0,5$ mm, $l_{\text{dip}} = 8,75$ mm, $w_{\text{dip}} = 1,5$ mm, $l_{\text{pasek}} = 2,5$ mm, $w_{\text{pasek}} = 1,5$ mm, $l_{\text{prechinsiw}} = 10$ mm, $w_{\text{prechinsiw}} = 4,15$ mm, $l_{\text{prechoutsiw}} = 7,375$ mm, $w_{\text{prechoutsiw}} = 3,5$ mm, $p_{d1} = 1,75$ mm, $l_{d1} = 7,5$ mm, $w_{d1} = 1$ mm, $w_{\text{slot}} = 0,5$ mm Z obr.

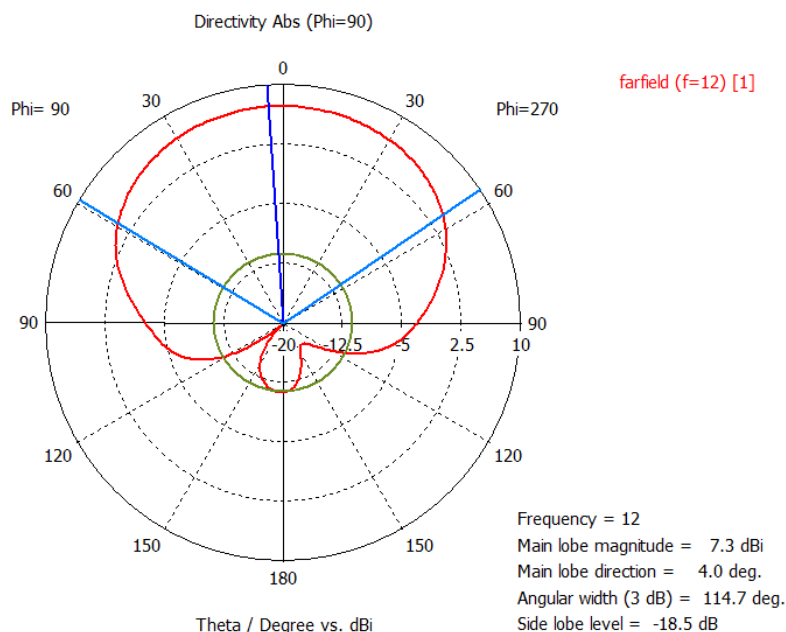
3.70) lze vyčíst, že činitel odrazu vykazuje na 12 GHz hodnotu -13,2 dB. Hlavní lalok nevykazuje žádné větší odklonění od požadovaného směru a jeho maximální zisk je 7,3 dBi. Vyzařovací úhel dosahuje hodnoty 114,7°. Hlavní lalok je však stále příliš zploštělý do směru šíření y a -y (viz obr. 3.71).



Obr. 3.69: Vzhled struktury na substrátu Arlon®



Obr. 3.70: Graf závislosti S_{11} na f struktury na substrátu Arlon®



Obr. 3.71: Polární zobrazení směrové charakteristiky na substrátu Arlon®

3.5 Přidání pasivních prvků do struktury

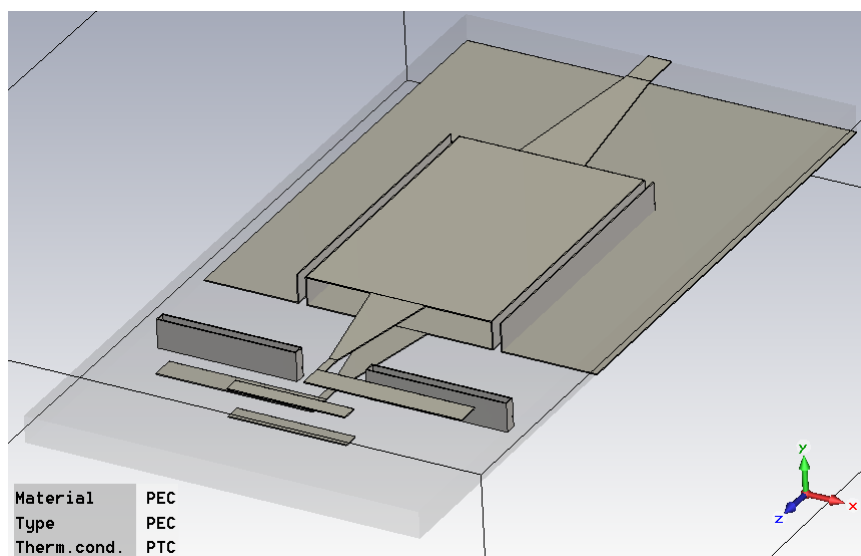
Dosud byl kladen důraz na návrh, pozorování a simulaci aktivních prvků anténní soustavy, které se přímo podílí na transformaci elektromagnetické vlny do okolí. Pomineme-li direktor, kterým jsme se zabývali paralelně při návrhu zářiče v předchozích kapitolách, je potřeba navrhnout tyto pasivní prvky a pozorovat jejich vliv na vlastnosti antény.

Prvním prvkem je reflektor. Přestože není nutné reflektor u Yagi antény použít, může zlepšit zisk antény tím, že část energie elektromagnetického vlnění odraženého ze zářiče zpět znovu navrátí do požadovaného směru šíření. Protože dochází ke skládání vln přímo postupujících ze zářiče a odražených od reflektoru, měl by být návrh reflektoru prvním krokem. V opačném případě by byla nutná dodatečná změna rozestupů p_{dn} mezi jednotlivými direktory.

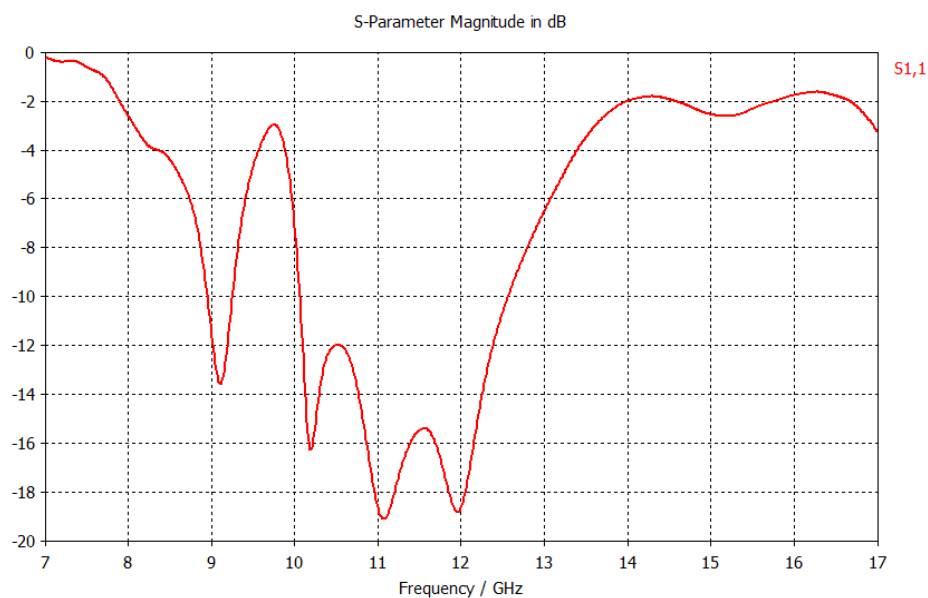
V první simulaci byl vytvořen reflektor pomocí vrstvy PEC materiálu na obou stranách substrátu. Při návrhu reflektoru se jako nejvhodnější řešení ukázalo použití způsobu, kdy tento prvek pomocí prokovených otvorů prostupuje celou výškou substrátu podobně, jako jsou řešeny boční strany vlnovodu (viz obr. 3.72). Kromě funkce, kterou reflektor zastupuje, může být i výhoda v zamezení šířící se vlny z vlnovodu mimo zářič.

Model je vytvořen na substrátu Arlon 25N® s $\epsilon_r=3,38$ a výškou $h = 1,524$ mm. Rozměry struktury s reflektorem: $L = 15,75$ mm, $L_{sub} = 45$ mm, $w = 10,58$ mm, $w_{sub} = 25$ mm, $l_{dpasek} = 1,24$ mm, $w_{dpasek} = 0,45$ mm, $l_{dip} = 9$ mm, $w_{dip} = 1,35$ mm, $l_{pasek} = 2,25$ mm, $w_{pasek} = 1,35$ mm, $l_{prechinsiw} = 9$ mm, $w_{prechinsiw} = 3,74$ mm, $l_{prechoutsiw} = 6,64$ mm, $w_{prechoutsiw} = 3,15$ mm, $p_{d1} = 1,3$ mm, $l_{d1} = 6,75$ mm, $w_{d1} = 0,9$ mm, $w_{slot} = 0,45$ mm, $l_{ref} = 8$ mm, $w_{ref} = 0,62$ mm, $p_{ref} = 1$ mm, $t_{ref} = 2$ mm. Poslední čtyři parametry udávají délku reflektoru l_{ref} , jeho šířku w_{ref} , odstup v ose z od dipólu p_{ref} a

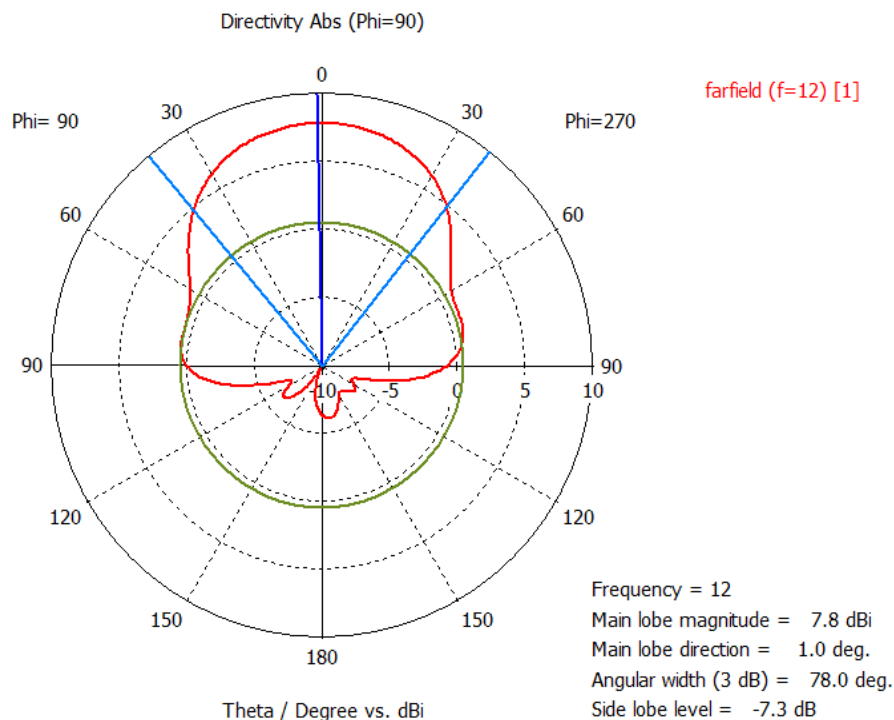
odstup v ose x od středu pásku f_{ref} . Činitel odrazu na 12 GHz dosahuje hodnoty -18,7 dB (viz obr. 3.73). V charakteristice lze stále pozorovat širokopásmové vlastnosti antény, která vychází z původního návrhu z [14]. Maximální zisk antény je 7,8 dBi (viz obr. 3.74). Vyzařovací úhel má hodnotu 78° , což je značné zlepšení oproti struktuře bez reflektoru. Hlavní lalok je vychýlen o 1° od požadovaného směru šíření a úroveň postranních laloků dosahuje hodnot až -7,3 dBi. Viditelně se zmenšila energie unikající ve směru y a $-y$ (viz obr. 3.75).



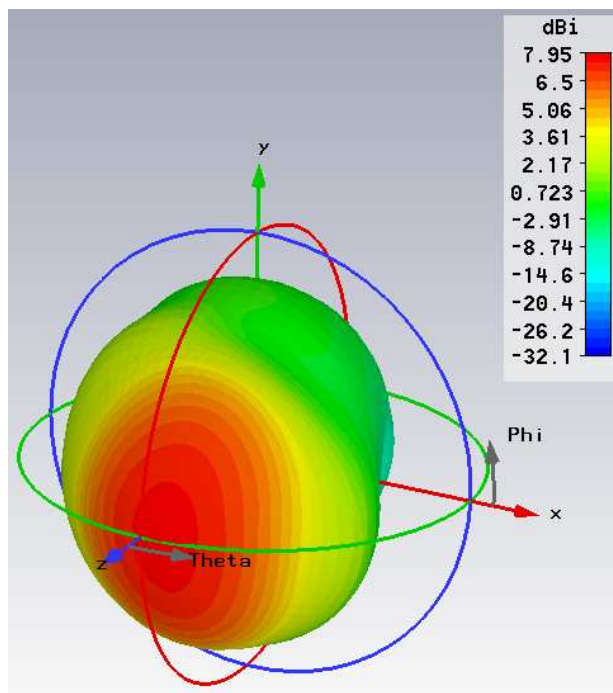
Obr. 3.72: Vzhled struktury s reflektorem a direktorem



Obr. 3.73: Graf závislosti S_{11} na f struktury s reflektorem a direktorem



Obr. 3.74: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s reflektorem a direktorem

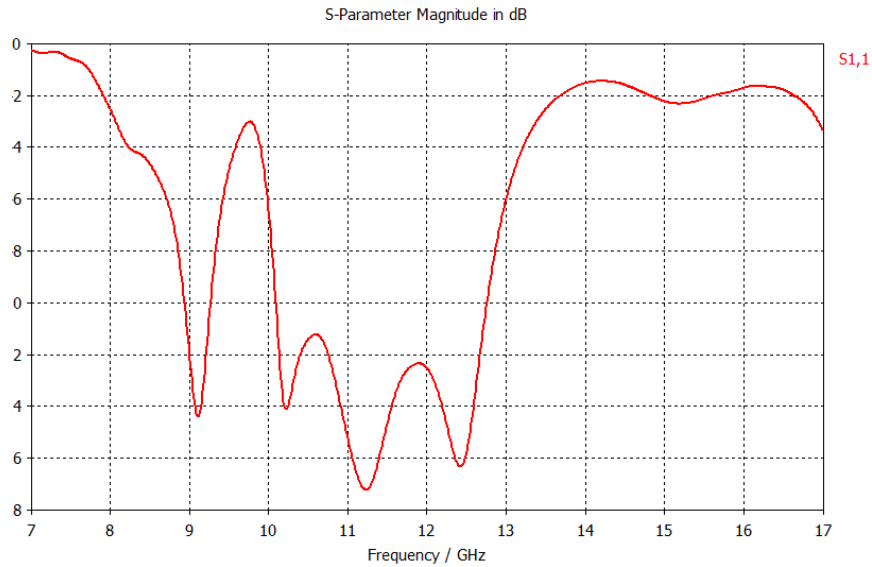


Obr. 3.75: 3D směrová charakteristika struktury s reflektorem a direktorem

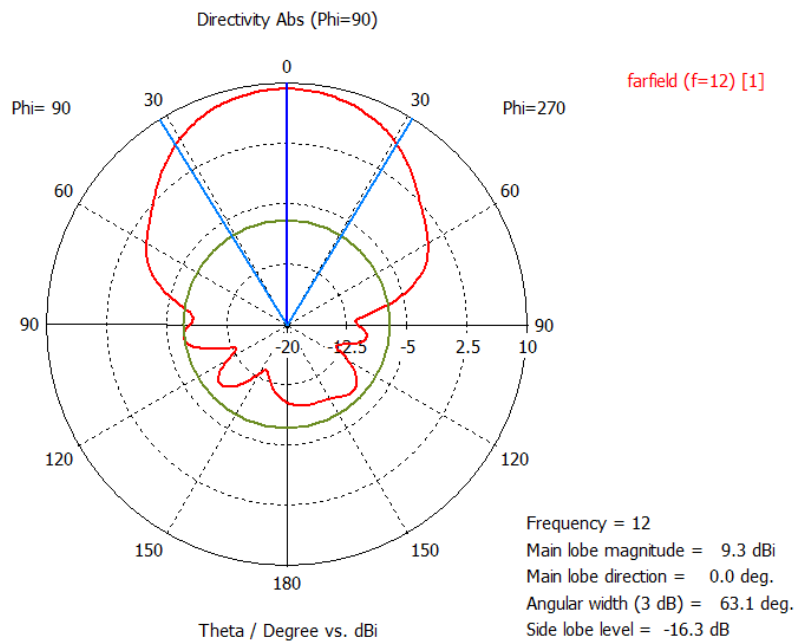
Přidáváním direktorů se změní jen minimum rozměrů, proto budou uvedeny jen rozměry, u kterých nastala změna, nebo do modelu přibyly. Ostatní rozměry jsou uvedeny výše. Rozměry: $L_{\text{sub}} = 55 \text{ mm}$, $l_{d2} = 5,2 \text{ mm}$, $w_{d2} = 0,9 \text{ mm}$, $p_{d2} = 3 \text{ mm}$.

Činitel odrazu dosahuje po přidání druhého direktoru mírně horších hodnot oproti

situaci s jedním direktorem. Konkrétně -12,4 dB (viz obr. 3.77). Maximální zisk je orientován do požadovaného směru a nedochází k velkým ztrátám do okolí. Maximální zisk 9,3 dBi je orientován s nulovou odchylkou do směru šíření z . Vyzařovací úhel má velikost $63,1^\circ$ (viz obr. 3.77).



Obr. 3.76: Graf závislosti S_{11} na f struktury se dvěma direktory

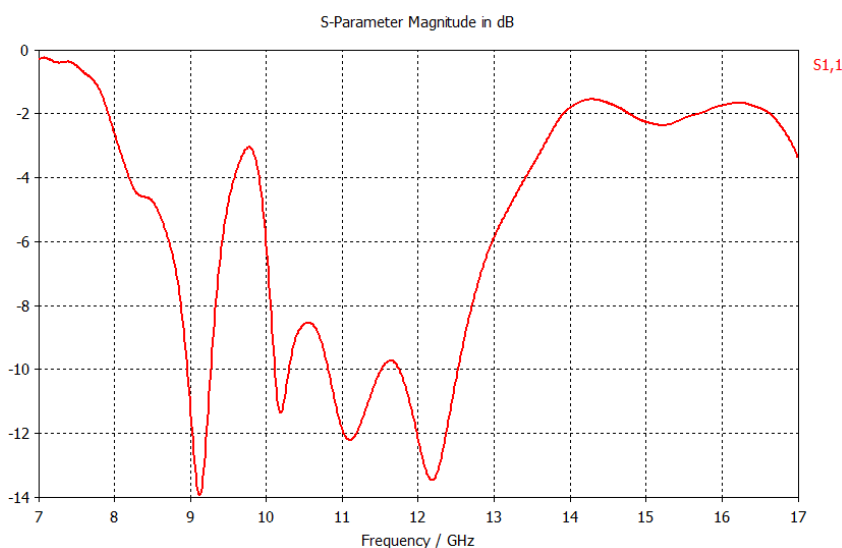


Obr. 3.77: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury se dvěma direktory

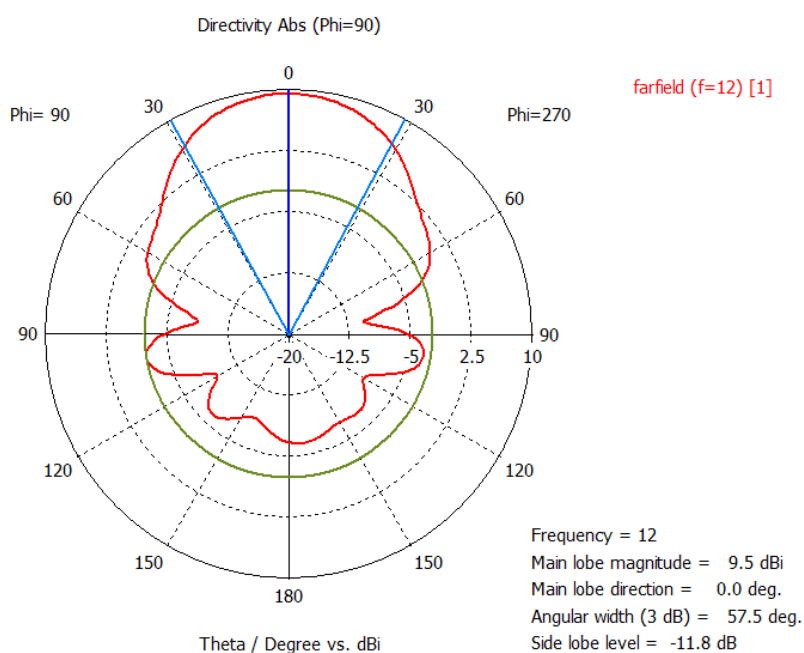
Třetí direktor byl do struktury vložen dle následujících rozměrů: $l_{d3} = 5$ mm, $w_{d3} = 0,9$ mm, $p_{d3} = 3,2$ mm. Ostatní rozměry zůstaly nezměněny.

Činitel odrazu na 12 GHz nyní dosahuje hodnoty -12,2 dB (viz obr. 3.78) a prostorové vyobrazení směrové charakteristiky na obr 3.79. Anténa v hlavním laloku

dosahuje zisku 9,5 dBi. Přidáním třetího direktoru došlo ke zmenšení vyzařovacího úhlu na 57,5°.

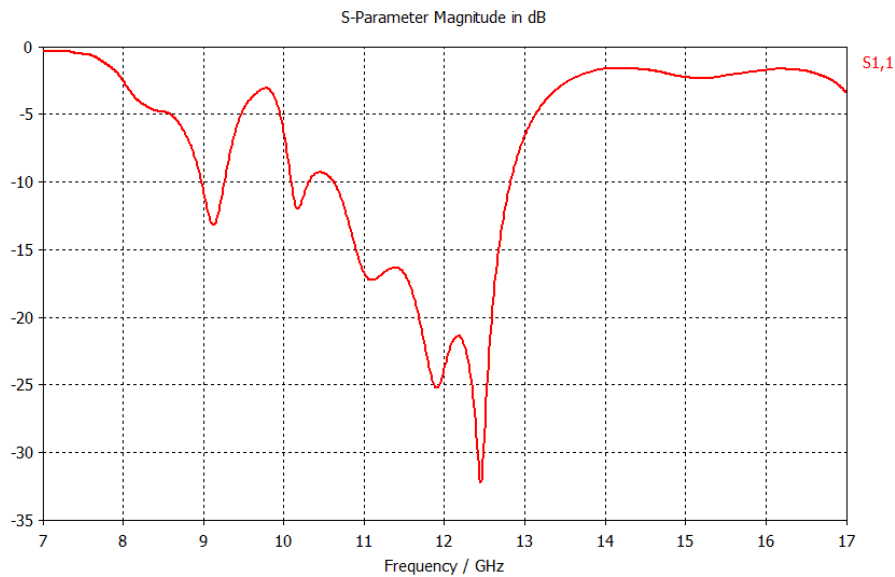


Obr. 3.78: Graf závislosti S_{11} na f struktury se třemi direktory

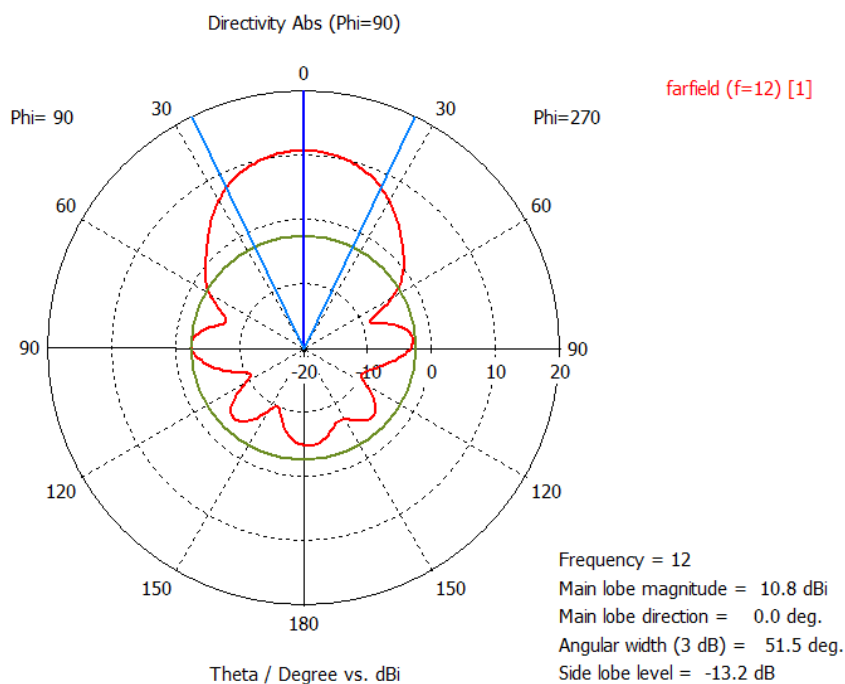


Obr. 3.79: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury se třemi direktory

Modifikované rozměry po přidání čtvrtého direktoru: $L_{\text{sub}} = 65 \text{ mm}$ $l_{d4} = 5 \text{ mm}$, $w_{d4} = 0,9 \text{ mm}$, $p_{d4} = 3 \text{ mm}$. Po přidání dalšího direktoru došlo k mírnému zlepšení činitele odrazu na hodnotu -23,8 dB (obr. 3.80) a ve směru y a $-y$ se objevil postranní lalok, který však nepředstavuje nebezpečí větších ztrát energie. Ve směru z dosahuje nyní maximálního zisku 10,8 dBi. Odchylka maximálního zisku antény od požadovaného směru stále zůstává na hodnotě 0°. Velikost vyzařovacího úhlu je nyní 51,5°.(viz obr. 3.82).

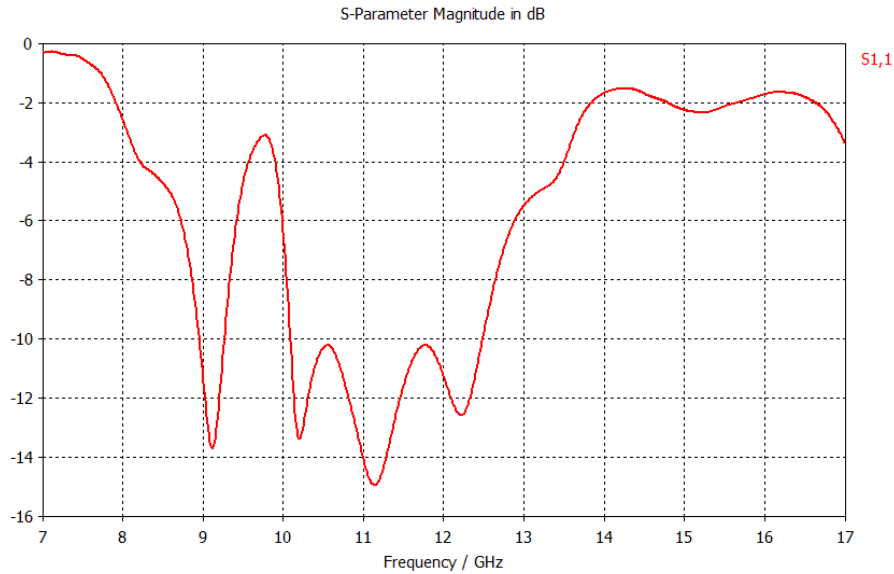


Obr. 3.80: Graf závislosti S_{11} na f struktury se čtyřmi direktory

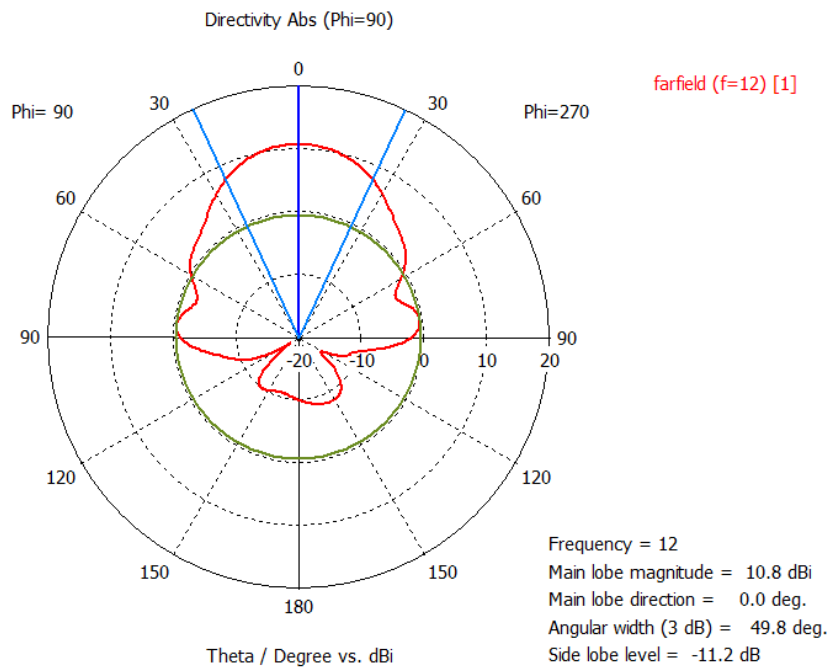


Obr. 3.81: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury se čtyřmi direktory

Rozměry pátého direktoru jsou: $l_{dir5} = 5 \text{ mm}$, $w_{d5} = 0,9 \text{ mm}$, $p_{d5} = 3,2 \text{ mm}$, $p_{d4} = 3,2 \text{ mm}$. Odstup čtvrtého direktoru byl mírně zvýšen, kvůli zlepšení hodnoty činitele odrazu. Ten na pracovním kmitočtu dosahuje hodnoty $-11,2 \text{ dB}$ (viz obr. 3.82). Došlo k relativně malému nárůstu laloku ve směru y a $-y$. Zisk antény zůstal na hodnotě $10,8 \text{ dBi}$ a vyzářovací úhel se zmenšil na $49,8^\circ$ (viz obr. 3.83).



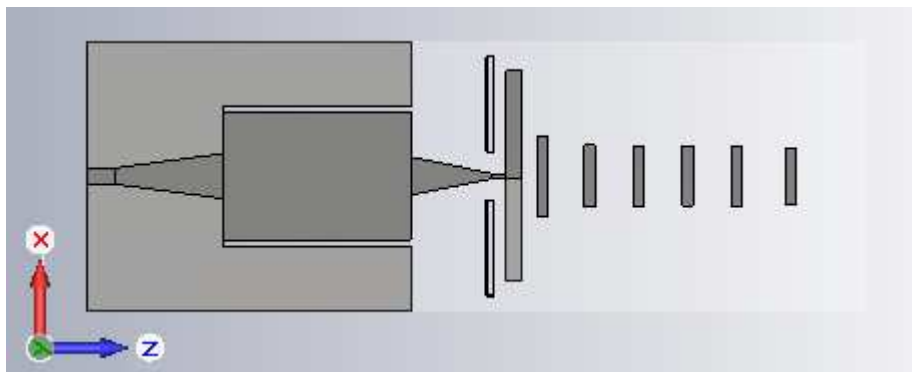
Obr. 3.82: Graf závislosti S_{11} na f struktury s pěti direktory



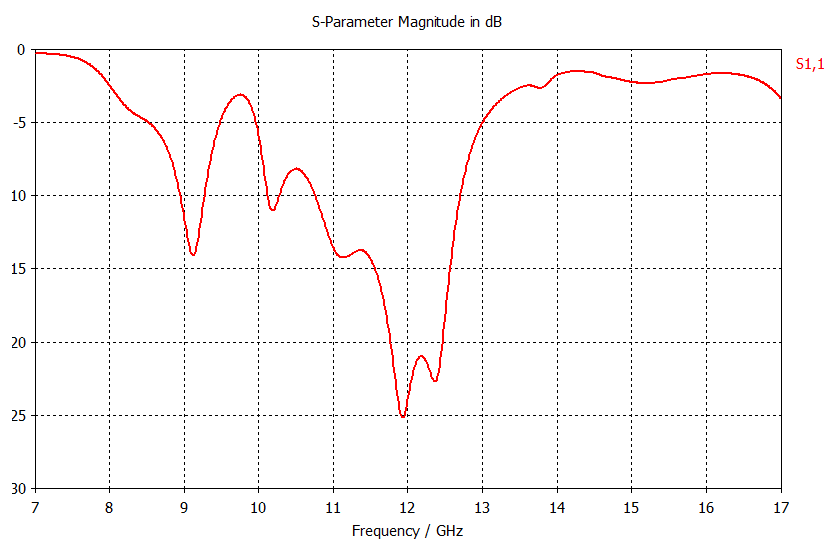
Obr. 3.83: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s pěti direktory

Poslední direktor má rozměry $l_{dir6} = 4,8$ mm $w_{d6} = 0,9$ mm, $p_{d6} = 3,6$ mm. Konečná struktura s reflektorem a šesti direktory má tedy následující rozměry: $L = 15,75$ mm, $L_{sub} = 65$ mm, $w = 10,58$ mm, $w_{sub} = 22,5$ mm, $l_{dpasek} = 1,24$ mm, $w_{dpasek} = 0,45$ mm, $l_{dip} = 9$ mm, $w_{dip} = 1,35$ mm, $l_{pasek} = 2,25$ mm, $w_{pasek} = 1,35$ mm, $l_{prechinsiw} = 9$ mm, $w_{prechinsiw} = 3,74$ mm, $l_{prechoutsiw} = 6,64$ mm, $w_{prechoutsiw} = 3,15$ mm, $p_{d1} = 1,3$ mm, $l_{d1} = 6,75$ mm, $w_{d1} = 0,9$ mm, $l_{d2} = 5,2$ mm, $w_{d2} = 0,9$ mm, $p_{d2} = 3$ mm, $l_{d3} = 5$ mm, $w_{d3} = 0,9$ mm, $p_{d3} = 3,2$ mm, $l_{d4} = 5$ mm, $w_{d4} = 0,9$ mm, $p_{d4} = 3,2$ mm, $l_{dir5} = 5$ mm, $w_{d5} = 0,9$ mm, $p_{d5} = 3,2$ mm, $l_{dir6} = 4,8$ mm, $w_{d6} = 0,9$ mm, $p_{d6} = 3,6$ mm, $w_{slot} = 0,45$ mm, $l_{ref} = 8$ mm, $w_{ref} = 0,62$ mm, $p_{ref} = 1$ mm, $t_{ref} = 2$ mm

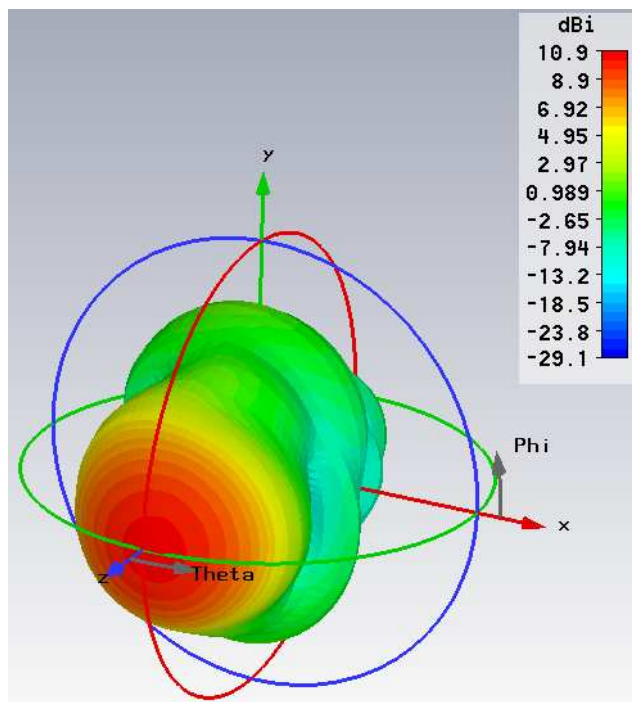
Konečný vzhled struktury je zobrazen na obr. 3.84. Hodnota S_{11} dosahuje -24 dB (viz obr. 3.85). Ve tvaru směrové charakteristiky nedošlo oproti předchozí situaci k výraznější změně (viz obr. 3.86). Zisk antény nepatrně vzrostl na hodnotu 10,9 dBi a vyzařovací úhel se zmenšil na $47,4^\circ$ (viz obr. 3.87).



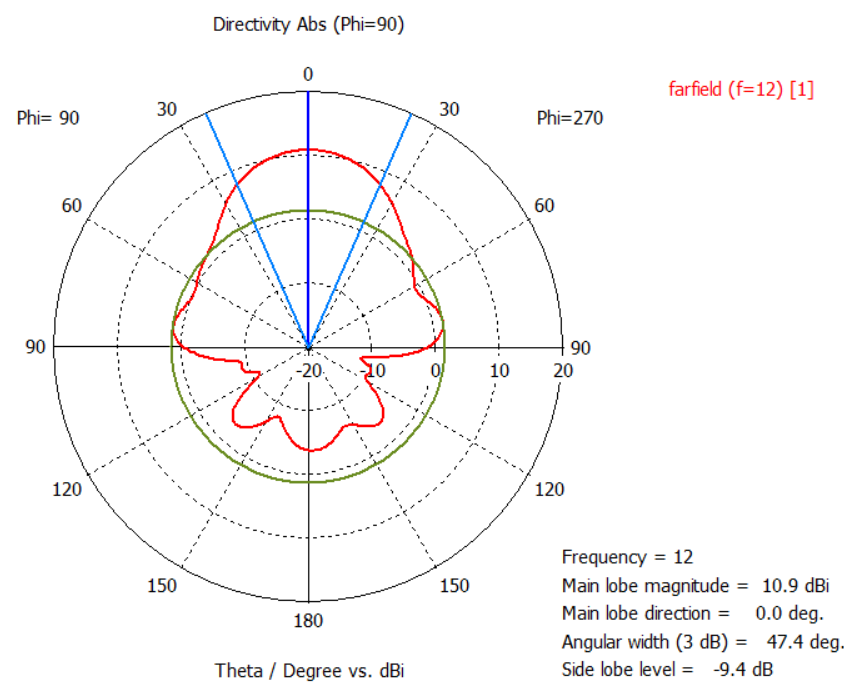
Obr. 3.84: Pohled na strukturu se šesti direktory



Obr. 3.85: Graf závislosti S_{11} na f struktury se šesti direktory



Obr. 3.86: 3D směrová charakteristika struktury se šesti direktory



Obr. 3.87: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury se šesti direktory

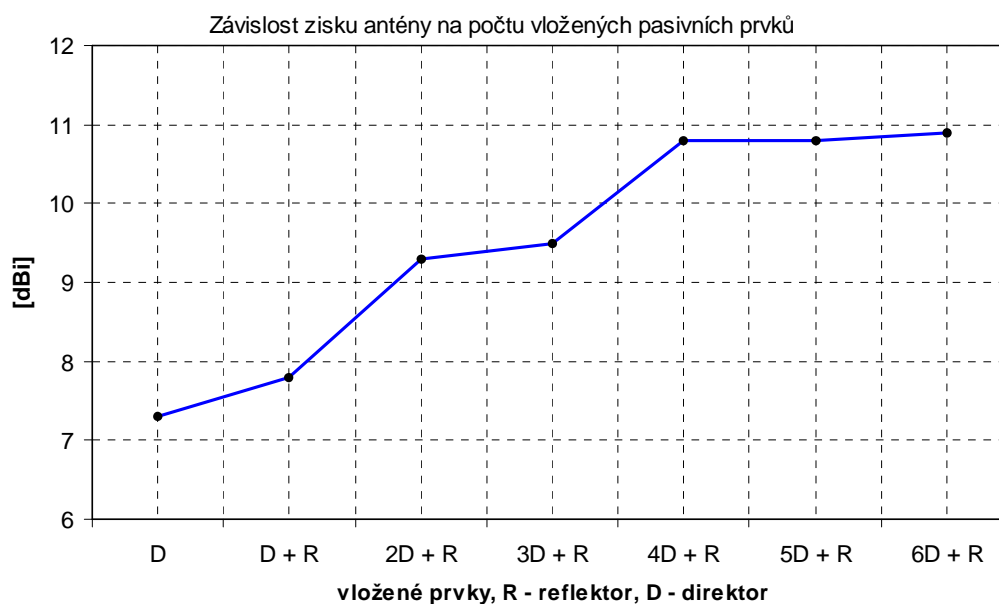
V tabulce 3.5 jsou zahrnuty sledované vlastnosti struktury v závislosti na počtu přidávaných pasivních prvků. Přidáváním direktorů do struktury docházelo ke zlepšování zisku antény až do přidání čtvrtého direktoru. Vložení pátého a šestého direktoru mělo minimální vliv na zlepšení zisku antény a z tohoto hlediska by bylo jejich přidání nadbytečné (obr. 3.88). Maximum zisku bylo orientováno s nulovou odchylkou již od

přidání druhého direktoru (obr. 3.89). Velikost vyzařovacího úhlu se stále zmenšovala i po přidání pátého a šestého direktoru, jak je znázorněno v obr. 3.90. I když již nešlo o výrazné zmenšení, byla dále zpracovávána struktura se všemi šesti direktory. Dalším důvodem byla skutečnost, že při šestém direktoru byla úroveň výkonu postranního laloku druhá nejnižší, ačkoli se jednalo o rozdíl pouze v řádu jednotek dB (obr. 3.91).

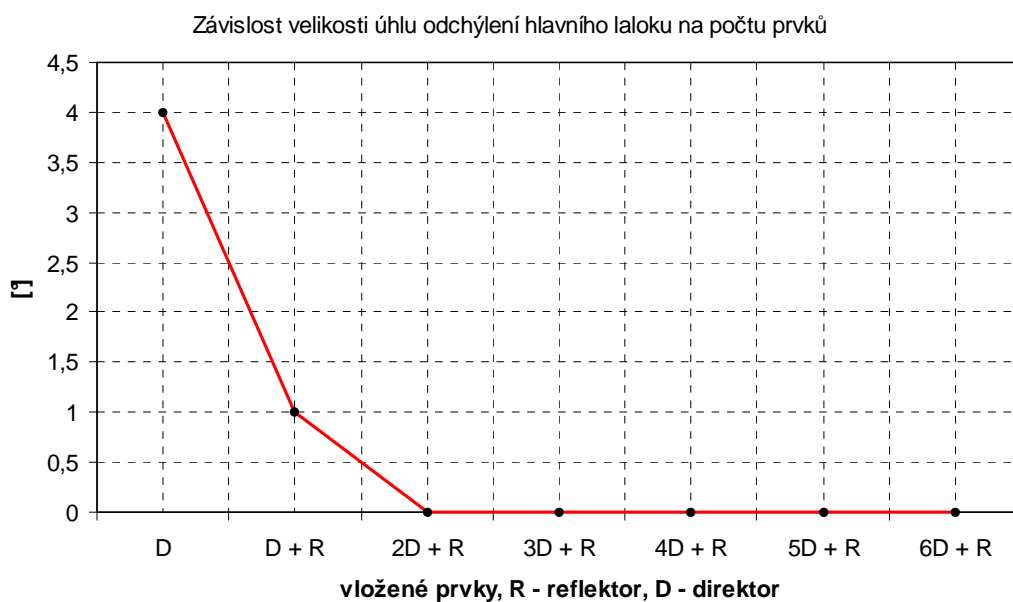
Tabulka 3.5: Chování vlastností antény po přidání pasivních prvků

prvky	-	D	D + R	2D + R	3D + R	4D + R	5D + R	6D + R
S_{11}	[dB]	-13,2	-18,7	-12,4	-12,2	-23,8	-11,2	-24
zisk	[dBi]	7,3	7,8	9,3	9,5	10,8	10,8	10,9
úhel laloku	[°]	4	1	0	0	0	0	0
vyz. úhel	[°]	114,7	78	63,1	57,5	51,5	49,8	47,4
postr. lalok	[dB]	-18,5	-7,3	-16,3	-11,8	-13,2	-11,2	-9,4

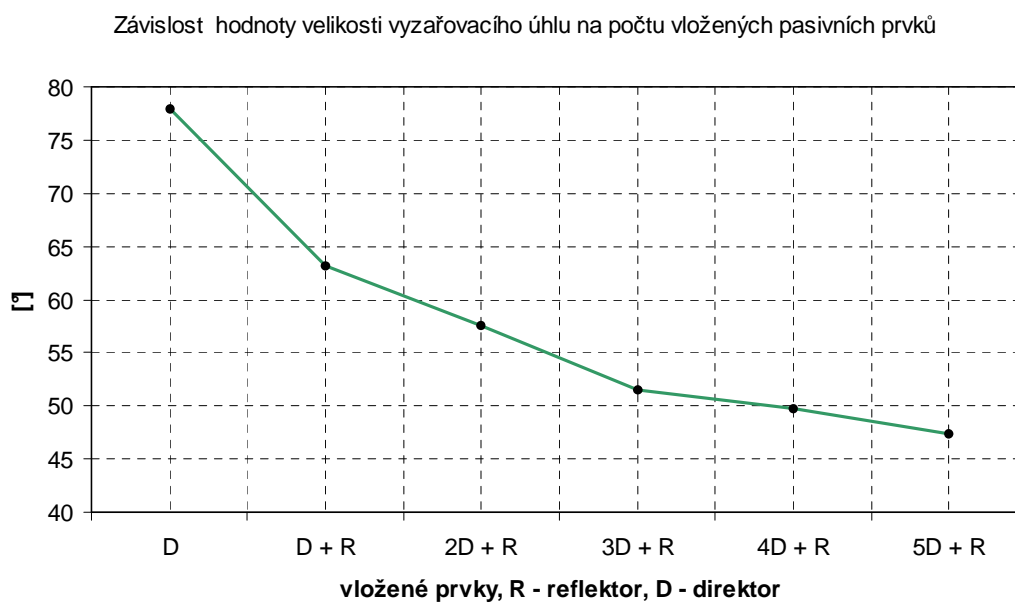
R - reflektor, D - direktor



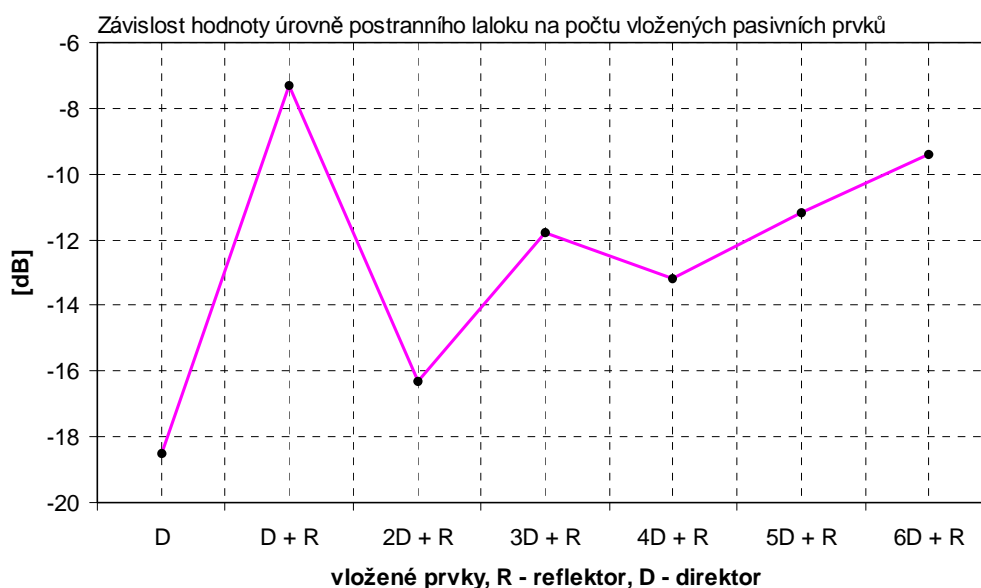
Obr. 3.88: Graf závislosti velikosti zisku na počtu pasivních prvků antény



Obr. 3.89: Graf závislosti úhlu natočení hlavního laloku na počtu pasivních prvků



Obr. 3.90: Graf závislosti velikosti vyzářovacího úhlu na počtu pasivních prvků



Obr. 3.91: Graf závislosti úrovně postranního laloku na počtu pasivních prvků

3.5.1 Implementace prokovených otvorů

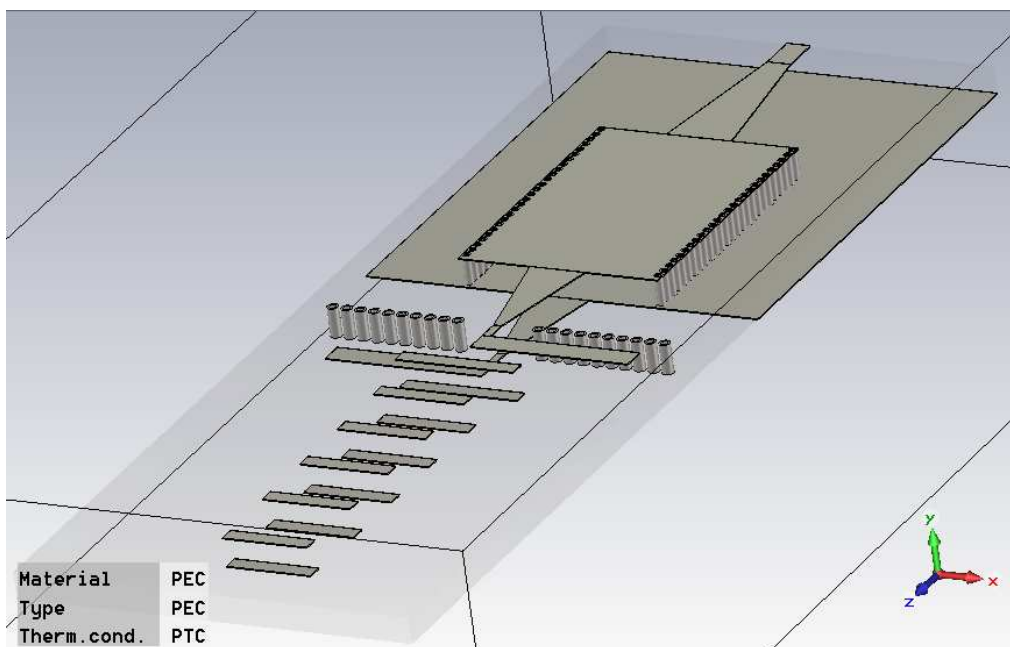
Při simulacích byla dosud z důvodu snížení výpočetní náročnosti modelu a snížení doby výpočtu používána aproximace řady otvorů buď pomocí prvku z PEC materiálu orientovaného rovnoběžně s osou řady prokůvů, nebo podobně pomocí vložené štěrbiny. Je však nutné provést simulaci i s vhodnými prokvy a tak si ověřit teoretické poznatky z kapitoly 1.4 a více se tak přiblížit představě o výsledcích na fyzickém výrobku.

Při implementaci prokovených otvorů do substrátu budou do struktury zavedeny další parametry: vnější průměr prokovu určeného pro SIW d , vnitřní průměr prokovu určeného pro SIW d_{in} , rozteč mezi prokvy SIW s , vnější průměr prokovu určeného pro reflektor d_{ref} , vnitřní průměr prokovu určeného pro SIW d_{inref} a rozteč mezi prokvy reflektoru s_{ref} . (obr. 3.92). Parametr S_{11} finálního modelu na 12 GHz dosahuje -15,6 dB (obr. 3.93). Ve směru $-y$ a y je poměrně výrazný lalok (obr. 3.94). Anténa dosahuje zisku 11,4 dBi a vyzařovací úhel je $47,4^\circ$. Úroveň postranního laloku je -7,3 dB (obr. 3.95). Šířka reflektoru v původní formě bez prokůvů byla 0,62 mm. V normované řadě vrtáků je nejbližší průměr 0,6 mm. Proto tedy $d_{ref} = 0,6$ mm. Poměr s_{ref}/d_{ref} byl zvolen 1,33. Z toho vyplývá, že rozstup os prokůvů v reflektoru $s_{ref} = 0,8$ mm. Ačkoli v kapitole 1.4 byl uveden relativně přesný výpočet rozměrů prokůvů ve vlnovodu pro použitý substrát Arlon 25N®, tyto hodnoty v koncovém návrhu nebyly použity. Důvodem byla snaha o snížení náročnosti na výrobu. V případě, že více vrtaných děr nezvýší náklady na výrobu, můžeme rozměry použité v reflektoru použít i ve vlnovodu. Jak vyplývá z kapitoly 1.4, vlastnosti vlnovodu se tím nezhorší. Za cenu mírného předimenzování odpadá nutnost výměny vrtáku. Rozměry prokovených otvorů jsou tedy: $d = 0,6$ mm a $s = 0,8$. Samotným procesem prokovení dojde ke zmenšení průměru o cca 0,1 mm. Tato hodnota odpovídá vnitřnímu průměru d_{in} a d_{inref} v modelu.

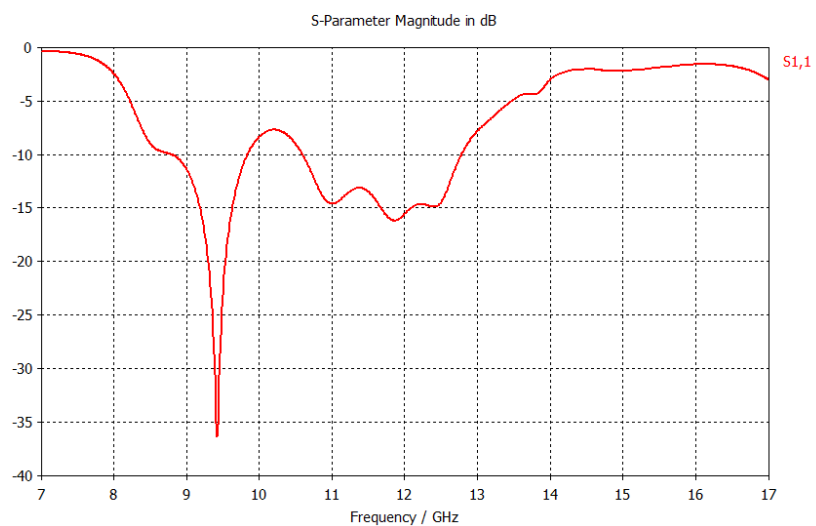
Po dosažení hodnoty w do (6), efektivní šířka vlnovodu $w_{eff} = 10,1$ mm. Mezní

frekvence vlnovodu po dosazení w_{eff} do (1). $f_{\text{mez}} = 8,08$ GHz. Následující vid, který se bude vlnovodem šířit je TE^{20} . Vidová čísla $m = 2$ a $n = 0$ opět dosadíme do (1). Mezní frekvence vidu TE^{20} je 16,16 GHz. Pracovní frekvence 12 GHz je přesně v polovině mezi těmito frekvencemi.

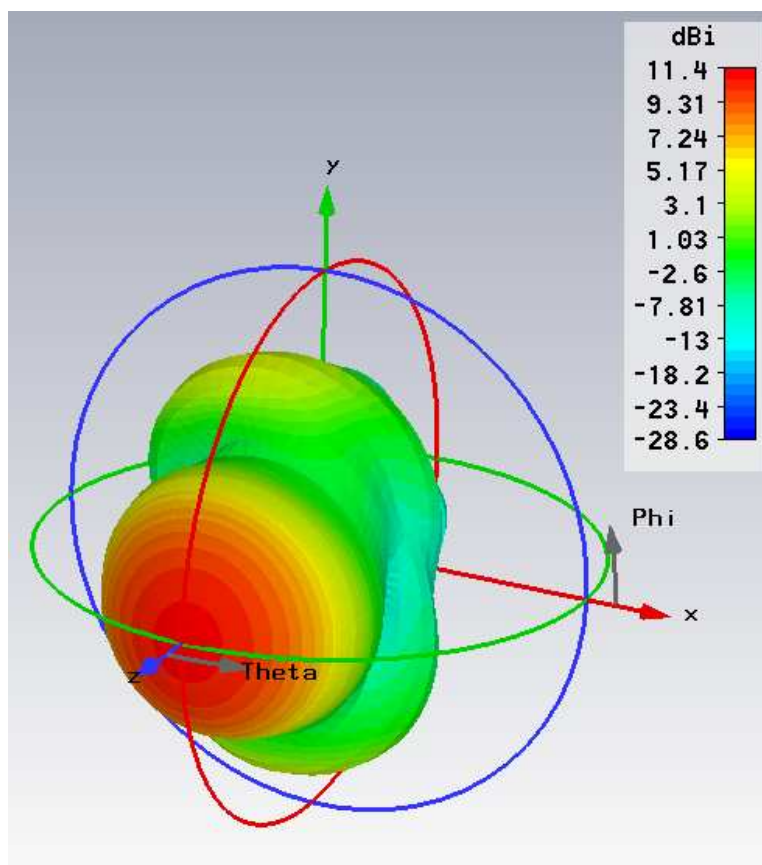
Rozměry pro konstrukci anténní struktury jsou: $L = 15,75$ mm, $L_{\text{sub}} = 65$ mm, $w = 10,58$ mm, $w_{\text{sub}} = 22,5$ mm, $l_{\text{dpasek}} = 1,24$ mm, $w_{\text{dpasek}} = 0,45$ mm, $l_{\text{dip}} = 9$ mm, $w_{\text{dip}} = 1,35$ mm, $l_{\text{pasek}} = 2,25$ mm, $w_{\text{pasek}} = 1,35$ mm, $l_{\text{prechinsiw}} = 9$ mm, $w_{\text{prechinsiw}} = 3,74$ mm, $l_{\text{prechoutsiw}} = 6,64$ mm, $w_{\text{prechoutsiw}} = 3,15$ mm, $p_{d1} = 1,3$ mm, $l_{d1} = 6,75$ mm, $w_{d1} = 0,9$ mm, $l_{d2} = 5,2$ mm, $w_{d2} = 0,9$ mm, $p_{d2} = 3$ mm, $l_{d3} = 5$ mm, $w_{d3} = 0,9$ mm, $p_{d3} = 3,2$ mm, $l_{d4} = 5$ mm, $w_{d4} = 0,9$ mm, $p_{d4} = 3,2$ mm, $l_{\text{dir5}} = 5$ mm, $w_{d5} = 0,9$ mm, $p_{d5} = 3,2$ mm, $l_{\text{dir6}} = 4,8$ mm, $w_{d6} = 0,9$ mm, $p_{d6} = 3,6$ mm, $p_{\text{ref}} = 1$ mm, $t_{\text{ref}} = 2$ mm, $d = 0,6$ mm, $s = 0,8$ mm, $d_{\text{ref}} = 0,6$ mm, $s_{\text{ref}} = 0,8$ mm. Pro představu jsou rozměry znázorněny v příloze B.5.



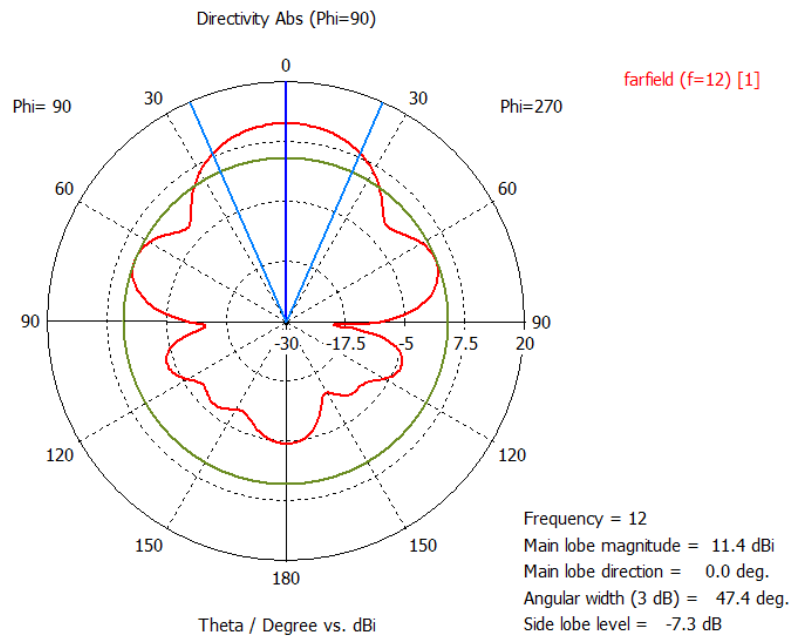
Obr. 3.92: Vzhled struktury s implementovanými prokovy



Obr. 3.93: Graf závislosti S_{11} na f struktury s implementovanými prokovy



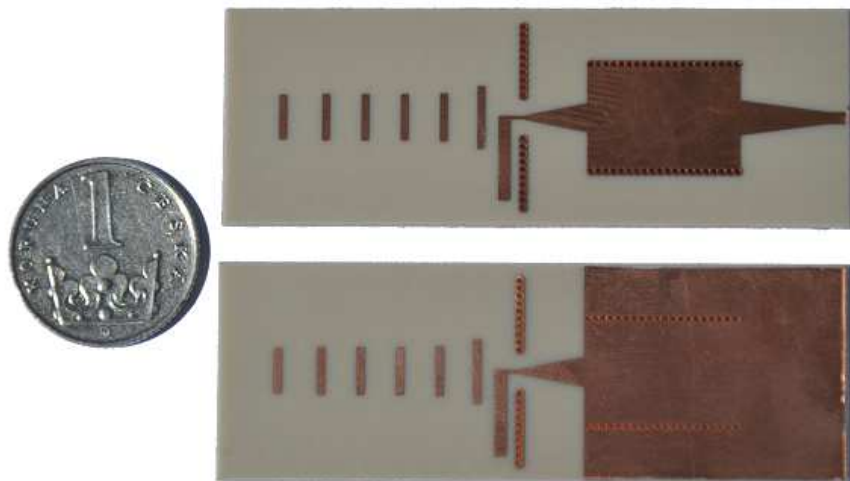
Obr. 3.94: 3D směrová charakteristika struktury s implementovanými prokovy



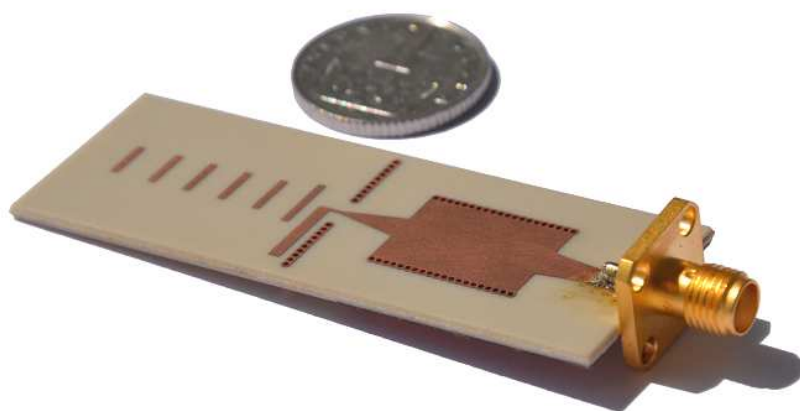
Obr. 3.95: Polární zobrazení směrové charakteristiky struktury s implementovanými prokovy

4 REALIZACE

Pro srovnání vlastností anténní struktury navržené v programu CST Microwave Studio s výrobkem bylo zapotřebí ověřit výrobek v praxi. Nejdůležitějším parametrem je činitel odrazu S_{11} , a směrová charakteristika. Ve výrobě bylo potřeba mírně zvětšit mezikruží v blízkosti prokůvů, aby spolehlivě došlo k propojení obou stran substrátu. Horní a dolní strana hotové desky je na obr. 4.1. Kvůli časovým důvodům nebylo možné ověřit základní vlastnosti antény a porovnat je s výsledky simulací z kapitoly 3.5.1. Na obr. 4.2 je konečná podoba anténní struktury s konektorem RP-SMA. Masku pomocí níž byla anténa vyráběna je v příloze C.1.



Obr. 4.1: Vzhled hotové desky



Obr. 4.2: Vzhled hotové antény

5 ZÁVĚR

Pro potřeby napájení anténní soustavy byly popsány základní parametry obecného vlnovodu a vlastnosti spjaté s problematikou vytvoření SIW struktury. Šíření vlny vlnovodem je závislé na rozměrech vlnovodu, přičemž je třeba dbát na minimální kmitočet, při kterém se začíná vlna vlnovodem šířit a v jakém režimu vidových čísel vlnovod na dané frekvenci pracuje. Z obecně známých vztahů pro zjištění těchto parametrů bylo dosaženo představy o příčných rozměrech SIW na poli milimetrových vln. Z dostupné literatury byly popsány a použity informace o správném návrhu SIW struktury, přičemž byly popsány a použity vztahy potřebné k návrhu vlnovodu integrovaného do substrátu CuClad 217® a Arlon 25N® pro námi zadané požadavky. Vlnovod se podařilo navrhnout tak, aby pracoval v režimu jednovidovosti a jeho mezní kmitočet byl nižší než zadaný kmitočet 12 GHz. Nejmenší navržené prvky vlnovodu nejsou na hranici technologické proveditelnosti a přitom by neměl být problém s jeho funkčností.

V další kapitole byla popsána struktura Yagi-Uda antény a bylo rozebráno šíření vlny podél anténní struktury a vliv délek, rozestupů a počtu pasivních elementů na zisk ve směru šíření vlny, tvaru směrových charakteristik a především na výsledném vyzařovacím úhlu. Reflektor musí být navržen tak, aby elektromagnetickou vlnu, která je vyzařována aktivním zářičem proti požadovanému směru šíření odrazil směrem k direktorům. Každý direktor se pak podílí na zmenšení vyzařovacího úhlu ve směru šíření vlny. Rozestupy mezi jednotlivými direktory však často nejsou konstantní a to především kvůli dalšímu zlepšení směrovosti. Ze stejného důvodu není konstantní ani jejich délka a s pořadím direktoru ve struktuře se jeho délka zmenšuje.

Ve třetí části bylo provedeno několik simulací na základě podobnosti návrhů v literatuře. Bylo otestováno několik typů zářičů a byly pozorovány jejich vlastnosti. Mimo jiné se ukázalo, že při aproximaci řady prokovů jednodušším tvarem je výhodné použít v substrátu vzduchovou šterbinu simulující dutinu prokovu. Rozmítáním rozměrů vlnovodu byly znázorněny změny charakteristiky S_{11} . Ze simulací vyplývá, že zisk s přibývajícými direktory roste až do bodu, kdy další nárůst zisku je poměrně malý. Vyzařovací úhel se s větším počtem direktorů zmenšuje.

Model dosahující nejlepších výsledků obsahuje reflektor a šest direktorů. Byl vyroben na substrátu Arlon 25N®. Z časových důvodů nebyly ověřeny vlastnosti výrobku, a proto nemohou být porovnány s počítačovými simulacemi.

LITERATURA

- [1] XU, F., WU, K. Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 1, p 66-73.
- [2] BOZZI, M., PERREGRINI L., WU, K., ARCIONI, P. Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology, *Radioengineering*, 2009, vol. 18, no. 2, p. 201-209.
- [3] ČERNOHORSKÝ, Dušan. *Elektromagnetické vlny a vedení*. 1. vyd. Brno: VUT, 1995, 122 s. ISBN 80-214-0697-6.
- [4] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: Přednášky*. Vyd. 2., dopl. Brno: VUT FEKT, 2002, 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [5] PROCHÁZKA, Miroslav. *Antény: Encyklopedická příručka*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2000, 287 s. ISBN 80-860-5659-7.
- [6] MACOUN, Jindřich. Yagiho směrové antény pro VKV a UKV, *Amatérské rádio pro konstruktéry B*. 1982, roč. 31, č.1, s. 2-39.
- [7] YU, S., HONG, W., YU, C. Integrated Millimeter Wave Filter for Q-LINKPAN Application, *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUPAC)*, 2011, p 1333-1336.
- [8] FLOC'H, J., AHMAD, A., TAROT, A., LOISON, R., THIZON S., and DADEN, J. On the Design of Planar Printed Dipole Array Antennas, *Wireless Engineering and Technology*, Vol. 3 No. 4, 2012, pp. 203-209.
- [9] YANG, Y., WANG, Y., FATHY, A. Design of compact vivaldi antenna arrays for UWB see through wall applications, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 82, 401-418, 2008.
- [10] NORHAYATI, H., KAMA AZURA, O. Designing Vivaldi Antenna with Various Sizes using CST Software, *Proceedings of the World Congress on Engineering 2011*, vol. 2, 2011, p. 541.
- [11] WU, Q., JIN, B., WU, Y. An approach to the determination of the phase center of Vivaldi-based UWB antenna, *Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 8*, 2007, p 69-73.
- [12] DE OLIVEIRA, A., M., JUSTO, J., F., KOFUJI, S., T. A 180nm CMOS UWB Transmitter with Vivaldi Antenna for non-invasive vital signals monitoring for radar, *3^o Congresso Científico da Semana Tecnológica – IFSP – (CONCISTEC'12)*, 2012, vol. 1.
- [13] VASILIADIS, T., G., VAITSOPOULOS, E., G. A wideband printed dipole antenna with optimized tapered feeding balun for ISM and FWA bands, *Microwave and Optical Technology Letters*, 2004, vol. 43, no. 5.
- [14] ZHANG, Z., YANG, N. WU, K. Broadband Millimeter-Wave Quasi-Yagi Antenna Using Substrate Integrated Waveguide Technique, *Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE*, 2008, p. 671-674.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

c	Rychlost světla ve vakuu
d	Průměr prokovu SIW
d_{ref}	Průměr prokovu reflektoru
d_{dir}	Průměr prokovu direktoru
d_{in}	Vnitřní průměr prokovu SIW
d_{inref}	Vnitřní průměr prokovu reflektoru
d_{via}	Průměr plného prokovu
E	Elektrická intenzita
ε_r	Relativní permitivita
f	Pracovní frekvence
f_{mez}	Mezní frekvence
f_{min}	Minimální frekvence
f_{max}	Maximální frekvence
h	Výška vlnovodu
h_{PEC}	Výška vrstvy PEC
H	Magnetická intenzita
J	Proudová hustota
L	Délka vlnovodu
L_{sub}	Délka substrátu
l_{balun}	Délka balunu
l_{dip}	Délka dipólu
l_{dn}	Délka n -tého direktoru
l_{pasek}	Délka mikropáskového vedení
l_{dpasek}	Délka pásku k dipólu
l_{rpasek}	Délka pásku k reflektoru
l_{prechsiw}	Délka přechodu SIW-mikropáskové vedení
$l_{\text{prechinsiw}}$	Délka přechodu na vstupu SIW
$l_{\text{prechoutsiw}}$	Délka přechodu na výstupu SIW
l_{prechbal}	Délka přechodu balun-pásek
l_{mezera}	Délka mezery

l_{ref}	Délka reflektoru
l_c	Délka antény
λ	Vlnová délka
λ_{mez}	Mezní vlnová délka
λ_g	Délka vlny ve vlnovodu
m	Vidové číslo
n	Vidové číslo
p_{dn}	Vzdálenost k n -tému direktoru
p_{ref}	Vzdálenost reflektoru od dipólu
θ	Úhel dopadu vlny ve vlnovodu
θ_c	Kritický úhel dopadu ve vlnovodu
r_{dip}	Poloměr zaoblení dipólu
r_{vivin}	Vnitřní poloměr zaoblení Vivaldiho antény
r_{vivout}	Vnější poloměr zaoblení Vivaldiho antény
$r_{\text{vivzakriv}}$	Vzdálenost bodů Vivaldiho antény v ose z
R_{leak}	Míra úniku
R	Míra otevření Vivaldiho antény
s	Rozteč mezi prokvy vlnovodu
s_{ref}	Rozteč mezi prokvy reflektoru
S_{11}	Činitel odrazu na vstupu
t_{ref}	Vzdálenost reflektoru od pásku
$\tan \delta$	Ztrátový činitel
v	Rychlost vlny
v_f	Fázová rychlost
w	Šířka vlnovodu
w_{balundip}	Šířka balun prvku k dipólu
w_{balungnd}	Šířka balun prvku k zemnicí vrstvě
w_{sub}	Šířka substrátu
w_{eff}	Efektivní šířka vlnovodu
w_{dip}	Šířka dipólu
w_d	Šířka direktoru
w_{pasek}	Šířka mikropáskového vedení
w_{dpasek}	Šířka pásku k dipólu
w_{rpasek}	Šířka pásku k reflektoru

W_{prechsiw}	Šířka přechodu na SIW-mikropásek
$W_{\text{prechinsiw}}$	Šířka přechodu na vstupu SIW
$W_{\text{prechoutsiw}}$	Šířka přechodu na výstupu SIW
W_{prechbal}	Šířka přechodu balun-pásek
W_{mezera}	Šířka mezery
W_{ref}	Šířka reflektoru
W_{slot}	Šířka štěrbinu simulující prokovy
W_{viv}	Vzdálenost zářičů Vivaldiho antény
W_{vivmin}	Minimální vzdálenost zářičů Vivaldiho antény
W_{vivmax}	Maximální vzdálenost zářičů Vivaldiho antény
Elmag.	Elektromagnetická
Fáz.	Fázový
PEC	Perfect Electric Conductor, dokonalý elektrický vodič
SIW	Substrate Integrated Waveguide, vlnovod integrovaný do vlnovodu
SIRW	Substrate Integrated Rectangular Waveguide, obdélníkový vlnovod integrovaný do vlnovodu
TE	transverzálně elektrická vlna

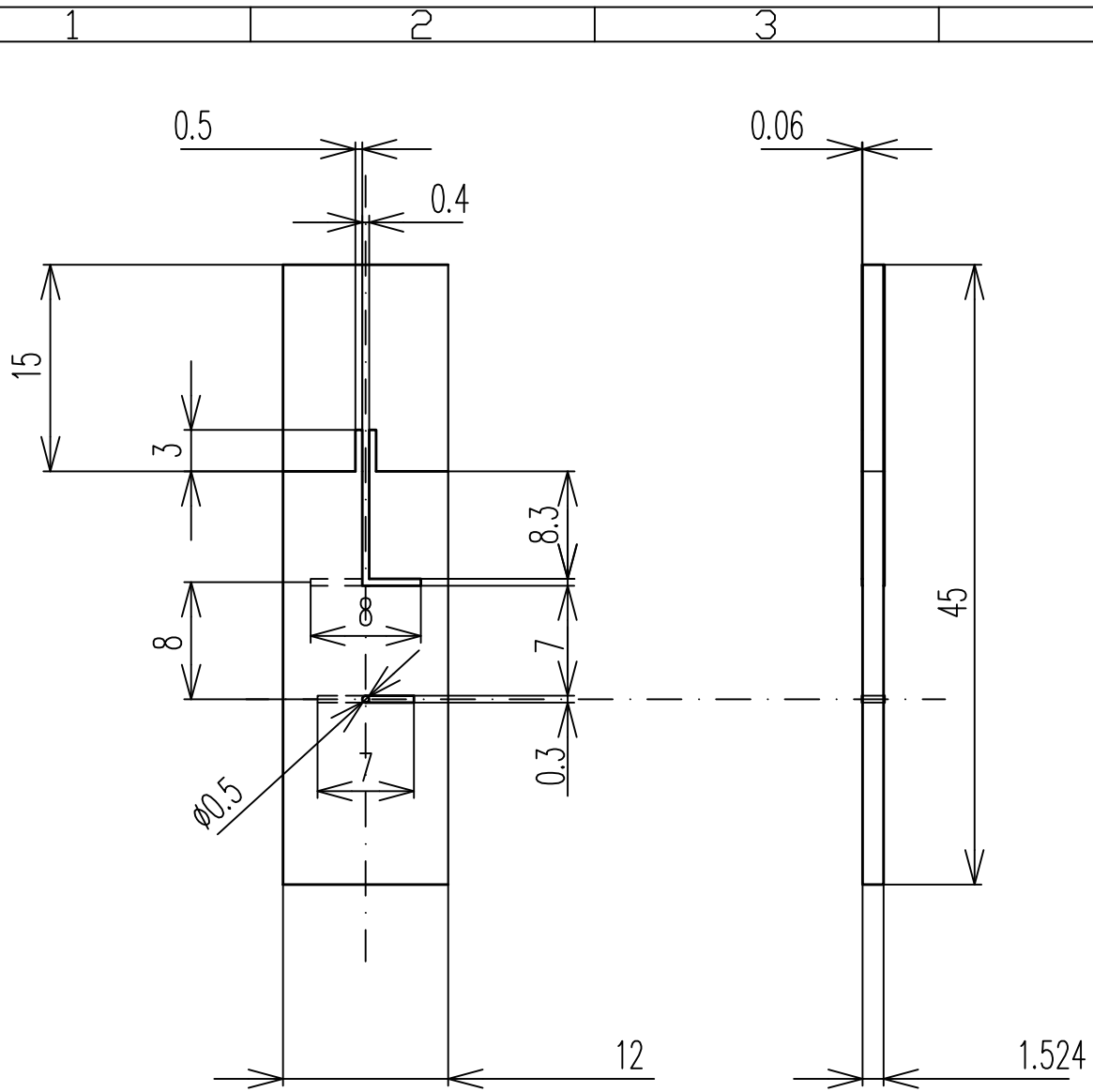
SEZNAM PŘÍLOH

A	ANTÉNNÍ ŘADY	80
A.1	Rozměrová tabulka vybraných typů Yagiho antén (převzato z [6]).....	80
B	VÝKRESOVÁ DOKUMENTACE	81
B.1	Struktura s direktorem	81
B.2	Struktura s reflektorem	82
B.3	Vivaldiho anténa	83
B.4	Struktura s balun prvkem	84
B.5	Struktura s šesti direktory	85
C	PLOŠNÉ SPOJE	86
C.1	Nákres masky plošného spoje.....	86

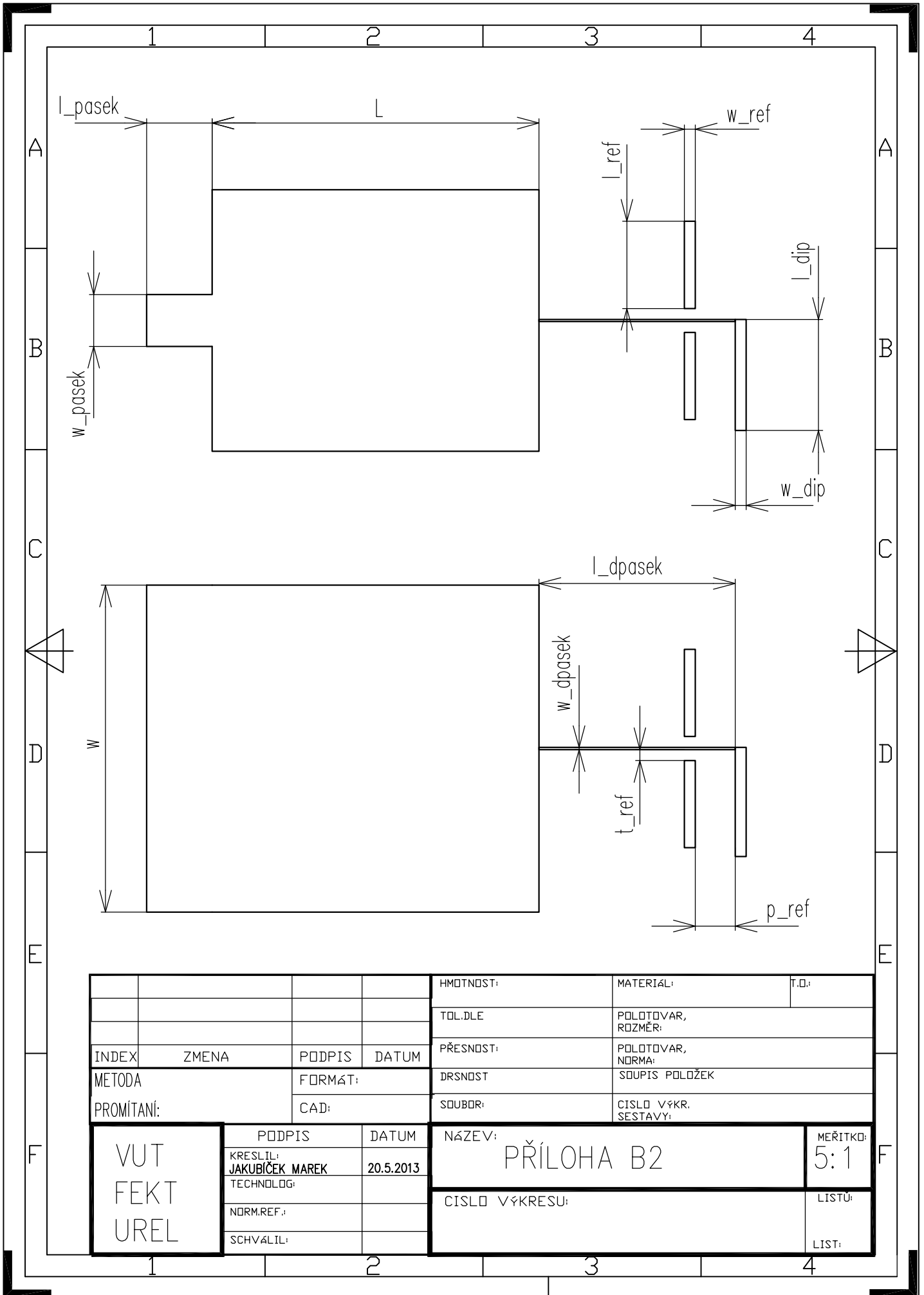
A ANTÉNNÍ ŘADY

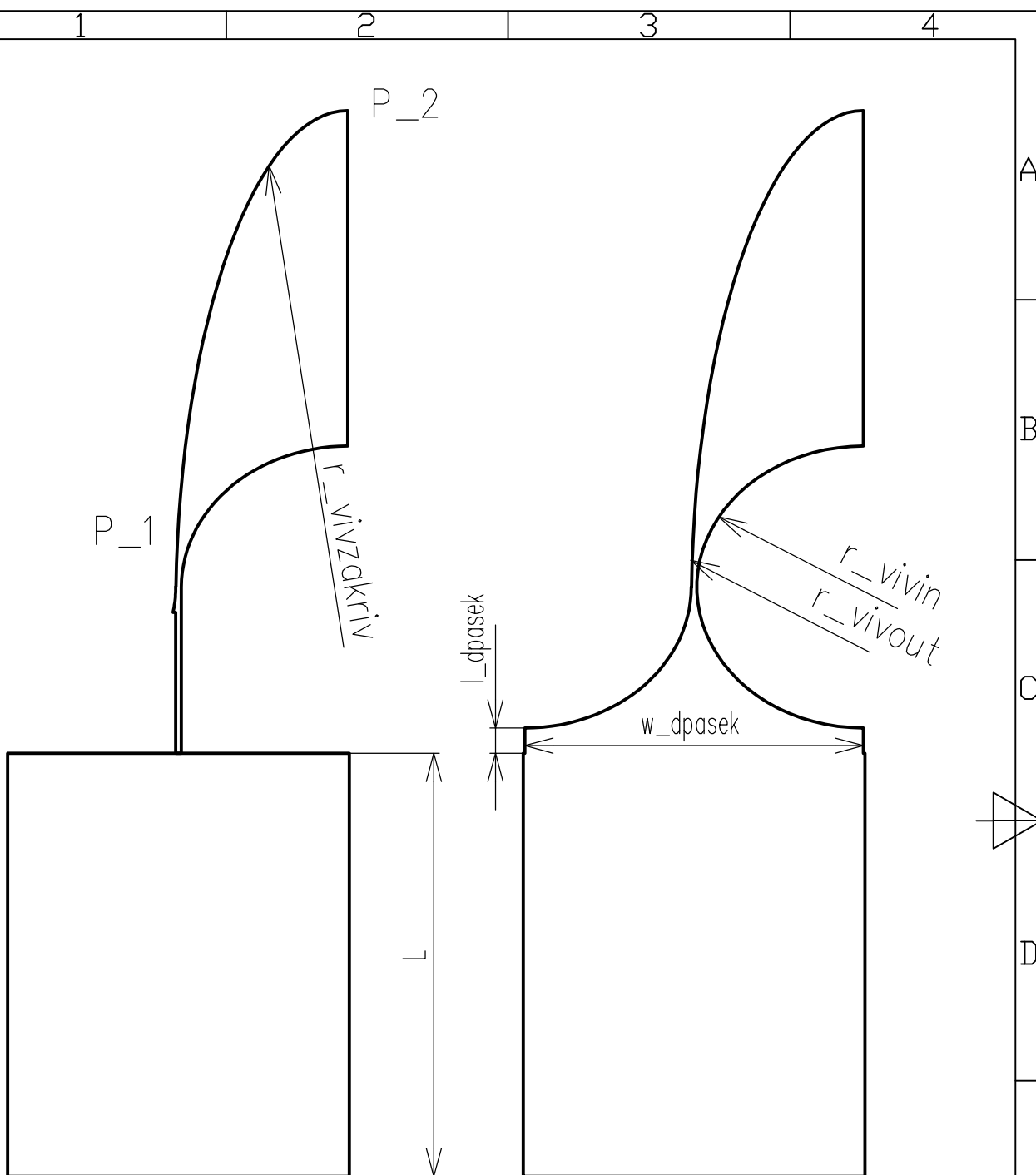
A.1 Rozměrová tabulka vybraných typů Yagiho antén (převzato z [6])

Anténa:	A	B	C	D	E	F	G	H	I
Typ:	5Y 0,4-0,85	5Y 0,42-0,9	7Y 1,7-0,98	12Y 2-0,92	14Y 2,7-0,9	20Y 2,7-0,9	17Y 4,1-0,96	28Y 7,3-0,9	21Y 6,6-0,96
L_r	0,63 (2x)	0,608 (2x)	0,476 (1x)	0,6 (2x)	0,59 (2x)	0,604 (3x)	0,53 (2x)	0,615 (2x)	0,52 (1x)
p_r	0,19	0,19	0,25	0,226	0,23	0,15+0,07	0,177	0,18	0,2
L_z	0,56	0,54	0,52	0,55	0,57	0,552	0,522	0,57	0,51
p_1	0,032	0,036	0,05	0,06	0,05	0,05	0,064	0,044	0,084
L_{D1}	0,472	0,47	0,47	0,47	0,464	0,48	0,461	0,426	0,469
p_2	0,19	0,2	0,289	0,094	0,165	0,083	0,254	0,128	0,107
L_{D2}	0,45	0,44	0,436	0,46	0,456	0,463	0,433	0,41	0,455
p_3			0,406	0,132	0,172	0,121	0,304	0,266	0,234
L_{D3}			0,43	0,453	0,448	0,459	0,433	0,408	0,44
p_4			0,323	0,17	0,192	0,155	0,304	0,285	0,263
L_{D4}			0,434	0,445	0,441	0,456	0,628	0,408	0,44
p_5			0,422	0,208	0,211	0,19	0,304	0,303	0,289
L_{D5}			0,43	0,436	0,433	0,452	0,415	0,403	0,433
p_6				0,236	0,23	0,219	0,304	0,303	0,335
L_{D6}				0,43	0,425	0,449	0,412	0,403	0,433
p_7				0,264	0,25	0,242	0,304	0,303	0,39
L_{D7}				0,426	0,418	0,446	0,408	0,403	0,433
p_8				0,292	0,268	0,268	0,304	0,303	0,39
L_{D8}				0,422	0,41	0,442	0,405	0,403	0,419
p_9				0,32	0,287	0,293	0,304	0,303	0,39
L_{D9}				0,415	0,402	0,439	0,401	0,398	0,419
p_{10}					0,306	0,31	0,304	0,303	0,39
L_{D10}					0,395	0,435	0,401	0,398	0,419
p_{11}					0,325	0,31	0,304	0,303	0,39
L_{D11}					0,387	0,432	0,401	0,398	0,419
p_{12}						0,31	0,304	0,303	0,39
L_{D12}						0,428	0,401	0,398	0,419
p_{13}						0,31	0,304	0,303	0,39
L_{D13}						0,425	0,401	0,395	0,411
p_{14}						0,31	0,304	0,303	0,39
L_{D14}						0,421	0,396	0,395	0,411
p_{15}						0,31	-	0,303	0,39
L_{D15}						0,418	-	0,395	0,411
p_{16}						0,31	-	0,303	0,39
L_{D16}						0,414	-	0,395	0,404
p_{17}						-	-	0,303	0,39
L_{D17}								0,39	0,404
p_{18}								0,303	0,39
L_{D18}								0,39	0,404
p_{19}								0,303	0,39
L_{D19}								0,39	0,404
p_{20} až p_{25}								0,303	
L_{D20} až L_{D25}								0,39	
h	0,28	0,27	-	0,28	0,3	0,5	0,27	0,22	-
t	0,0034	0,005	0,0067	0,005	0,0045	0,01	0,01	0,0155	0,0058
T	0,004	0,007	-	0,025	0,015	0,035	0,03	0,042	0,024
m	0,02	0,03	0,04	0,05	0,05	0,05	0,05	0,08	0,05

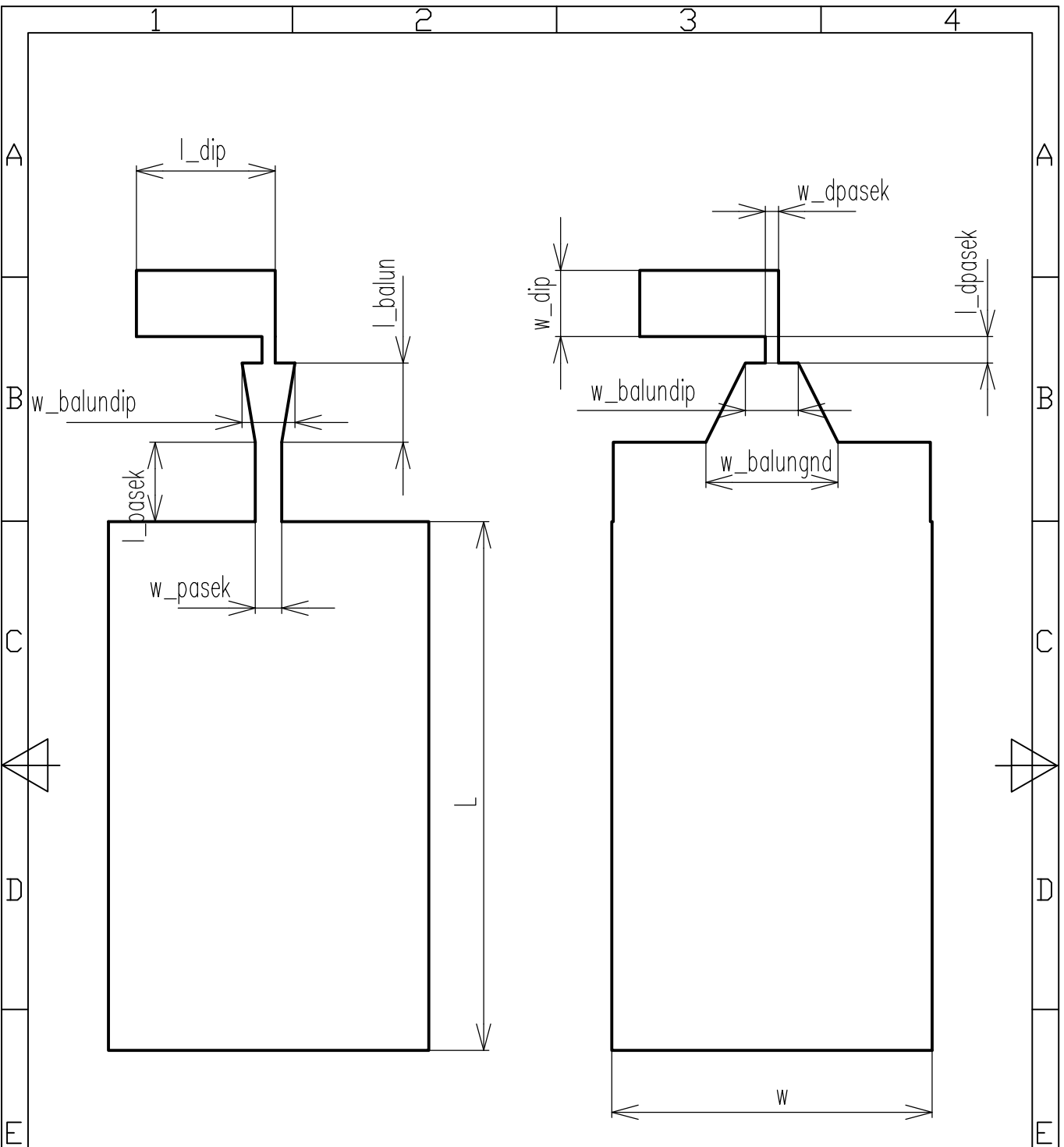


				HODNOTNOST:	MATERIAL:	T.O.:
				TOL.DLE	POLOTOVAR, ROZMÉR:	
INDEX	ZMENA	PODPIS	DATUM	PŘESNOST:	POLOTOVAR, NORMA:	
METODA		FORMÁT:		DRSNOST	SOUPIS POLOŽEK	
PROMÍTANÍ:		CAD:		SOUBOR:	CISLO VÝKR. SESTAVY:	
VUT FEKT UREL	PODPIS	DATUM	NÁZEV:	PŘÍLOHA B		MEŘITKO: 2:1
	KRESLIL: JAKUBIČEK MAREK	8.12.2012	CISLO VÝKRESU:			LISTŮ:
	TECHNOLOG:					LIST:
	NORM.REF.:					
	SCHVÁLIL:					

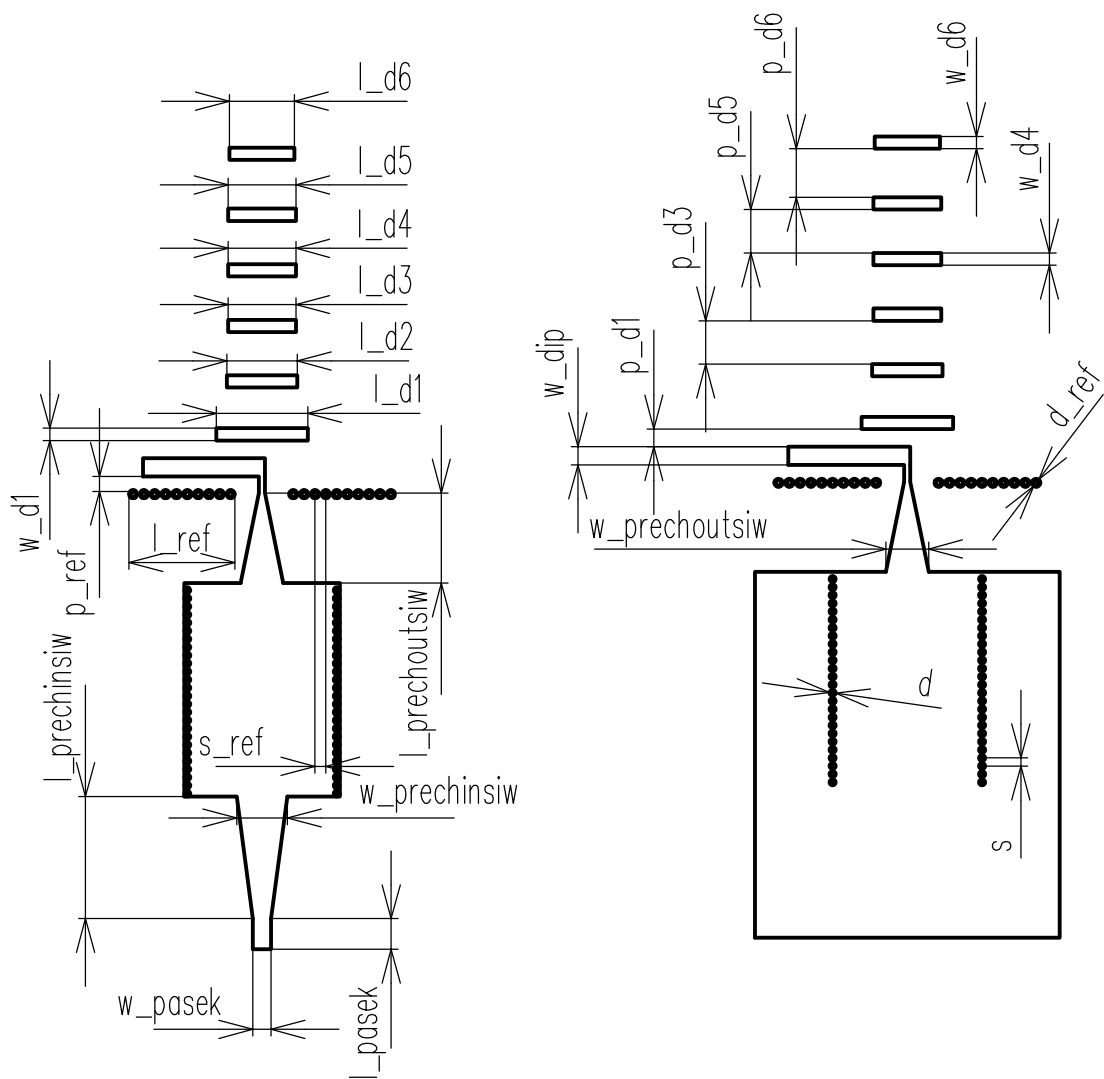




				HODNOTA:	MATERIÁL:	T.D.:
				TOL.DLE	POLOTOVAR, ROZMÉR:	
INDEX	ZMENA	PODPIS	DATUM	PŘESNOST:	POLOTOVAR, NORMA:	
METODA		FORMÁT:		DRSNOST	SOUPIS POLOŽEK	
PROMÍTANÍ:		CAD:		SOUBOR:	CISLO VÝKR. SESTAVY:	
VUT FEKT UREL	PODPIS	DATUM	NÁZEV:	PŘÍLOHA B3		MEŘITKO: 5:1
	KRESLIL: JAKUBÍČEK MAREK	20.5.2013	CISLO VÝKRESU:			LISTU:
	TECHNOLOG:					LIST:
	NORM.REF.:					
	SCHVÁLIL:					



				HMOTNOST:	MATERIÁL:	T.O.:
				TOL.DLE	POLOTOVAR, ROZMÉR:	
INDEX	ZMENA	PODPIS	DATUM	PŘESNOST:	POLOTOVAR, NORMA:	
METODA		FORMÁT:		DRSNOST	SOUPIS POLOŽEK	
PROMÍTANÍ:		CAD:		SOUBOR:	CISLO VÝKR. SESTAVY:	
VUT FEKT UREL	PODPIS	DATUM	NÁZEV:			MEŘITKO:
	KRESLIL: JAKUBÍČEK MAREK	20.5.2013	PŘÍLOHA B4			5:1
	TECHNOLOG:		CISLO VÝKRESU:			LISTU:
	NORM.REF.:					LIST:
	SCHVÁLIL:					



				HMOTNOST:	MATERIÁL:	T.D.:
				TOL.DLE	POLOTOVAR, ROZMÉR:	
INDEX	ZMENA	PODPIS	DATUM	PŘESNOST:	POLOTOVAR, NORMA:	
METODA		FORMÁT:		DRSNOST	SOUPIS POLOŽEK	
PROMÍTANÍ:		CAD:		SOUBOR:	CISLO VÝKR. SESTAVY:	
VUT FEKT UREL	PODPIS	DATUM	NÁZEV:			MEŘITKO:
	KRESLIL: JAKUBÍČEK MAREK	20.5.2013	PŘÍLOHA B5			2:1
	TECHNOLOG:		CISLO VÝKRESU:			LISTU:
	NORM.REF.:					LIST:
	SCHVÁLIL:					

