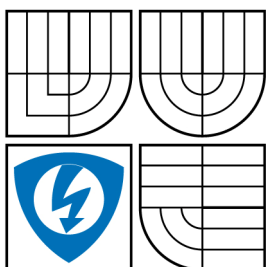


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS**

ANTÉNY PRO PÁSMO MILIMETROVÝCH VLN

ANTENNAS FOR MILIMETER-WAVE BANDS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. KAMIL PÍTRA

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. ZBYNĚK RAIDA

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Kamil Pítra

ID: 77820

Ročník: 2

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Antény pro pásmo milimetrových vln

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s typickými představiteli antén, používanými pro vyzařování a příjem elektromagnetických vln v pásmech milimetrových vln. Diskutujte rozdíly mezi anténami pro milimetrové a decimetrové vlny.

Vyberte několik typických typů planárních antén pro pásmo milimetrových vln a ve vhodně zvoleném programu vytvořte jejich numerické modely. Výsledky modelování experimentálně ověřte.

Vybrané planární antény pro pásmo milimetrových vln použijte jako budič trychtýřové antény. Výslednou anténní strukturu numericky namodelujte, optimalizujte, vyrobte a experimentálně ověřte výsledné parametry.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BALANIS, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition. New York: J. Wiley and Sons, 2005.

[2] MUKHERJEE, P., GUPTA, B. Terahertz (THz) frequency sources and antennas - a brief overview. International Journal on Infrared and Millimeter Waves. 2008, vol. 29, no. 12, p. 1091-1102.

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 21.5.2010

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Kamil Pítra
Bytem: Dr. Jiřího Fífy 867, Strakonice, 386 01
Narozen/a (datum a místo): 2. dubna 1984 ve Strakonících

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
 - diplomová práce
 - bakalářská práce
 - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Antény pro pásmo milimetrových vln

Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užit, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 21. května 2010

.....
Nabyvatel

.....
Autor

ABSTRAKT

Tato práce popisuje návrh a experimentální ověření tří typů širokopásmových antén, motýlkové antény, Vivaldiho antény a spirálové antény. Sledovanými parametry jsou šířka pásma, vstupní impedance, zisk a směrová charakteristika. Dalším krokem je návrh trychtýřové antény pro pásmo milimetrových vln. Pozornost byla věnována správnému návrhu budiče pro trychtýřovou anténu. Pro výslednou anténní strukturu byly vybrány motýlková anténa a Vivaldiho anténa. Na jedné straně anténní struktura poskytuje široké pásmo a vysoký zisk na straně druhé.

KLÍČOVÁ SLOVA

UWB, EHF, flíčková anténa, motýlková anténa, Vivaldiho anténa, spirálová anténa, SMA konektor, K konektor, trychtýřová anténa.

ABSTRAKT

This thesis describes design and experimental verification of three types of the wideband antenna Bow-tie antenna, Vivaldi antenna and Spiral antenna. The tracked parameters are bandwidth, input impedance, gain and directivity patterns. Next step is design of millimeter-wave horn antennas. Attention is turned to the proper construction of a wideband feeder of the horn. For the final antenna structure, a bow-tie dipole and a Vivaldi antenna were chosen. The antenna construction is aimed to provide a wide bandwidth on one hand and a high gain on the other hand.

KEYWORDS

UWB, EHF, patch antenna, bow-tie dipole antenna, Vivaldi antenna, spiral antenna, SMA connector, K connector, horn antenna

PÍTRA, K. *Antény pro pásmo milimetrových vln*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 89 s. Vedoucí diplomové práce prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

PROHLÁŠENÍ

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

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 21. května 2010

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 21. května 2010

.....

(podpis autora)

OBSAH

1	ÚVOD	6
2	TECHNOLOGIE PRO PÁSMO MILIMETROVÝCH VLN.....	6
3	MILIMETROVÉ ANTÉNY	8
4	PRINCIP UWB TECHNOLOGIE.....	8
4.1	ŠIROKOPÁSMOVOST ANTÉN NA ZÁKLADĚ MATERIÁLU	9
4.2	ŠIROKOPÁSMOVOST ANTÉN NA ZÁKLADĚ GEOMETRIE	10
5	NÁVRH ANTÉNY PRO PÁSMO MILIMETROVÝCH VLN.....	11
5.1	ETAPA PRVNÍ	11
5.1.1	Návrh a konstrukce flíčkové antény pro pásmo 40 GHz	11
5.1.2	Modelování a měření SMA konektoru	16
5.1.3	Modelování a měření 2,92 mm konektoru (K konektor)	19
5.1.4	Návrh a konstrukce motýlkové antény pro pásmo 40 GHz	23
5.1.5	Návrh a konstrukce Vivaldiho antény pro pásmo 40 GHz	31
5.1.6	Návrh a konstrukce spirálové antény pro pásmo 40 GHz.....	36
5.1.7	Porovnání jednotlivých typů antén	50
5.2	ETAPA DRUHÁ.....	51
5.2.1	Návrh a konstrukce apertury trychtýřové antény.....	51
5.2.2	Motýlková anténa jako budič trychtýřové antény.....	53
5.2.3	Vivaldiho anténa jako budič trychtýřové antény	59
5.2.4	Porovnání výsledků anténních struktur	62
5.2.5	Porovnání výsledných směrových charakteristik	64
6	ZÁVĚR.....	69
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	70
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	71
	SEZNAM PŘÍLOH.....	72

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1: Kmitočtové spektrum převzato z [7].	6
Obr. 2.2: Atmosférický útlum pásma převzato z [7].	7
Obr. 4.1: Závislost účinnosti a šířky pásma antény na použitém dielektriku.	9
Obr. 4.2: Vliv geometrie na šířku pásma antény.	10
Obr. 5.1: Navržená flíčková anténa.	13
Obr. 5.2: Průběh činitele odrazu flíčkové antény bez transformátoru.	13
Obr. 5.3: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.	13
Obr. 5.4: Navržená flíčková anténa s čtvrtvlnným transformátorem.	14
Obr. 5.5: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.	14
Obr. 5.6: Deformace směrové charakteristiky, vertikální polarizace (E_{ϑ}).	15
Obr. 5.7: Deformace směrové charakteristiky, horizontální polarizace (E_{ϕ}).	15
Obr. 5.8: Porovnání kmitočtového průběhu velikosti činitele odrazu.	16
Obr. 5.9: Model konektorů vytvořený v programu CST Microwave Studio.	16
Obr. 5.10: Průběh činitele odrazu SMA konektoru.	17
Obr. 5.11: Průběh činitele přenosu SMA konektoru.	17
Obr. 5.12: Průběh vstupní impedance SMA konektoru a) modul, b) fáze.	18
Obr. 5.13: Model K konektoru vytvořený v programu CST Microwave Studio.	19
Obr. 5.14: Průběh činitele odrazu a činitele přenosu.	20
Obr. 5.15: Průběh činitele odrazu a činitele přenosu modelu.	20
Obr. 5.16: Průběh činitele odrazu a činitele přenosu konektoru firmy ANRITSU [17].	21
Obr. 5.17: Průběh modulu vstupní impedance	21
Obr. 5.18: Průběh fáze vstupní impedance.	22
Obr. 5.19: Základní geometrie motýlkové antény.	23
Obr. 5.20: Kmitočtová závislost činitele odrazu na vstupu motýlkové antény.	24
Obr. 5.21: Průběh poměru stojatých vln.	25
Obr. 5.22: Model motýlkové antény s připojeným K konektorem.	25
Obr. 5.23: Kmitočtová závislost činitele odrazu motýlkové antény.	26
Obr. 5.24: Vzájemné porovnání vlivu konektoru vůči diskretnímu portu.	26
Obr. 5.25: Průběh vstupní impedance: a) modul b) fáze.	27
Obr. 5.26: Kmitočtová závislost činitele odrazu měřeného vzorku.	28
Obr. 5.27: Vzájemné porovnání kmitočtové závislosti činitele odrazu antény.	28
Obr. 5.28: Šířka pásma měřeného vzorku.	29
Obr. 5.29: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.	29

Obr. 5.30: Směrová charakteristika motýlkové antény a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	30
Obr. 5.31: Směrová charakteristika motýlkové antény a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	30
Obr. 5.32: Základní geometrie Vivaldiho antény.	31
Obr. 5.33: Kmitočtová závislost činitele odrazu numerického modelu.....	32
Obr. 5.34: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.	33
Obr. 5.35: Vzájemné porovnání kmitočtové závislosti činitele odrazu antény.	34
Obr. 5.36: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.	35
Obr. 5.37: Směrová charakteristika Vivaldiho antény a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	35
Obr. 5.38: Směrová charakteristika Vivaldiho antény a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	36
Obr. 5.39: Základní geometrie spirálové antény.	37
Obr. 5.40: Mikropásková vedení a) nesymetrické vedení, b) symetrické vedení.....	38
Obr. 5.41: Struktura Balunu s binomickým přechodem.	39
Obr. 5.42: Závislost charakteristické impedance na šířce mikropásku převzato z [14].	40
Obr. 5.43: Impededační transformátor klopfensteinova typu.....	41
Obr. 5.44: Závislost činitele odrazu na délce převzato z [14].	42
Obr. 5.45: Průběh transformace impedance převzato z [14].	43
Obr. 5.46: Struktura symetrizačního Balunu	43
Obr. 5.47: Kmitočtová závislost činitele odrazu a činitele přenosu Balunu.....	44
Obr. 5.48: Numerický model spirálové antény.....	44
Obr. 5.49: Kmitočtová závislost činitele odrazu spirálové antény.	45
Obr. 5.50: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.	45
Obr. 5.51: Spirálová anténa s připojenou dutinou.	46
Obr. 5.52: Závislost osového poměru na průměru dutiny převzato z [10].	47
Obr. 5.53: Závislost relativního zisku antény na hloubce dutiny převzato z [10].	47
Obr. 5.54: Kmitočtová závislost činitele odrazu spirálové antény.	48
Obr. 5.55: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.	49
Obr. 5.56: Směrová charakteristika spirálové antény a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	49
Obr. 5.57: Základní geometrie trychtýřové antény převzato z [16].	51
Obr. 5.58: Umístění motýlkové antény v plošné apertuře.	53
Obr. 5.59: Kmitočtová závislost činitele odrazu dvou totožných vzorků.....	54
Obr. 5.60: Kmitočtová závislost činitele odrazu modelu a vzorku.....	54

Obr. 5.61: Kmitočtová závislost činitele odrazu motýlkové antény umístěné v apertuře.	55
Obr. 5.62: Porovnání šířek pásma motýlkové antény jako budiče.	55
Obr. 5.63: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.	56
Obr. 5.64: Rozložení pole koaxiálního vedení převzato z [5].	57
Obr. 5.65: Rozložení pole anténní struktury.....	57
Obr. 5.66: Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	58
Obr. 5.67: Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	58
Obr. 5.68: Umístění Vivaldiho antény v plošné apertuře.	59
Obr. 5.69: Kmitočtová závislost činitele odrazu modelu a vzorku.....	59
Obr. 5.70: Porovnání šířek pásma Vivaldiho antény jako budiče.	60
Obr. 5.71: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.	61
Obr. 5.72: Rozložení pole v anténní struktuře.	61
Obr. 5.73: Směrová charakteristika Vivaldiho antény jako budiče a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	62
Obr. 5.74: Porovnání prostorových směrových charakteristik Motýlkové antény.....	63
Obr. 5.75: Porovnání prostorových směrových charakteristik Vivaldiho antény.	63
Obr. 5.76: Uspořádání měřicího pracoviště UO Brno a ČVUT v Praze.....	64
Obr. 5.77: Směrová charakteristika motýlkové antény a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	65
Obr. 5.78: Směrová charakteristika motýlkové antény a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	65
Obr. 5.79: Směrová charakteristika Vivaldiho antény a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	66
Obr. 5.80: Směrová charakteristika Vivaldiho antény a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	66
Obr. 5.81: Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	67
Obr. 5.82: Směrová charakteristika Motýlkové antény jako budiče a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	67
Obr. 5.83: Směrová charakteristika Vivaldiho antény jako budiče a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	68
Obr. 5.84: Směrová charakteristika Vivaldiho antény jako budiče a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.....	68

SEZNAM TABULEK

Tab 1: Rozdělení kmitočtového spektra.	6
Tab 2: Přehled dosažených šířek pásma realizovaných antén.	50
Tab 3: Přehled základního zisku realizovaných antén.	50
Tab. 4: Porovnání šířky pásma jednotlivých typů antén.	62
Tab. 5: Přehled dosažených zisků antén.	63

1 ÚVOD

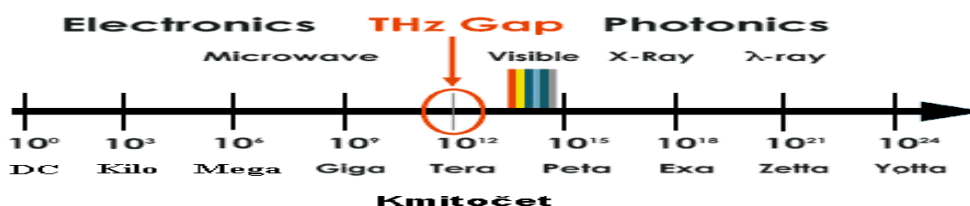
S nástupem nových technologií vzrůstá potřeba komunikace. Tradiční způsoby komunikace pomocí metalických vedení již nesplňují požadavky na komfort zákazníka. Snahou výrobců je hledat nové způsoby komunikace. Jedním ze způsobů je bezdrátová komunikace. Jejím hlavním problémem je konečný počet radiových kanálů. Jedním z možných řešení je přechod k vyšším radiovým kmitočtům. Toto ovšem znamená hledání nových postupů návrhů řešení na těchto vysokých kmitočtech. Jedním z nejdůležitějších prvků v komunikačním řetězci jsou antény. Na ně jsou kladeny stále vyšší a vyšší nároky týkající se jejich základních parametrů. Cílem této práce je návrh právě takové antény pracující na vysokých radiových kmitočtech.

2 TECHNOLOGIE PRO PÁSMO MILIMETROVÝCH VLN

Pásmo milimetrových vln tvoří pomyslnou hranici mezi mikrovlnnou oblastí radiového spektra a oblastí terahertzového spektra kmitočtů znázorněné na obr. 2.1. Blízkost těchto spekter umožňuje kombinovat technologie používané v obou těchto kmitočtových pásmech.

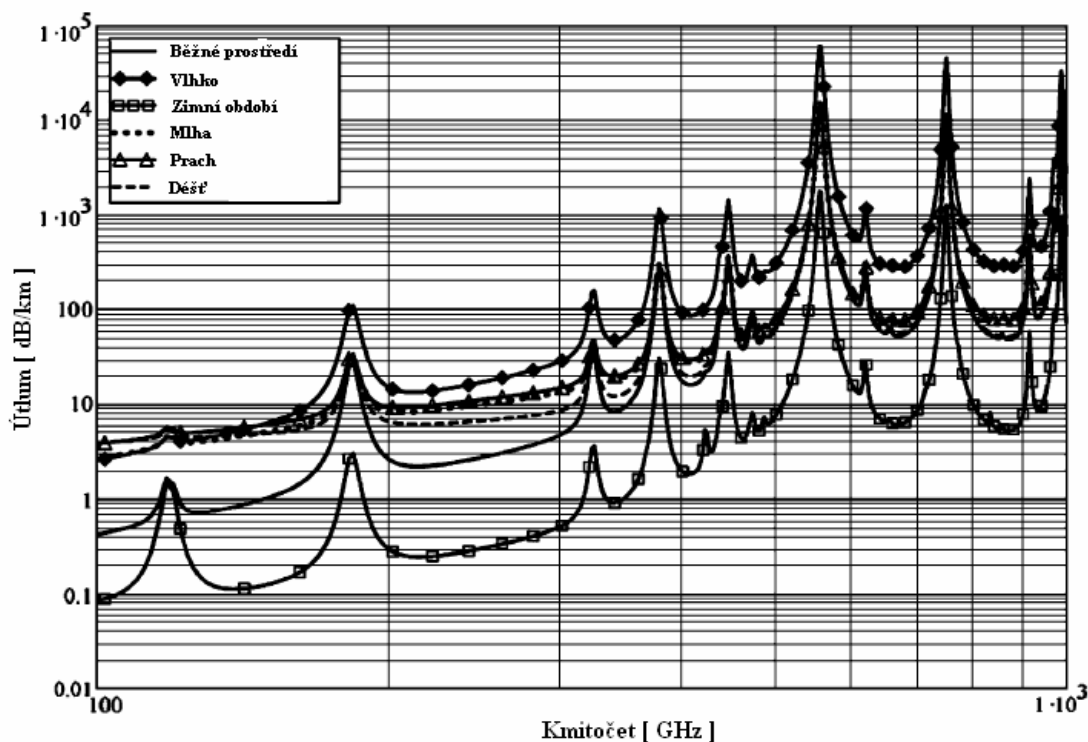
Tab 1: Rozdělení kmitočtového spektra.

kmitočet	název	vlnová délka	český název	zkratka
10 ÷ 30 kHz	Myriametrové	100 ÷ 10 km	Velmi dlouhé vlny	VLF
30 ÷ 300 kHz	Kilometrové	10 ÷ 1 km	Dlouhé vlny	LF
300 ÷ 3000 kHz	Hektometrové	1000 ÷ 100 m	Střední vlny	MF
3 ÷ 30 MHz	Dekametrové	100 ÷ 10 m	Krátké vlny	HF
30 ÷ 300 MHz	Metrové	10 ÷ 1 m	Velmi krátké vlny	VHF
300 ÷ 3000 MHz	Decimetrové	10 ÷ 1 dm	Ultra krátké vlny	UHF
3 ÷ 30 GHz	Centimetrové	10 ÷ 1 cm	Centimetrové vlny	SHF
30 ÷ 300 GHz	Milimetrové	10 ÷ 1 mm	Milimetrové vlny	EHF
300 ÷ 3000 GHz	Decimilimetrové	1 ÷ 0,1 mm	Decimilimetrové vlny	



Obr. 2.1: Kmitočtové spektrum převzato z [7].

Hlavní výhodou horní hranice milimetrového pásma je, že není ionizováno. To umožňuje použití malých vysílacích výkonů. Signály milimetrových vln mohou být použity k snímacím, vysílacím a zobrazovacím účelům. Přináší však i problémy, které je potřeba uvážit při návrhu zařízení. Nejzásadnějším je atmosférický útlum. Jeho průběh v závislosti na kmitočtu znázorňuje obr. 2.2.



Obr. 2.2: Atmosférický útlum pásma převzato z [7].

Praktické využití milimetrového záření:

- *Penetrace.* Milimetrové vlny projdou skrz běžný oděv a balící materiál s relativně malým útlumem.
- *Vysoká rozlišovací schopnost.* Krátké vlnové délky milimetrových signálů v porovnání s mikrovlnami mohou být využity k poskytnutí obrazu v submilimetrovém rozlišení.
- *Spektroskopie.* Mnoho hmot na tuhé bázi charakterizuje spektrum v pásmu 0,2 až 3 THz. To umožňuje objevení těchto látek, dokonce i ukrytých v balíčkách nebo oděvech.
- *Nízké rozptylování.* Kratší vlnové délky milimetrových signálů ve srovnání s viditelným světlem (spektrém) jsou mnohem méně rozptylovány.
- *Intenzita.* Milimetrové signály lze snadněji zaostřit a směřovat nežli radiové vlny pracující v nižších pásmech.

3 MILIMETROVÉ ANTÉNY

Vývoj milimetrových antén je předmětem výzkumu posledních let. Jedná se o novou oblast anténní techniky kombinující klasické postupy návrhu antén s novými známými technologiemi. V dnešní době se vývoj těchto antén ubírá dvěma směry. Prvním směrem je použití známých typů antén realizovaných na nových materiálech s přesnou technologií výroby. Druhým směrem je využití nanotechnologie, kde stále platí základní principy elektromagnetismu, ale antény jsou již zcela odlišné od klasických a známých koncepcí. K dnešnímu datu byly v literatuře publikovány funkční prototypy těchto antén. A to zejména křížově polarizovaný terahertzový dipól pracující na kmitočtu 0,8 THz ($\lambda = 375 \mu\text{m}$) realizovaný týmem Prof. Rudda a první nanotrubicové anténní soustavy navržené týmem Prof. Zenga. Snahou této práce je návrh širokopásmové směrové antény určené pro vysokorychlostní přenos dat na krátkou vzdálenost (do 10 cm). Anténa bude realizována klasickou technologií, doplněná o úhlový nebo rovinný reflektor. Celá tato struktura bude vložena do trychtýřové antény z důvodu dosažení větší směrovosti a zisku. Anténa musí mít i dobré ostatní parametry, zejména vstupní impedanci. Hlavními otázkami jsou vhodná volba materiálů a vytvoření vhodného motivu antény s přihlédnutím k ceně a požadavkům na výrobní technologii při dodržení všech limitujících faktorů této kmitočtové oblasti.

4 PRINCIP UWB TECHNOLOGIE

Systémy s extrémní šířkou pásma patří k perspektivním systémům moderní radiové komunikace. Požadavkem je velká šířka pásma, alespoň 500 MHz, nebo 20 % šířky pásma vyhovující podmínce 4.1 [3]

$$\frac{B_f}{f_c} > 0,2 , \quad (4.1)$$

kde B_f je šířka pásma pro pokles velikosti činitele odrazu na vstupu antény o 10 dB a f_c je střední kmitočet daného pásma. Širokopásmové technologie nemají harmonickou nosnou a informace je zakódována ve sledu velmi krátkých pulzů (0,2 až 1,5 ns). V UWB se používají různé Gaussovské a Hermitovské impulzy. Nejčastěji se používá Gaussovský impulz a jeho derivace. Jedná se o snadno generovatelný impulz, popsany vztahem 4.2 podle [3]

$$g_2(t) = K_3 \cdot \frac{-2}{\tau^2} \cdot \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2}\right) \cdot e^{\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} , \quad (4.2)$$

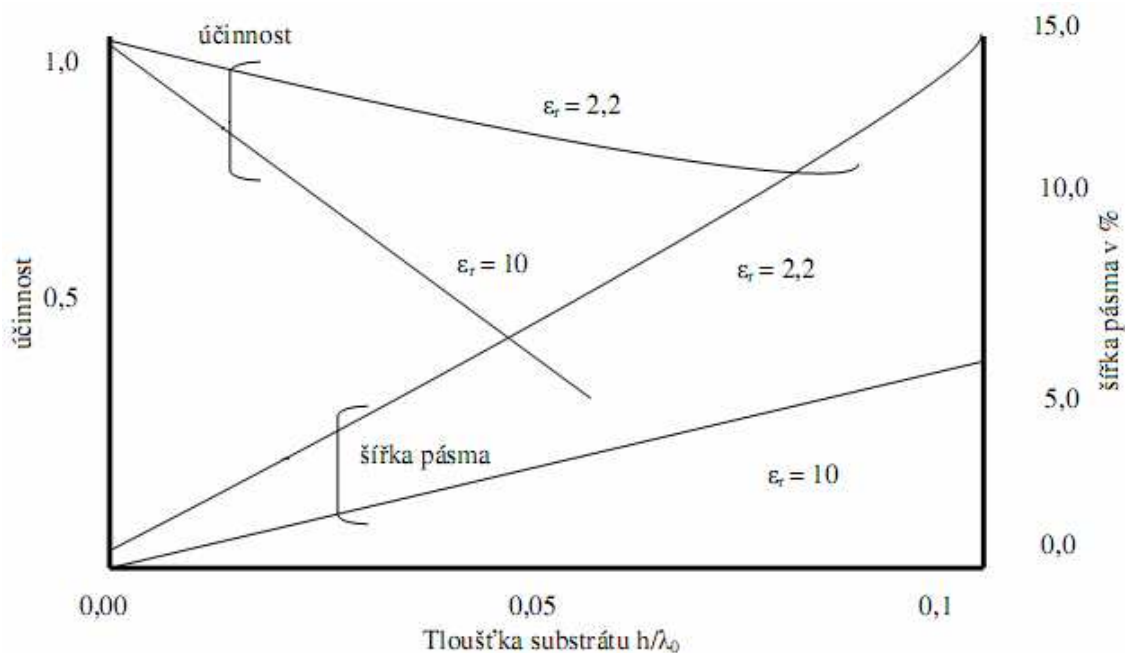
kde K_3 je konstanta a τ je konstanta pro změnu šířky pulzu.

Samotné pulzy se nedají přenášet komunikačním kanálem. Proto sled pulzů, ve kterých je zakódována informace, namodulujeme na signál určený k přenosu. Nejčastěji používané modulace jsou PPM (*pulse position modulation*), PAM (*pulse amplitude modulation*), ASK (*amplitude shift keying*) a ortogonální modulace. Hlavní výhodou UWB je absence mezifrekvenční oblasti v modulátoru i v demodulátoru a malá výkonová úroveň, která umožňuje koexistenci s jinými technologiemi ve stejném kmitočtovém pásmu. Vzhledem k šířce pásma budou UWB technologie zasahovat do kmitočtového pásma jiných systémů, a proto je nutné definovat spektrální masku a

minimalizovat tak interference s ostatními systémy. Klíčovým bodem realizace UWB systému je návrh širokopásmové antény. Výhodou širokopásmových antén (motýlková anténa, Vivaldiho anténa, spirálová anténa, atd.) jsou nepatrné změny elektrických parametrů v relativně širokém kmitočtovém pásmu. Při návrhu se klade důraz na vstupní impedanci a poměr stojatých vln (PSV), který se na napájecí může nepatrně měnit. Pokud PSV nepřesáhne hodnotu 2,0 až 2,5, potom se dá mluvit a impedanční šířce pásma antény. K dosažení širokopásmovosti vede několik cest.

4.1 Širokopásmovost antén na základě materiálu


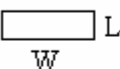

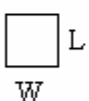

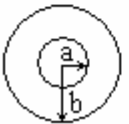
Planární antény jsou vůči klasickým anténám velmi úzkopásmové. Definujeme-li šířku pásma jako interval kmitočtů, v němž se poměr stojatých vln pohybuje v rozsahu 1 až 2, vychází šířka pásma planární antény od 1 % do 5 %. Těmto šířkám pásma odpovídá substrát s $\epsilon_R = 10$, $h/\lambda_0 < 0,023$ (cca 1 %) a $\epsilon_R = 2,3$, $h/\lambda_0 < 0,07$ (cca 5 %) převzato z [9]. Ve srovnání s klasickými anténami, které dosahují šířek pásma 15 % až 50 % (šterbinové antény, dipól, atd.), jsou planární antény velmi úzkopásmové. Obrázek 4.1 ukazuje závislost účinnosti a šířky pásma na hodnotě ϵ_R pro dvě různá dielektrika v závislosti na výšce dielektrika h . Šířka pásma se zvyšuje s rostoucí výškou h , a naopak klesá při zvyšování permitivity dielektrika ϵ_R [9]. Parametr popisující tuto skutečnost se nazývá činitel kvality antény Q . Závěr je tedy takový, že zvyšováním výšky substrátu h a snižováním permitivity substrátu ϵ_R lze zvětšit šířku pásma.



Obr. 4.1: Závislost účinnosti a šířky pásma antény na použitém dielektriku.

4.2 Širokopásmovost antén na základě geometrie

Druhou z cest k dosažení širokopásmovosti je vhodná volba geometrického tvaru antény. Vliv parametrů substrátu byl popsán v podkapitole 4.1. Jelikož různé geometrické tvary antény mají rozdílný činitel kvality antény Q , mají tudíž i jinou šířku pásma. Tuto situaci dokládá obr. 4.2 převzatý z [9].

Tvar antény	Velikost stran	Šířka pásma
	$W = 20 \text{ mm}$ $L = 49 \text{ mm}$	0,7 %
	$W = 72 \text{ mm}$ $L = 48 \text{ mm}$	1,6 %
	$W = \lambda/4$ $L = 25 \text{ mm}$	1,95 %
	$W = L = 48 \text{ mm}$	1,3 %
	$a = 27 \text{ mm}$	1,3 %
	$a = 44 \text{ mm}$ $b = 89 \text{ mm}$	3,8 %

substrát: $\epsilon_r = 2,32$, $h = 1,59 \text{ mm}$, $f = 2 \text{ GHz}$

Obr. 4.2: Vliv geometrie na šířku pásma antény.

Požadujeme-li anténu pracující na několika diskretních kmitočtech, pak se nabízí řešení vycházející z flíčkové antény. Jednotlivé zářiče, které přísluší požadovanému kmitočtu, jsou umístěny na jednom substrátu. Je snahou dosáhnout co nejvyššího činitele odrazu pro jednotlivé kmitočty. Klasickými zástupci jsou GSM antény.

5 NÁVRH ANTÉNY PRO PÁSMO MILIMETROVÝCH VLN

Vlastní návrh antény je rozdělen do několika etap. Všechny dílčí postupy a návrhy jednotlivých částí budou popsány v následujících kapitolách. Snahou bude prostudování všech možností a poskytnutí uceleného obrazu problematiky antén pro pásmo milimetrových vln.

5.1 Etapa první

Základním problémem konstrukce zařízení pracujících na vysokých kmitočtech je vhodná volba materiálů a komponentů zařazených v řetězci. Se zvyšujícím se kmitočtem rostou ztráty hlavně v dielektiku, proto používané materiály musí být velmi jakostní. Pro úspěšný návrh a modelování musí být zahrnuty veškeré kmitočtové závislosti a ztráty materiálů.

5.1.1 Návrh a konstrukce flíčkové antény pro pásmo 40 GHz

Prvním krokem při řešení bylo navržení flíčkové (patch) antény. Anténa je napájena mikropáskovým vedením o impedanci $Z = 50 \Omega$. Nevýhodou tohoto uspořádání je parazitní vyzářování napájecího systému. Dochází k deformaci vyzářovací charakteristiky v důsledku protékajících napájecích proudů. Řešením je použití koaxiální napájecí sondy. Anténa je navržena na mikrovlňném substrátu Arlon 25N ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 0,79$ mm, $tg \delta = 0,0025$ při 10 GHz) dle následujících vztahů:

- Určení šířky flíčku podle [2]

$$A = \sqrt{h\lambda_d} \left[\ln \left(\frac{\lambda_d}{h} \right) - 1 \right], \quad (5.1)$$

kde h je výška mikrovlňného substrátu.

- Určení vlnové délky λ_d pro daný substrát podle [2]

$$\lambda_d = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (5.2)$$

kde c je rychlost světla, f_r je pracovní kmitočet antény a ϵ_r značí relativní permitivitu mikrovlňného substrátu.

- Určení délky flíčkové antény podle [2]

$$B = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad (5.3)$$

kde c je rychlost světla, f_r je pracovní kmitočet antény a ϵ_{ef} značí efektivní permitivitu mikrovlňného substrátu.

- Určení permitivity podle [2]

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{A}}} \quad \text{pro } \frac{A}{h} \geq 1, \quad (5.4)$$

kde ε_{ef} značí efektivní permitivitu mikrovlnného substrátu, proměnná A je šířka flíčkové antény vypočtená dle vztahu 5.1 [2].

- Pro výpočet napájecího vedení o charakteristické impedanci $Z = 50 \Omega$ je nutné určení pomocných konstant a, b podle [2]

$$a = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}} \cdot \left[0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right], \quad (5.5)$$

$$b = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (5.6)$$

kde $Z_0 = 50 \Omega$ je požadovaná charakteristická impedance a ε_r značí relativní permitivitu mikrovlnného substrátu.

- Pro výpočet požadované šířky mikropásku [2]

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(a)}{\exp(2a) - 2} \quad \text{pro } a > 1,52, \quad (5.7)$$

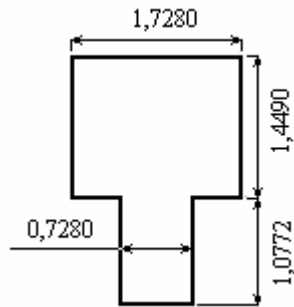
$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ b - 1 - \ln(2b - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(b - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\} \quad \text{pro } a \leq 1,52. \quad (5.8)$$

Navržená anténa je nakreslena na obr. 5.1. Na obr. 5.2 je zobrazena kmitočtová závislost činitele odrazu antény vypočítaná v programu CST Microwave Studio. Hodnota činitele odrazu pro kmitočet $f = 40 \text{ GHz}$ je $S_{11} = -30,36 \text{ dB}$. Tato hodnota se dá považovat za velmi dobré přizpůsobení antény. Vyskytl se však problém se vstupní impedancí antény z důvodu přítomnosti vyššího modu na anténě. Průběh vstupní impedance dokládá obr. 5.3. Proto byl k anténě přidán čtvrtvlnný impedanční transformátor (obr. 5.4) transformující podle vztahů [1]

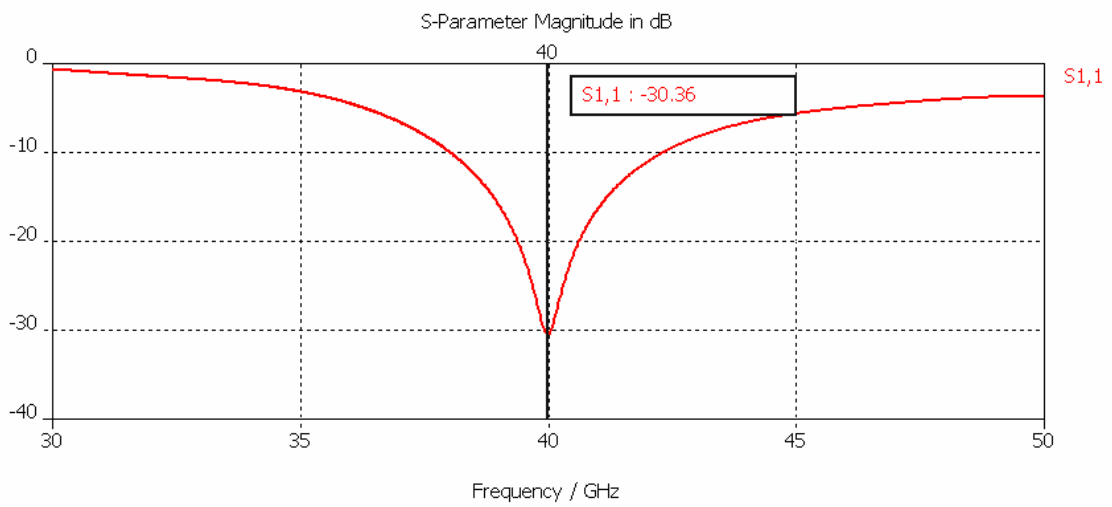
$$Z_i = \frac{Z_0^2}{Z_L}, \quad (5.9)$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_i Z_L}, \quad (5.10)$$

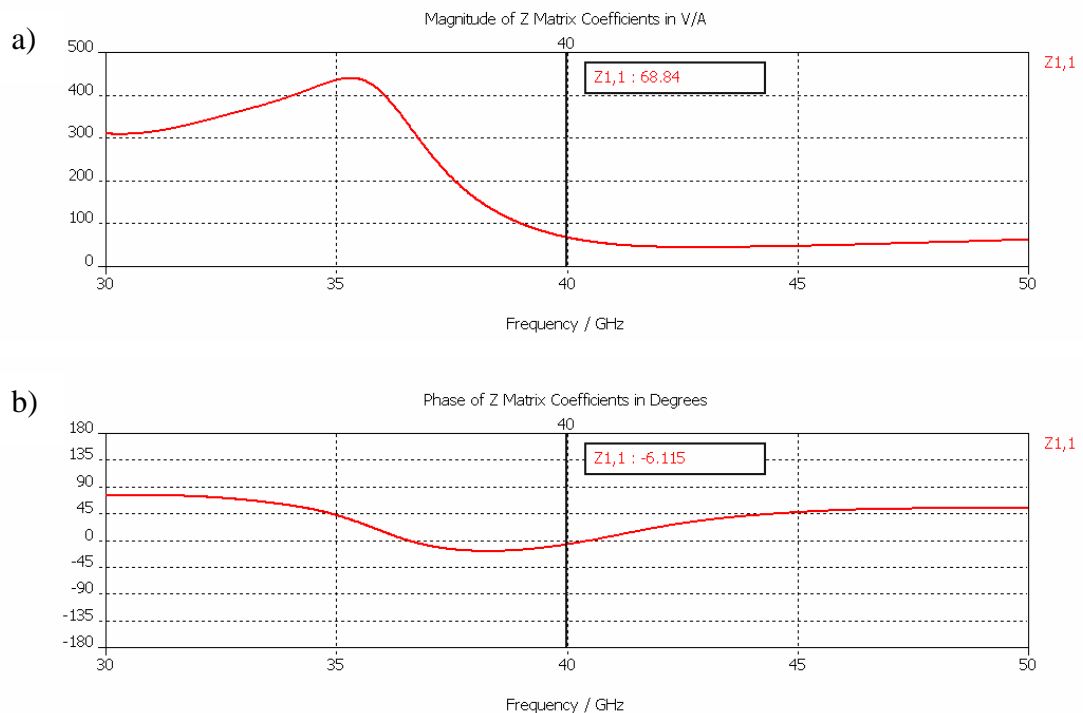
kde Z_i je požadovaná vstupní impedance, Z_L je impedance zátěže (impedance antény).



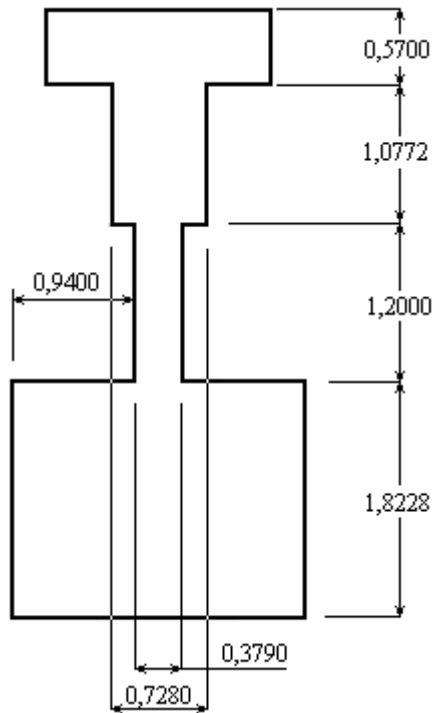
Obr. 5.1: Navržená flíčková anténa.



Obr. 5.2: Průběh činitele odrazu flíčkové antény bez transformátoru.

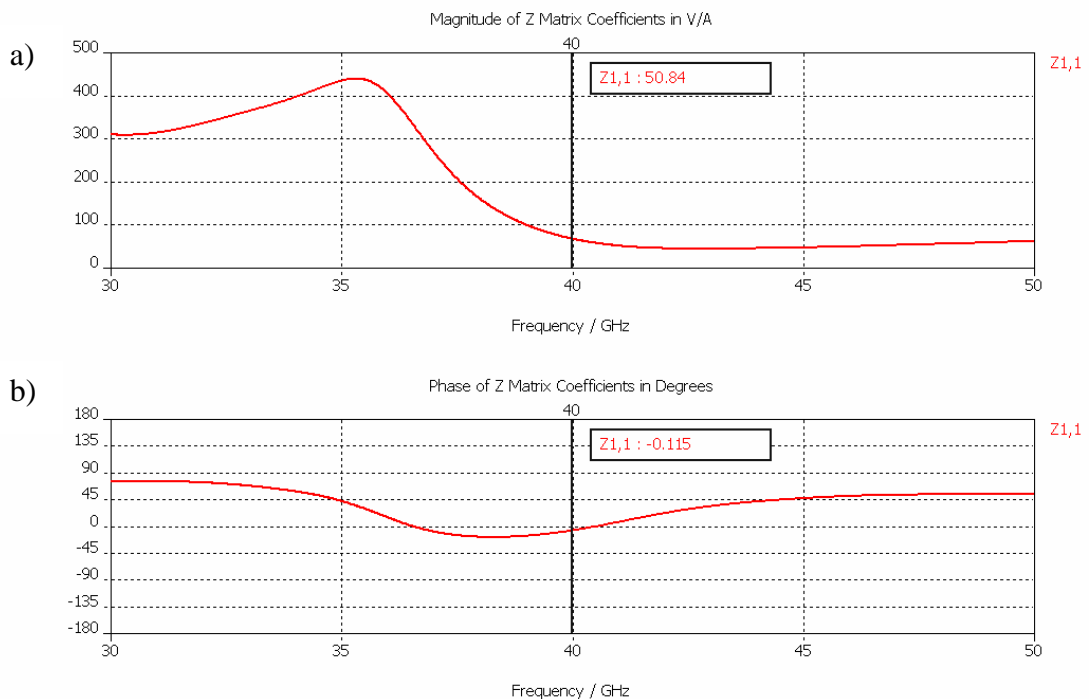


Obr 5.3: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.



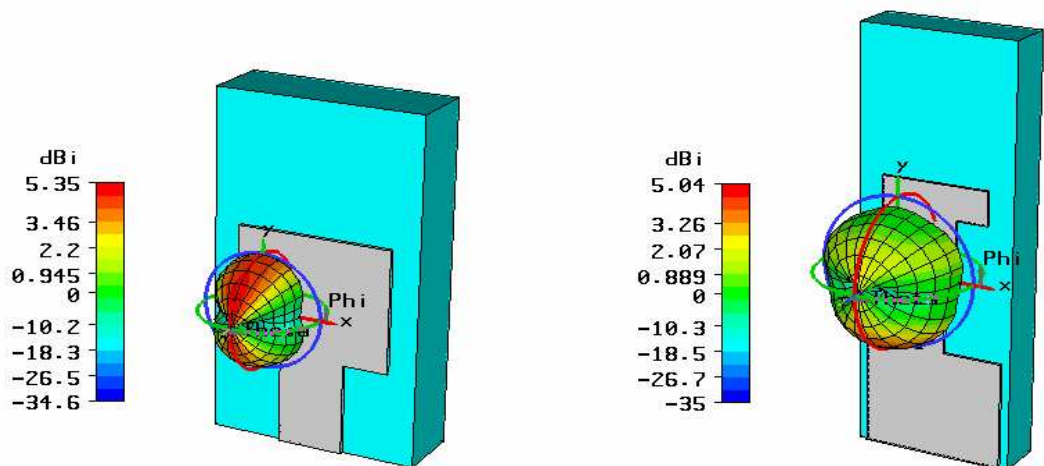
Obr. 5.4: Navržená flíčková anténa s čtvrtvlnným transformátorem.

Při použití impedančního transformátoru se hodnota vstupní impedance dostala na požadovanou $Z = 50 \Omega$ s nulovou imaginární složkou (viz obr. 5.5).



Obr. 5.5 Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.

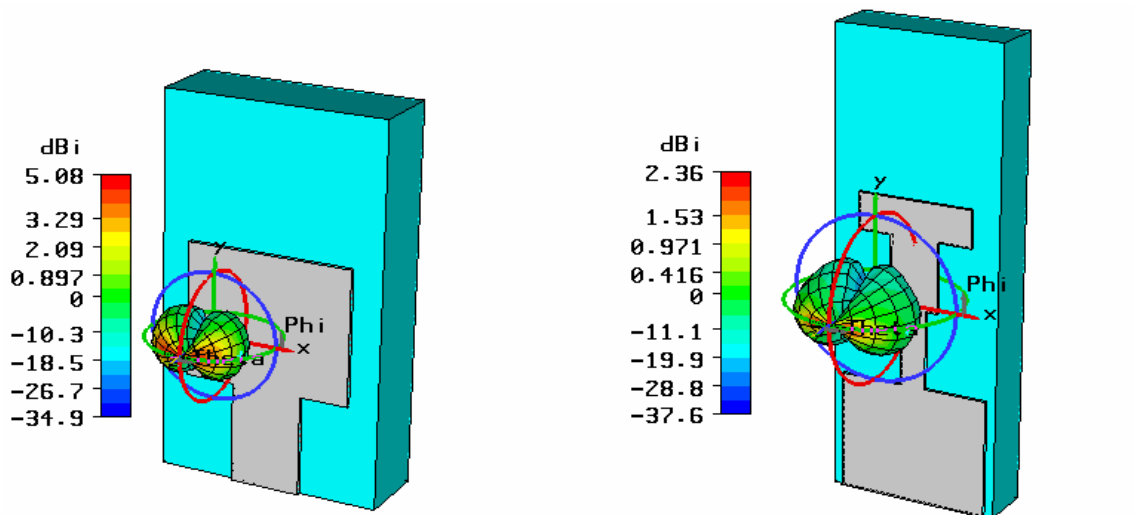
Použití tohoto řešení došlo k malé deformaci diagramu (obr. 5.6 a obr 5.7) vlivem napájecích proudů šířících se po napájecí i transformátoru.



Type = Farfield
 Approximation = enabled ($kR \gg 1$)
 Monitor = farfield (f=40) [1]
 Component = Theta
 Output = Directivity
 Frequency = 40
 Rad. effic. = 0.8845
 Tot. effic. = 0.8837
 Dir.(Abs) = 5.353 dBi
 Dir.(Theta) = 5.353 dBi

Type = Farfield
 Approximation = enabled ($kR \gg 1$)
 Monitor = farfield (f=40) [1]
 Component = Theta
 Output = Directivity
 Frequency = 40
 Rad. effic. = 0.9321
 Tot. effic. = 0.9286
 Dir.(Abs) = 5.038 dBi
 Dir.(Theta) = 5.038 dBi

Obr 5.6: Deformace směrové charakteristiky, vertikální polarizace (E_θ).

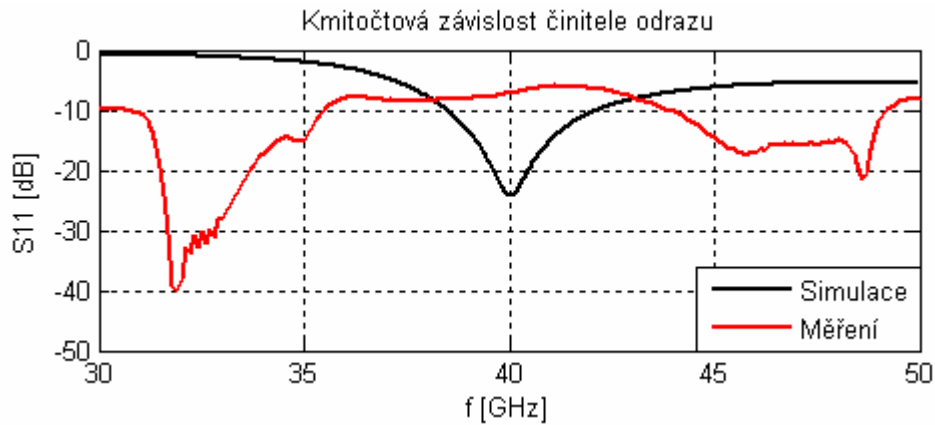


Type = Farfield
 Approximation = enabled ($kR \gg 1$)
 Monitor = farfield (f=40) [1]
 Component = Phi
 Output = Directivity
 Frequency = 40
 Rad. effic. = 0.8845
 Tot. effic. = 0.8837
 Dir.(Abs) = 5.353 dBi
 Dir.(Phi) = 5.082 dBi

Type = Farfield
 Approximation = enabled ($kR \gg 1$)
 Monitor = farfield (f=40) [1]
 Component = Phi
 Output = Directivity
 Frequency = 40
 Rad. effic. = 0.9321
 Tot. effic. = 0.9286
 Dir.(Abs) = 5.038 dBi
 Dir.(Phi) = 2.357 dBi

Obr 5.7: Deformace směrové charakteristiky, horizontální polarizace (E_ϕ).

Anténa byla realizována. Výsledky měření uvedené na obr. 5.8 ovšem ukázaly na zásadní nesrovnalosti mezi simulací a měřením na reálném vzorku.

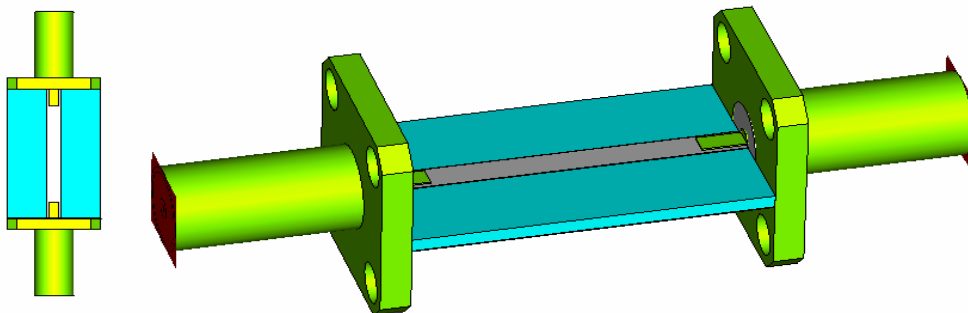


Obr. 5.8: Porovnání kmitočtového průběhu velikosti činitele odrazu.

Z výsledků měření vyplývá vliv ztrát mikrovlnného substrátu a samotného konektoru SMA na funkci antény. Simulace a měření spolu nekorespondují. Proto bylo nutné hledat cesty pro zpřesnění výsledků. Prvním aspektem, který je třeba objasnit, je vhodnost použití konektoru SMA v pásmu 40 GHz. Touto problematikou se zabývá kapitola 5.1.2. Další otázkou je mikrovlnný substrát, který má své elektrické parametry dle výrobce omezené hranicí $f = 10$ GHz. Tato problematika zatím zůstává neprobádaná. S ohledem na další návrh jsou do modelu zadány veškeré ztrátové vlastnosti základního materiálu, aby bylo dosaženo větší shody s měřením.

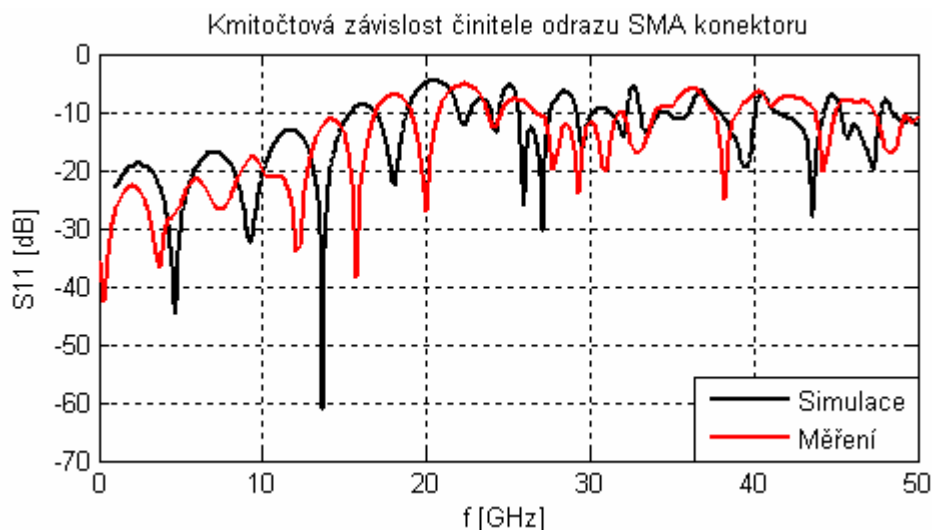
5.1.2 Modelování a měření SMA konektoru

Problémem vysokofrekvenčních konektorů je omezené pásmo použitelnosti z důvodu použitého dielektrika, které je kmitočtově závislé. Typickým materiálem pro SMA konektor je vysokofrekvenční Teflon (PTFE). Elektrické parametry jsou odlišné i u jednotlivých výrobců. Důvodem vytvoření modelu bylo postihnoutí chování tohoto konektoru na kmitočtu $f = 40$ GHz, který je podle katalogových údajů použitelný pouze do kmitočtu $f = 15$ GHz. Konektor je připojen k mikropáskovému vedení o charakteristické impedanci $Z = 50 \Omega$ o rozměrech vypočtených podle vztahu 5.8. Tato konfigurace simuluje spojení dvou konektorů s teoretickým přenosem $S_{21} = 0$ dB. Reálná situace je ovšem jiná. Model vytvořený v CST Microwave Studio je na obr. 5.9.

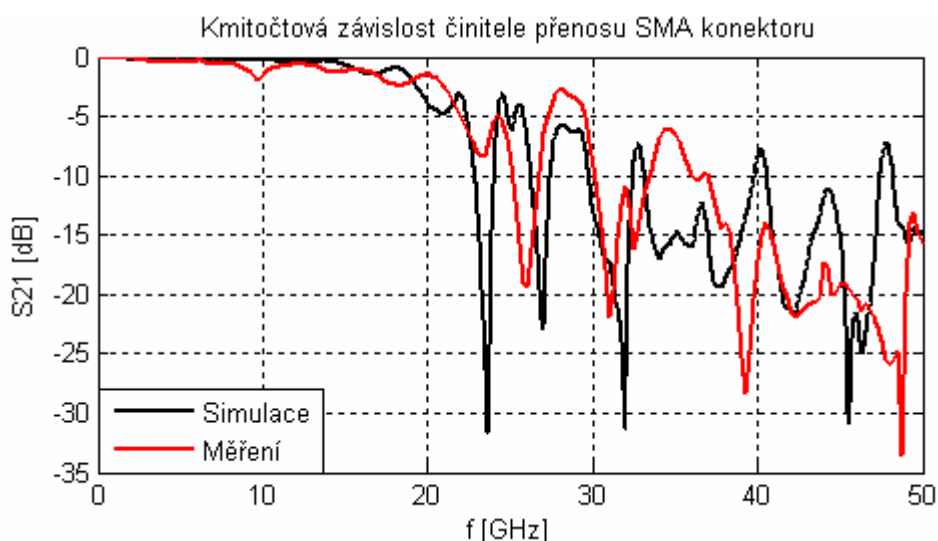


Obr. 5.9: Model konektorů vytvořený v programu CST Microwave Studio.

Model byl vytvořen s ohledem na reálné materiály použité při výrobě. Proto tělo i střední vodič jsou definovány jako ztrátový vodivý materiál. Totéž platí pro mikrovlnný substrát. Pouze dielektrikum konektoru bylo simulováno jako ideální z důvodu ochrany těchto materiálů materiálovou normou, která není volně přístupná. Výsledky simulace a měření jsou porovnány na obr. 5.10 a 5.11. Měření a simulace si odpovídají, posunutí je způsobeno ideálním dielektrikem konektoru.



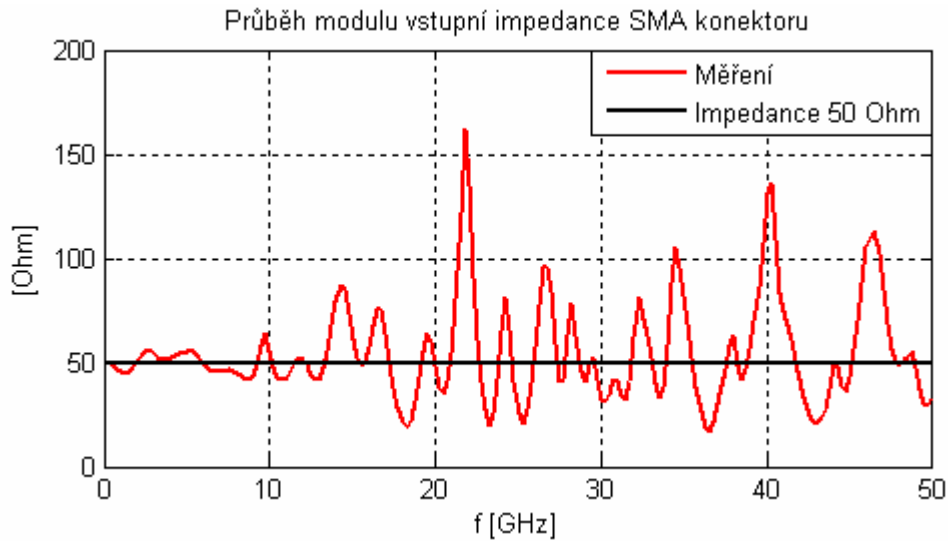
Obr. 5.10: Průběh činitele odrazu SMA konektoru.



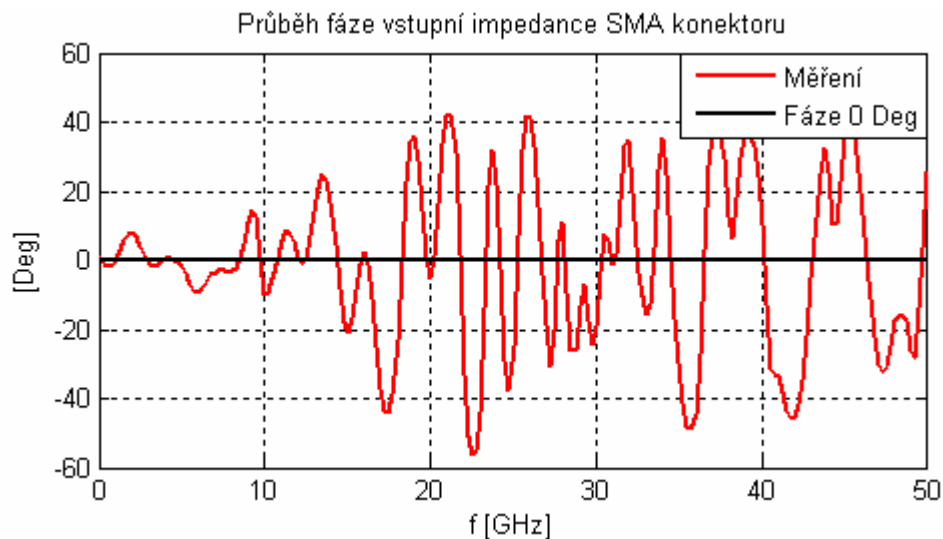
Obr. 5.11: Průběh činitele přenosu SMA konektoru.

Na obr. 5.12 je zobrazen výsledek měření průběhu vstupní impedance SMA konektoru.

a)



b)

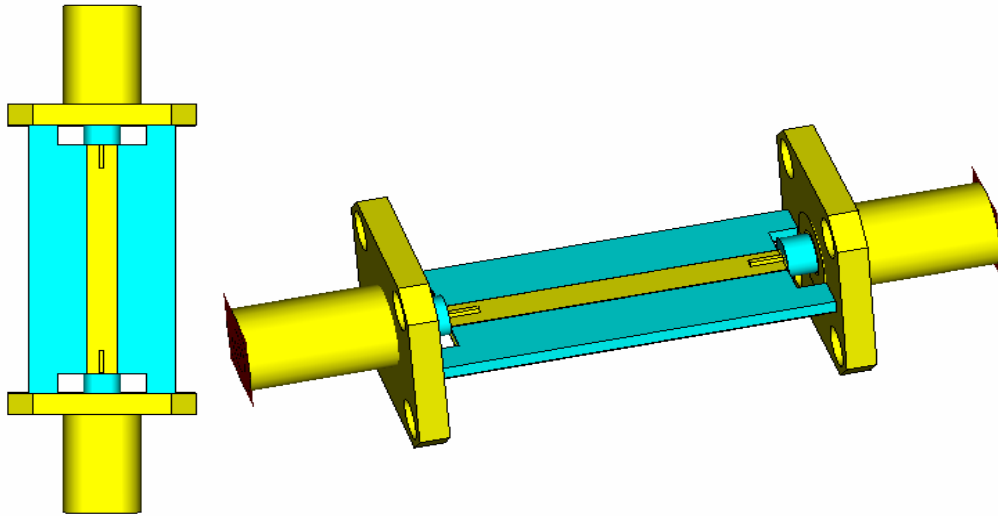


Obr. 5.12: Průběh vstupní impedance SMA konektoru a) modul, b) fáze.

Z obr. 5.12 lze učinit závěry týkající se použitelnosti SMA konektoru v pásmu do 50 GHz. Měření dokázalo, že tento typ konektoru je použitelný do kmitočtu $f = 14,5$ GHz. Nad tímto kmitočtem jsou ztráty příliš vysoké a konektor se stává nepoužitelným. V příloze A jsou uvedeny konektory, které jsou schopny pracovat na těchto vyšších kmitočtech. Na základě měření bylo rozhodnuto o použití konektoru 2,92 mm při dalším vývoji antény pro kmitočty kolem 40 GHz. Měření ztrát způsobené mikrovlnným substrátem na $f = 40$ GHz nebylo možno uskutečnit z důvodu absence potřebného přístrojového vybavení. Z obr. 5.11 plyne, že ztrátový úhel tohoto materiálu se neprojevil nijak zásadní měrou, proto bude používán i v dalších návrzích.

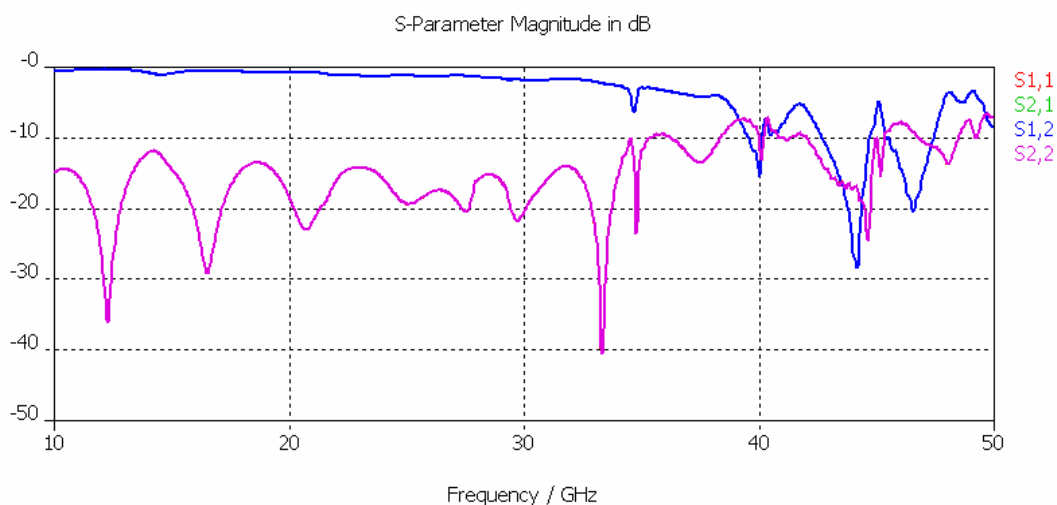
5.1.3 Modelování a měření 2,92 mm konektoru (K konektor)

Na základě učiněných závěrů popsaných v podkapitole 5.1.2 byl vytvořen model v programu CST Microwave Studio. Tento konektor je rozdílné konstrukce než SMA konektor. Největším rozdílem je použití vzduchového dielektrika a jiných materiálů ze kterých je konektor vyroben. Například Beryliová měď použita na tělo konektoru. Dalším rozdílem je použití zásuvných kontaktů do těla konektoru. S jejich pomocí lze konektor přímo zapojit do obvodu. K konektor je připojen k mikropáskovému vedení o charakteristické impedanci $Z = 50 \Omega$ a rozměrech vypočtených podle 5.8. Tato konfigurace simuluje spojení dvou konektorů s teoretickým přenosem $S_{21} = 0 \text{ dB}$. Model vytvořený v CST Microwave Studio je na obr. 5.13.



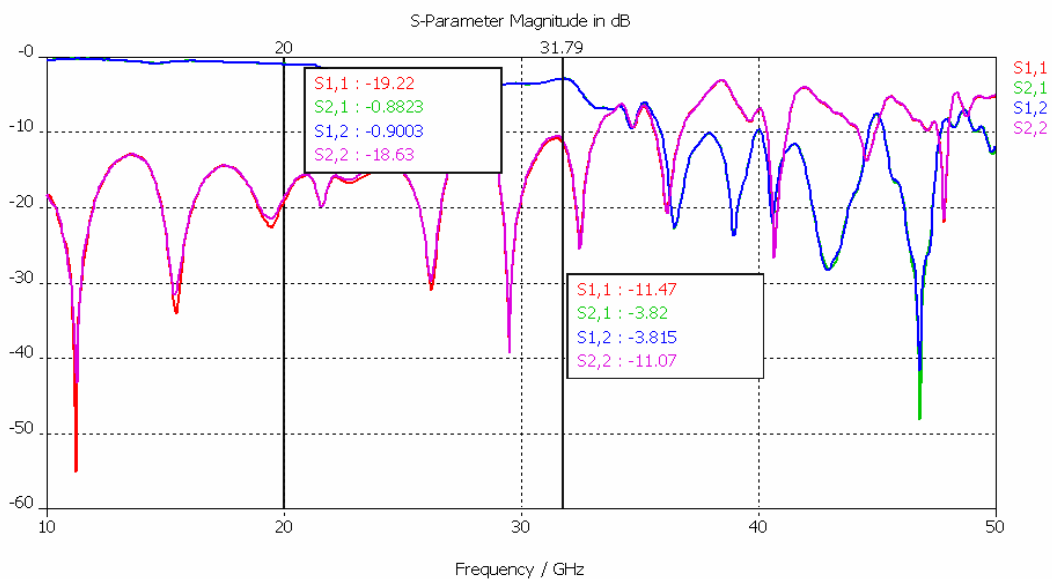
Obr. 5.13: Model K konektoru vytvořený v programu CST Microwave Studio.

Snahou modelu bylo postihnout co nejlíže reálné materiály použité při výrobě. Ovšem přesné složení materiálů je určeno americkými materiálovými normami STM a normami vojenskými, které nejsou volně zpřístupněné. Tělo, střední vodič i zásuvný kontakt jsou definovány jako ztrátový vodivý materiál. Totéž platí pro mikrovlnný substrát i izolační prstenec zásuvného kontaktu. Výsledky simulace jsou na obr. 5.14 .

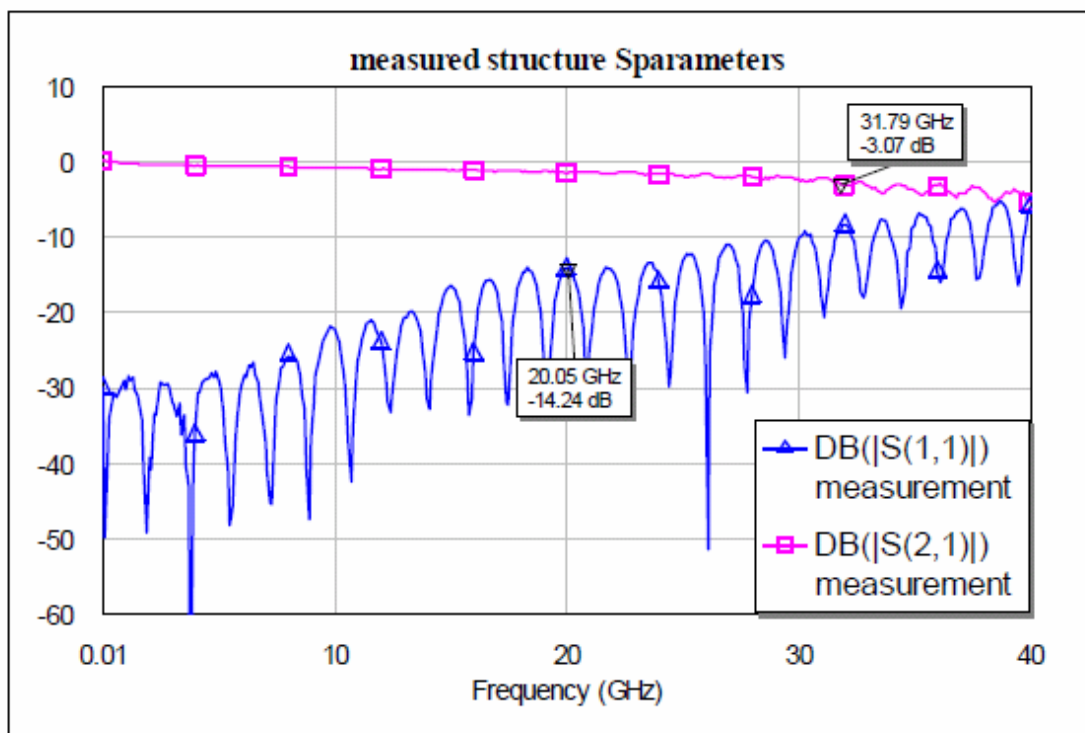


Obr. 5.14: Průběh činitele odrazu a činitele přenosu.

Parametry S_{11} , S_{22} a S_{21} , S_{12} se rovnají, protože se jedná o souměrnou strukturu. Měření parametrů nebylo uskutečněno z důvodu vysoké ceny těchto konektorů. Výsledky simulace vytvořeného modelu jsou porovnány s měřením reálného konektoru firmy ANRITSU na obr. 5.15 a 5.16.

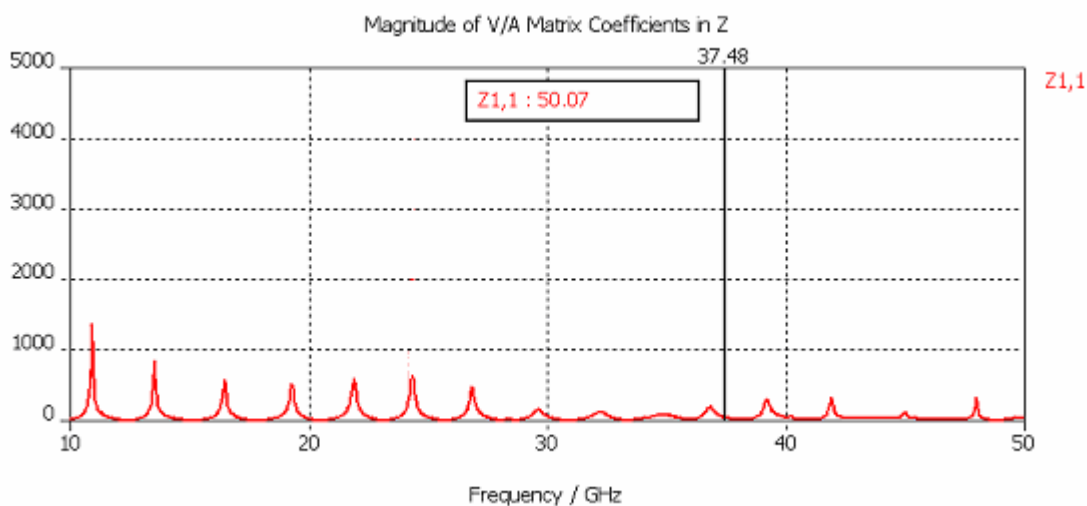


Obr. 5.15: Průběh činitele odrazu a činitele přenosu modelu.



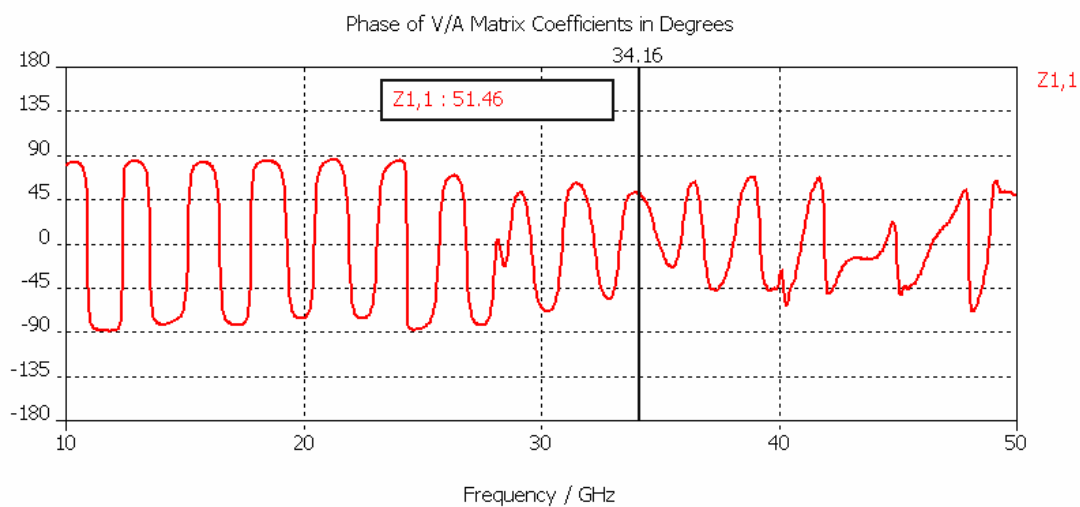
Obr. 5.16: Průběh činitele odrazu a činitele přenosu konektoru firmy ANRITSU [17].

Průběhy uvedené na obr. 5.15 a obr. 5.16 si zcela tvarově nepovídají. To je zapříčiněno použitými materiály. V návrhu byla brána střední hodnota parametrů charakterizující materiál např. vodivost, permitivita atd. Na obr. 5.17 je zobrazen průběh modulu vstupní impedance.



Obr. 5.17: Průběh modulu vstupní impedance

Obr. 5.18 zobrazuje fázi vstupní impedance. Vstupní impedance je velice důležitý parametr z hlediska připojení měřicích aparatur a slučitelnosti s ostatními částmi obvodu.

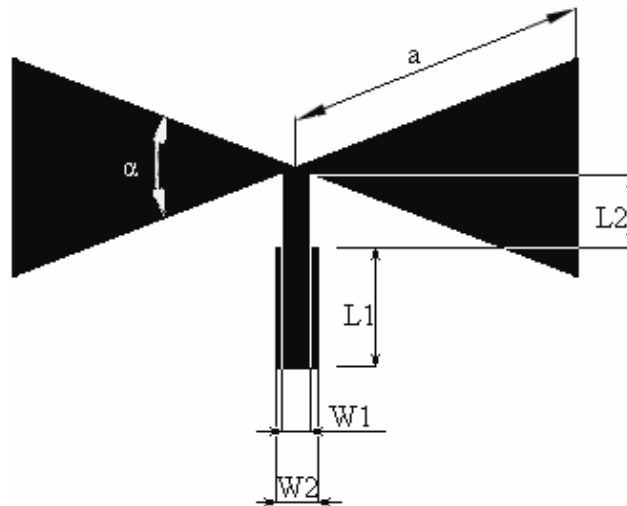


Obr. 5.18: Průběh fáze vstupní impedance.

Obr. 5.15 dokazuje použitelnost K konektoru pro kmitočtové pásmo do $f = 40$ GHz. Konektor se nachází v pásmu $f = 40$ GHz na svých mezních hodnotách. Pro použití pro pásmo nad $f = 40$ GHz je nutné použít konektorů jiných, např. 2,4 mm (do 50 GHz), 1,85 mm (do 60 GHz) a 1 mm (do 110 GHz).

5.1.4 Návrh a konstrukce motýlkové antény pro pásmo 40 GHz

Problematika návrhu širokopásmových antén je velice rozsáhlá a specifická. Jedním z typických představitelů je motýlková anténa. Jedná se o anténu s velmi dobrými širokopásmovými parametry a jednoduchou konstrukcí. Základní geometrie je znázorněna na obr. 5.19. Anténa je navržena pro mikrovlnný substrát Arlon 25N ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 0,79$ mm, $\text{tg } \delta = 0,0025$ při 10 GHz) dle následujících návrhových vztahů.



Obr. 5.19: Základní geometrie motýlkové antény.

- Vlastní rezonační kmitočet antény na mikrovlnném substrátu lze určit podle [8]

$$f_r = \frac{2c\sqrt{m^2 + mn + n^2}}{3a\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (5.11)$$

kde c je rychlost světla, čísla m a n určují pracovní vid antény (TM_{10}), a je délka ramene antény, a ϵ_r značí relativní permitivitu mikrovlnného substrátu. Délku ramene lze určit podle [8]

$$a = \frac{2c}{2f_r\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (5.12)$$

- Délku ramene pro daný mikrovlnný substrát lze určit dle [8]

$$a_{\text{eff}} = a + \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (5.13)$$

kde a je délka ramene určená vztahem 5.12, h je výška mikrovlnného substrátu.

- Vlnovou délku na anténě lze určit dle

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}} \quad \text{kde } \lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (5.13)$$

kde ϵ_{ef} značí efektivní permitivitu mikrovlnného substrátu určenou vztahem 5.2 [8].

- Délku L_1 (viz obr. 5.19) můžeme určit dle [8]

$$L_1 = d\lambda_g, \quad (5.14)$$

kde d je poměr l/λ směrem k zátěži (50Ω) na Smithově diagramu. Délku L_2 (viz obr. 5.19) jsme schopni určit dle [8]

$$L_2 = \frac{\lambda_g}{4}. \quad (5.15)$$

K určení šířek jednotlivých elementů je potřeba vypočítat potřebné konstanty a a b .
- Konstantu a lze určit pomocí vztahu 5.5, konstantu b dle [8]

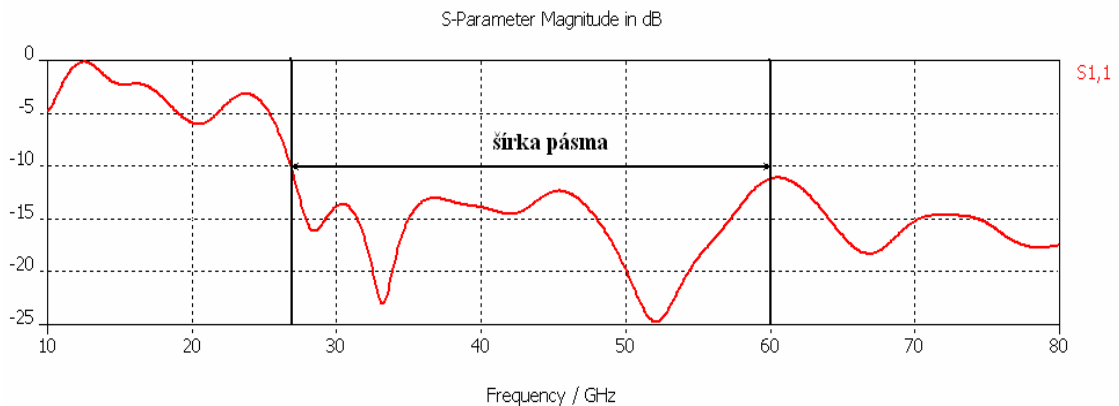
$$b = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (5.16)$$

kde $Z_0 = 50 \Omega$ je požadovaná charakteristická impedance, ϵ_r značí relativní permitivitu mikrovlnného substrátu. Nyní lze již určit šířky W_1, W_2 dle [8].

$$\frac{W}{d} = \frac{8\exp(a)}{\exp(2a)-2} \quad \text{pro } \frac{W}{d} < 2 \quad (5.17)$$

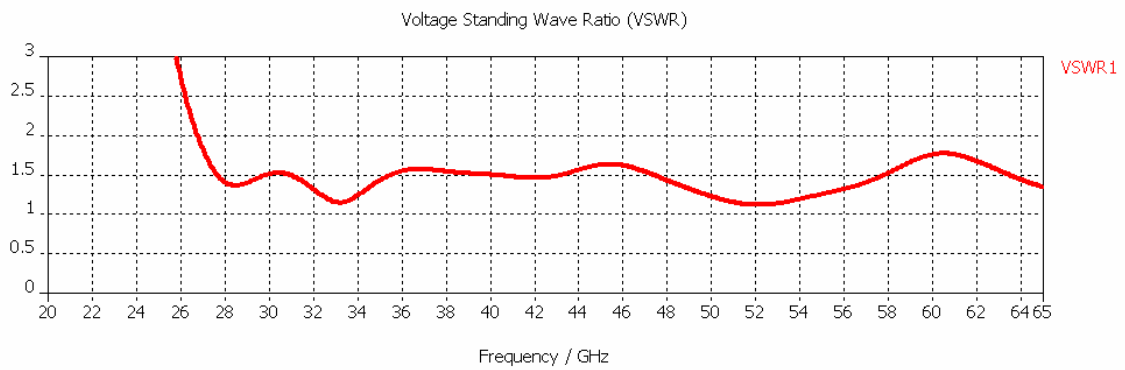
$$\frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left\{ b-1 - \ln(2b-1) + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} \left[\ln(b-1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad \text{pro } \frac{W}{d} > 2 \quad (5.18)$$

Úhel rozevření lze volit téměř v libovolném rozmezí (10° až 80°). Tento úhel má zásadní vliv na širokopásmovost antény. Tato skutečnost je popsána v podkapitole 5.2. V souladu s výše uvedenými vztahy byl vytvořen model v programu CST Microwave Studio. Na obr. 5.20 je vykreslena kmitočtová závislost činitele odrazu antény napájené diskretním portem získaná též pomocí CST Microwave Studia.



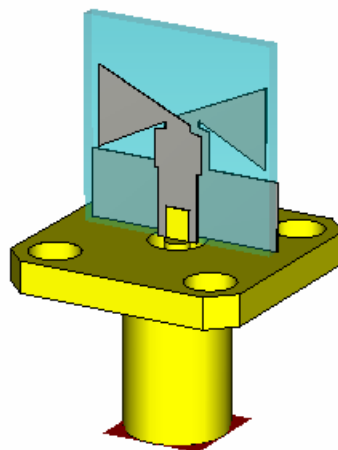
Obr. 5.20: Kmitočtová závislost činitele odrazu na vstupu motýlkové antény.

Výsledky simulace dokazují širokopásmovost motýlkové antény napájené diskretním portem (pokles velikosti činitele odrazu na vstupu o 10 dB), šířka pásma $BW = 33,18$ GHz. Ekvivalentně lze impedanční šířku pásma vyjádřit poměrem stojatých vln, který by v daném kmitočtovém pásmu neměl překročit hodnotu $PSV = 2$ (viz obr. 5.21).



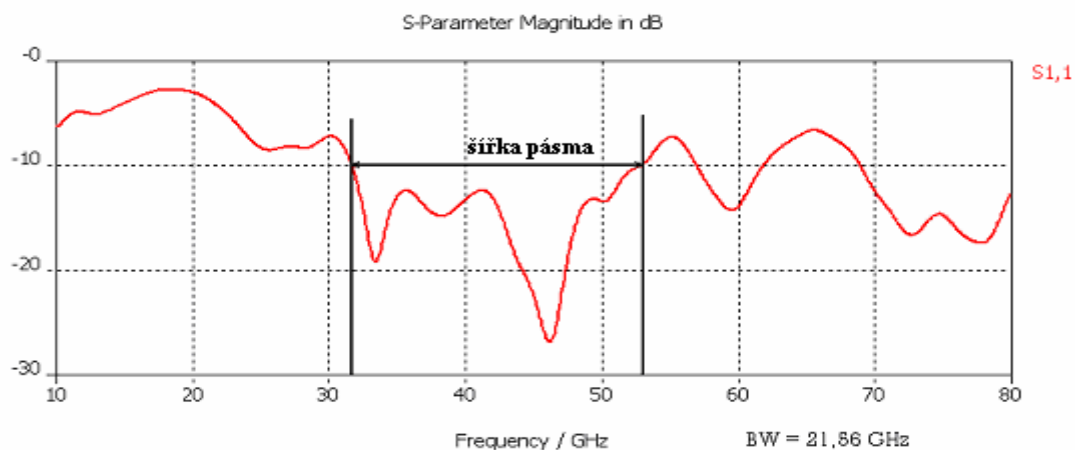
Obr. 5.21: Průběh poměru stojatých vln.

S ohledem na co nejpřesnější přiblížení modelu reálné antény je potřeba modelovat anténu jako celek, tzn. s připojeným napájecím konektorem. Obr. 5. 22 zobrazuje skutečný model motýlkové antény.



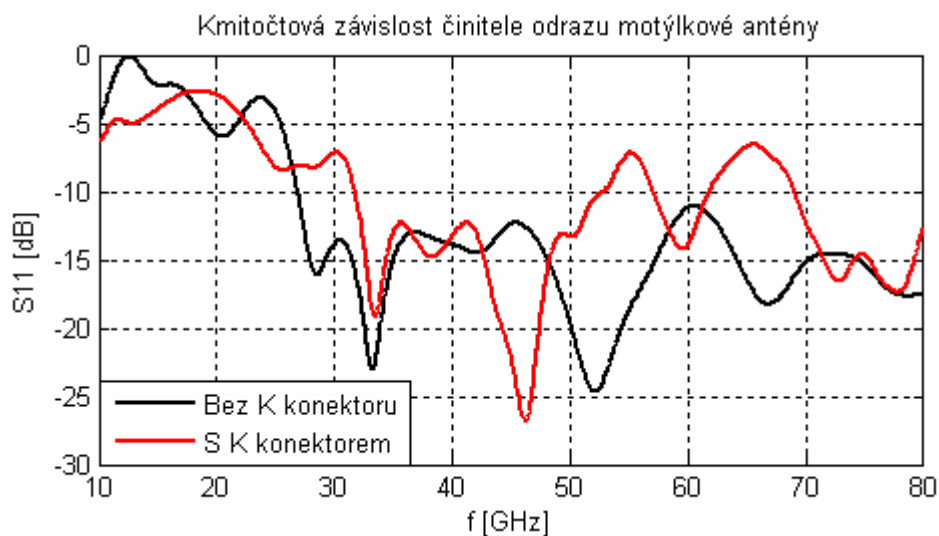
Obr. 5.22: Model motýlkové antény s připojeným K konektorem.

Prvním z porovnávaných parametrů je činitel odrazu spolu s šířkou pásma antény. Z obr. 5.23 vyplývá, že šířka pásma se zmenšila zhruba o 10 GHz. Tuto skutečnost lze přisuzovat vlivu K konektoru, kterému v pásmu 40 GHz klesá činitel přenosu S_{21} . Začíná se proto projevovat jako ztrátový.



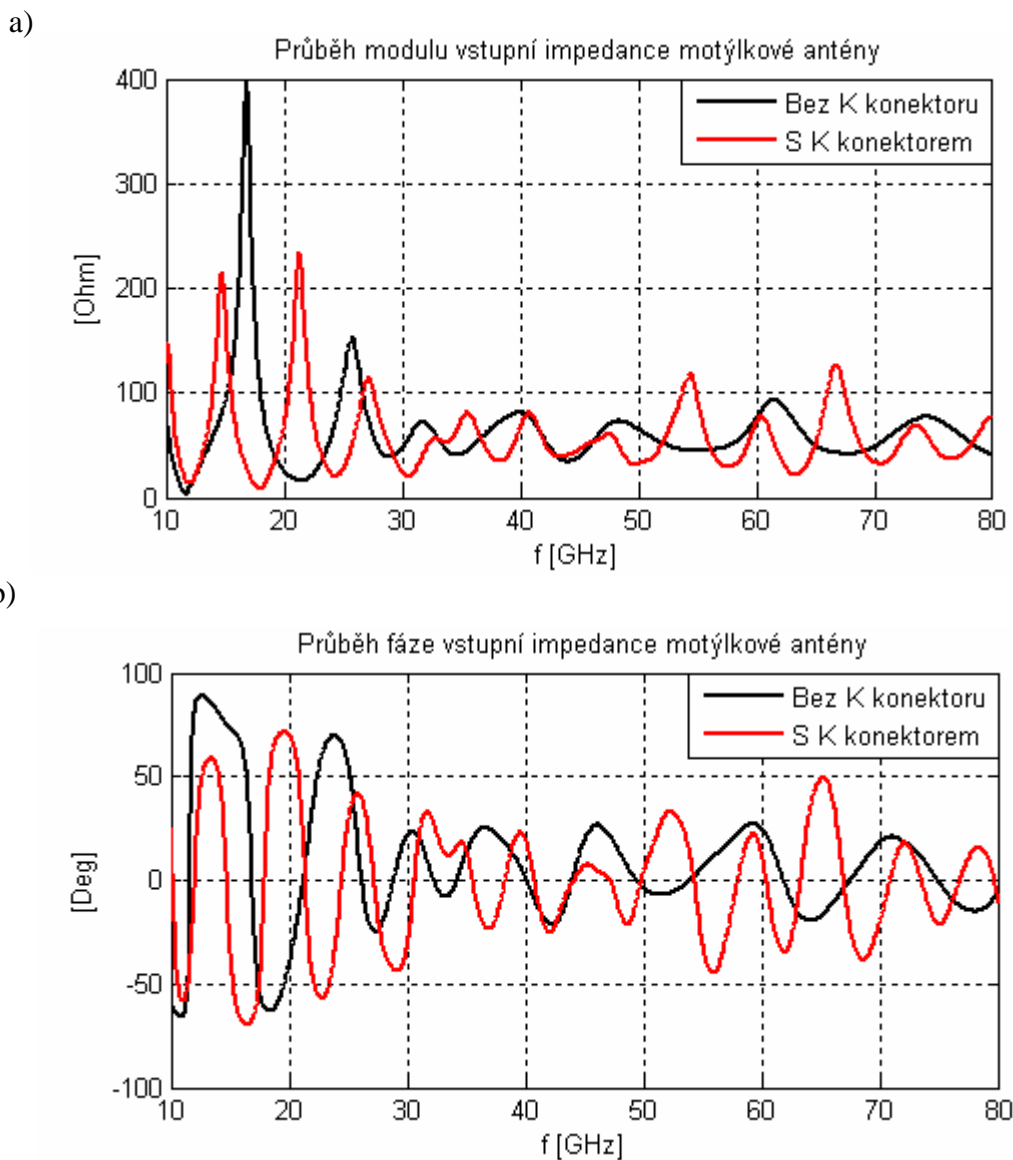
Obr. 5.23: Kmitočtová závislost činitele odrazu motýlkové antény.

Došlo i k tvarové změně činitele odrazu antény napájené diskretním portem oproti napájení připojeným konektorem (viz obr. 5.24). Napájení připojeným konektorem více odpovídá reálnému chování antény.



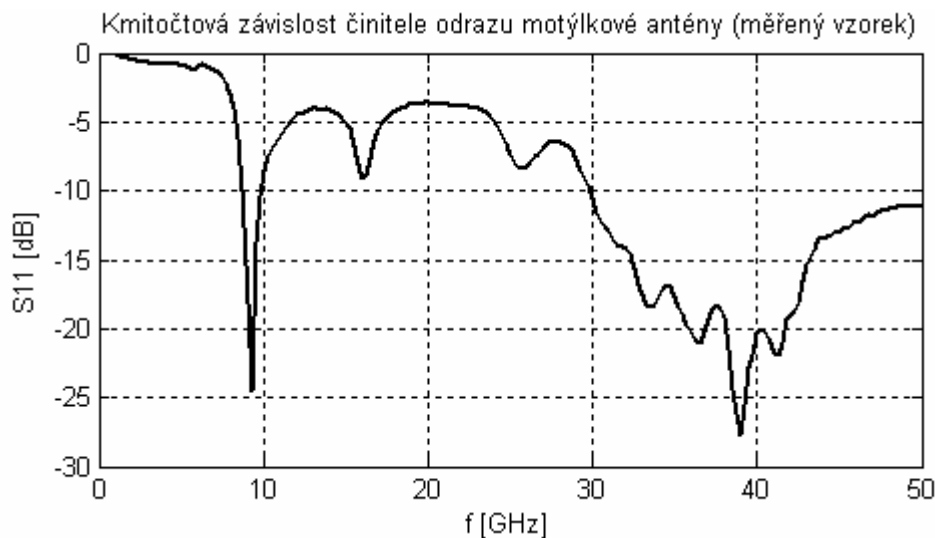
Obr. 5.24: Vzájemné porovnání vlivu konektoru vůči diskretnímu portu.

Neméně důležité je zachování správné vstupní impedance z důvodu připojeného napáječe. Vstupní impedance by měla být v celém kmitočtovém rozsahu neměnná a stálá. Modul vstupní impedance a fáze je na obr. 5.25. Vstupní impedance není zcela stálá, ale vzhledem k šířce pásma antény je akceptovatelná.

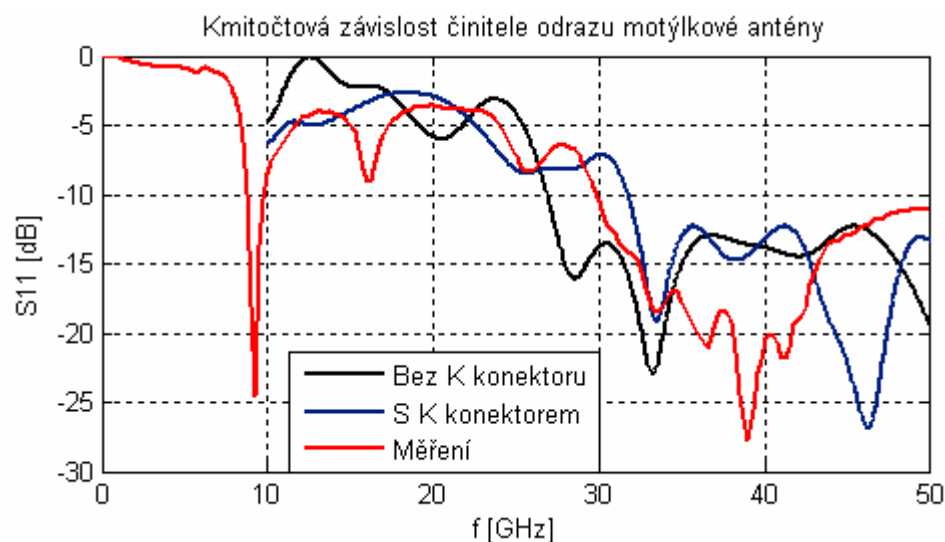


Obr. 5.25: Průběh vstupní impedance: a) modul b) fáze.

Anténa byla zrealizována. Její přesné rozměrové specifikace jsou uvedeny v příloze B. Výsledky měření dokázaly správnou činnost navržené antény. Na obr. 5.26 jsou zobrazeny výsledky měření činitele odrazu antény. Na obr. 5.27 je znázorněno vzájemné porovnání kmitočtové závislosti činitele odrazu antény. Kmitočtový rozsah měření je omezen $f = 50$ GHz z důvodu dostupného přístrojového vybavení .

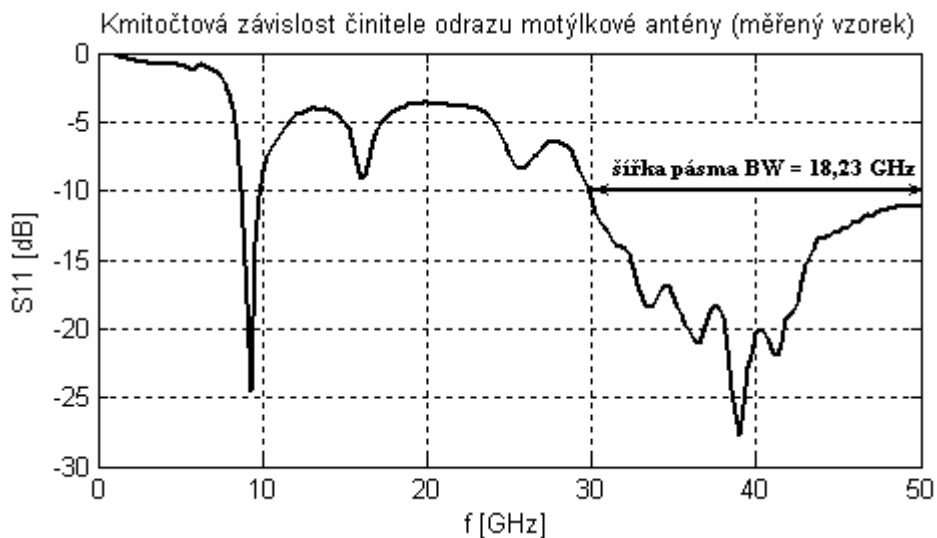


Obr. 5.26: Kmitočtová závislost činitele odrazu měřeného vzorku.



Obr. 5.27: Vzájemné porovnání kmitočtové závislosti činitele odrazu antény.

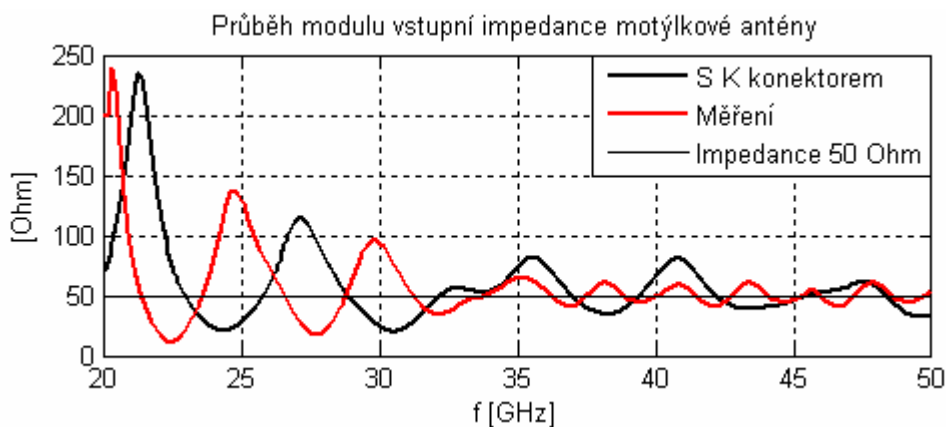
Průběhy si tvarově neodpovídají, měřený vzorek je posunut níž. Při bližším pohledu je vidět, že měřený průběh má částečně zachovaný tvar (v pracovním pásmu) vypočtený za pomoci CST Microwave Studio. Na obr. 5.28 je zobrazena šířka pásma měřené antény. Simulací motýlkové antény s konektorem je šířka pásma antény $BW = 21,86$ GHz. Vzorek dosahuje šířky pásma $BW = 18,23$ GHz. Tato hodnota bude ve skutečnosti vyšší, protože na kmitočtu $f = 50$ GHz průběh ještě nepřekročil hodnotu $S_{11} = -10$ dB, kterou je šířka pásma definována.



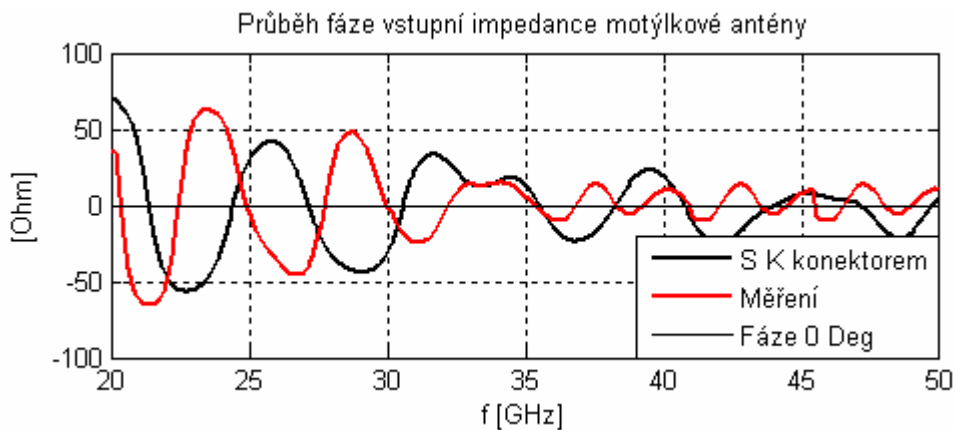
Obr. 5.28: Šírka pásma měřeného vzorku.

S šířkou pásma úzce souvisí i vstupní impedance. Impedanční požadavky na anténu tohoto typu byly diskutovány výše. Na obr. 5.29 je zobrazen modul a fáze vstupní impedance v porovnání s numerickým modelem.

a)

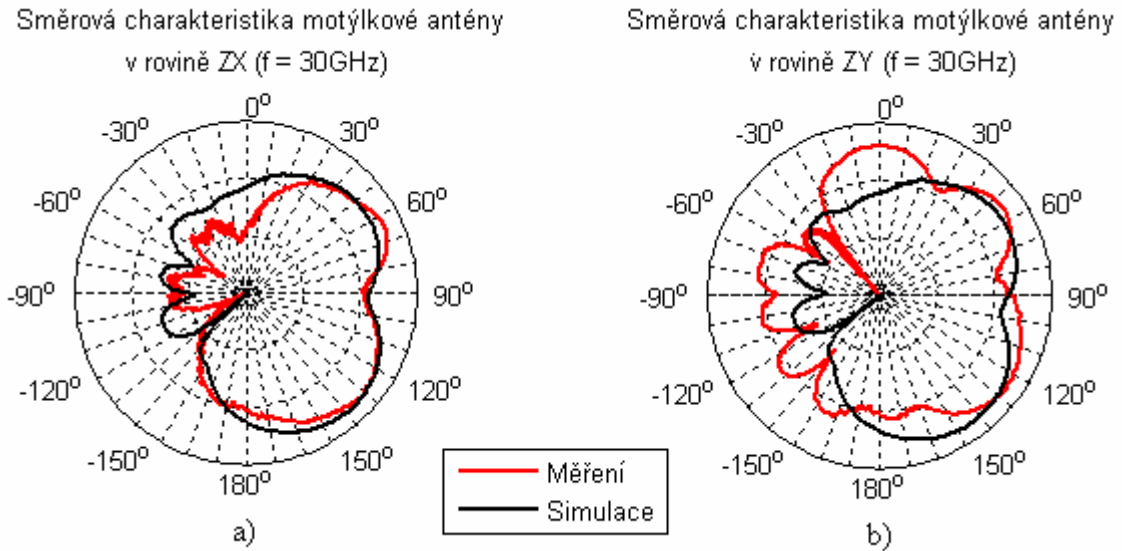


b)



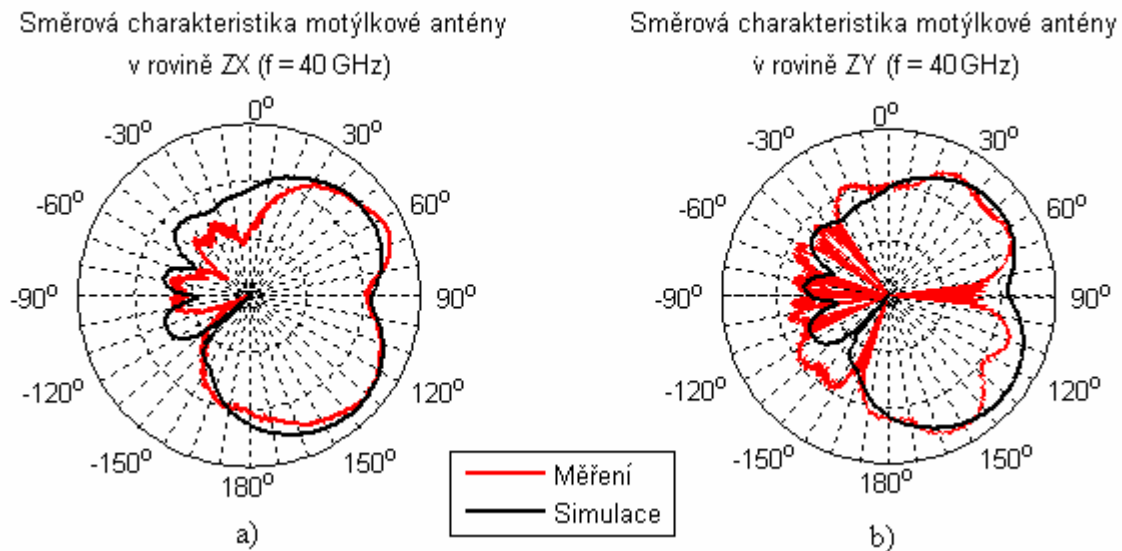
Obr. 5.29: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.

Požadavkem na motýlkovou anténu je její všesměrové vyzařování. Tvar směrové charakteristiky je závislý na rozměrech antény a pracovním kmitočtu. Všesměrové vyzařování je problém u širokopásmových antén, které jsou navrženy tak, aby pracovaly v širokém kmitočtovém pásmu. U výše uvedené antény je šířka pásma 18,23 GHz. Na obr. 5.30 je znázorněna směrová charakteristika antény kmitočtu $f = 30$ GHz.



Obr. 5.30: Směrová charakteristika motýlkové antény
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

Je patrna deformace směrového diagramu, ale v přijatelné míře. Na obr. 5.31 je zobrazena směrová charakteristika na středním kmitočtu $f = 40$ GHz.



Obr. 5.31: Směrová charakteristika motýlkové antény
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

5.1.5 Návrh a konstrukce Vivaldiho antény pro pásmo 40 GHz

Náleží k základní třídě antén s podélným vyzařováním. Jedná se o anténu s povrchovou vlnou tvarově odpovídající anténě šterbinové a s exponenciálně rozšiřující se šterbinou. Základní geometrie Vivaldiho antény je dána rovinnou destičkou jednostranně pokrytou vrstvou kovu (měď) umístěné na mikrovlnném dielektrickém substrátu s nízkou permitivitou. Pro správnou činnost je nutné, aby efektivní tloušťka dielektrika odpovídala vztahu 5.19 dle [10]

$$\frac{h_{ef}}{\lambda} = (\sqrt{\epsilon_r} - 1) \cdot \frac{h}{\lambda_0}, \quad (5.19)$$

kde ϵ_r značí relativní permitivitu mikrovlnného substrátu, h je výška mikrovlnného substrátu, λ_0 vlnová délka ve vzduchu. Efektivní výška by se měla pohybovat v rozmezí 0,005 až 0,03 vlnové délky pro anténní délky určené vztahem 5.20 [10]

$$3\lambda \leq L \leq 8\lambda, \quad (5.20)$$

kde L je fyzická délka antény (exponenciální části). Vyzařované elektromagnetické pole je lineárně polarizované paralelně k výstupní hraně dielektrika (mikrovlnného substrátu). V poslední době byla Vivaldiho anténa podrobně studována s ohledem na její snadné spojení s obvody MIC. Byly vyvinuty další typy Vivaldiho antén. Oboustranné provedení a třívodičové provedení. Vivaldiho anténa je navržena pro mikrovlnný substrát Arlon 25N ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 0,79$ mm, $tg \delta = 0,0025$ při 10 GHz) dle následujících návrhových vztahů.



Obr. 5.32: Základní geometrie Vivaldiho antény.

- Nejnižší pracovní kmitočet f_D určuje šířku a zároveň délku anténní struktury. Šířka je dána vztahem 5.21 dle [11]

$$W = R_{S1} = \frac{c}{f_D} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad (5.21)$$

kde c je rychlost světla, ϵ_r relativní permitivita substrátu, f_D nejnižší pracovní kmitočet.

- Ramena Vivaldiho antény jsou definovány jako elipsy o poloměrech R_1 , R_2 a poloměrech R_{S1} , R_{S2} . Poloměry lze určit pomocí vztahů 5.22 dle [11].

$$R_1 = \frac{W}{2} + \frac{W_2}{2} \quad (5.22a)$$

$$R_2 = \frac{W}{2} - \frac{W_2}{2} \quad (5.22b)$$

$$R_{S1} = l = W \quad (5.22c)$$

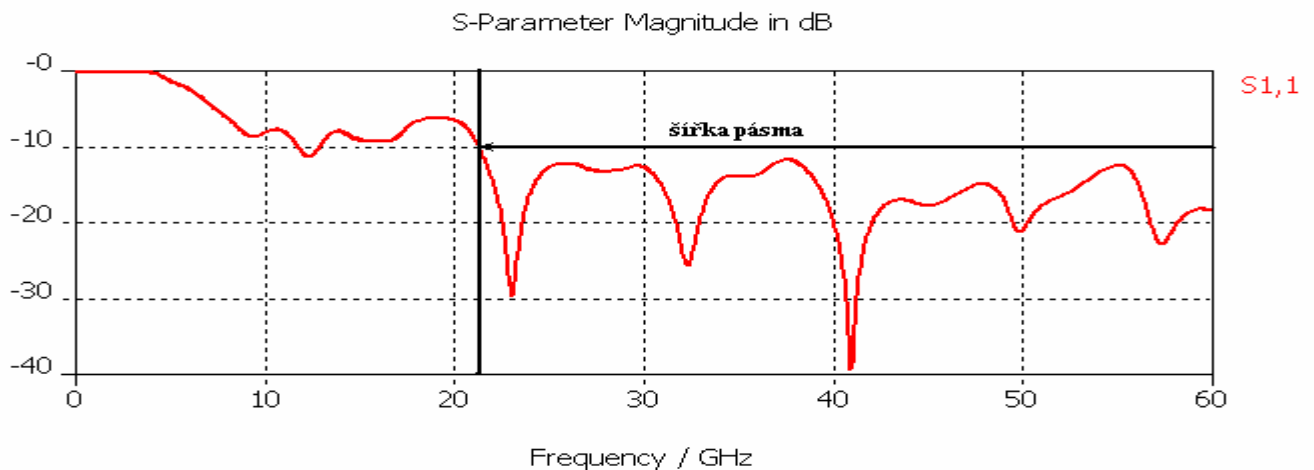
$$R_{S2} = 0,5 \cdot R_2 \quad (5.22d)$$

Rozměry zářičů jsou zvoleny tak, že vzdálenost mezi horním a spodním zářičem se rovná efektivní vlnové délce pro nejnižší pracovní kmitočet. Vypočtené za pomocí vztahu 5.21. Délka každého zářiče anténní struktury se rovná polovině efektivní vlnové délky vypočtené pro nejnižší pracovní kmitočet pomocí vztahu 5.21.

- Šířku napájecího pásku W_2 určíme vztahem 5.23 dle [11]. Jedná se o vedení o charakteristické impedanci Z

$$W_2 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{h}{Z_0}, \quad (5.23)$$

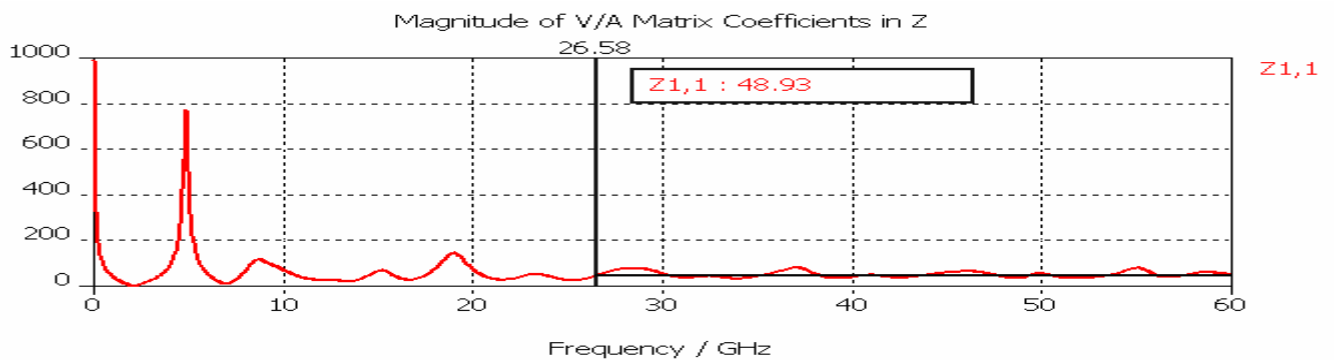
kde h značí výšku mikrovlnného substrátu, Z_0 charakteristická impedance vedení rovná $Z_0 = 50 \Omega$. Dalším krokem je připojení přizpůsobovacího obvodu k anténní struktuře. Přizpůsobovací obvod je nutný pro připojení antény k dalším částem obvodu. Jedná se o přechod nesymetrického vedení na vedení symetrické, zároveň plní funkci impedančního transformátoru. Pro Vivaldiho anténu byl navrhnut impedanční transformátor trojúhelníkového typu (tvaru) transformující vstupní impedanci $Z_{in} = 50 \Omega$ na hodnotu impedance Vivaldiho anténní struktury, tedy $Z_L = 33,76 \Omega$. V souladu s výše uvedenými vztahy byl vytvořen model v programu CST Microwave Studio. V souladu s předchozími výsledky byl model opatřen konektorem z důvodu dosažení větší shody numerického modelu s měřením reálného vzorku. Kmitočtovou závislost činitele odrazu zobrazuje obr. 5.33



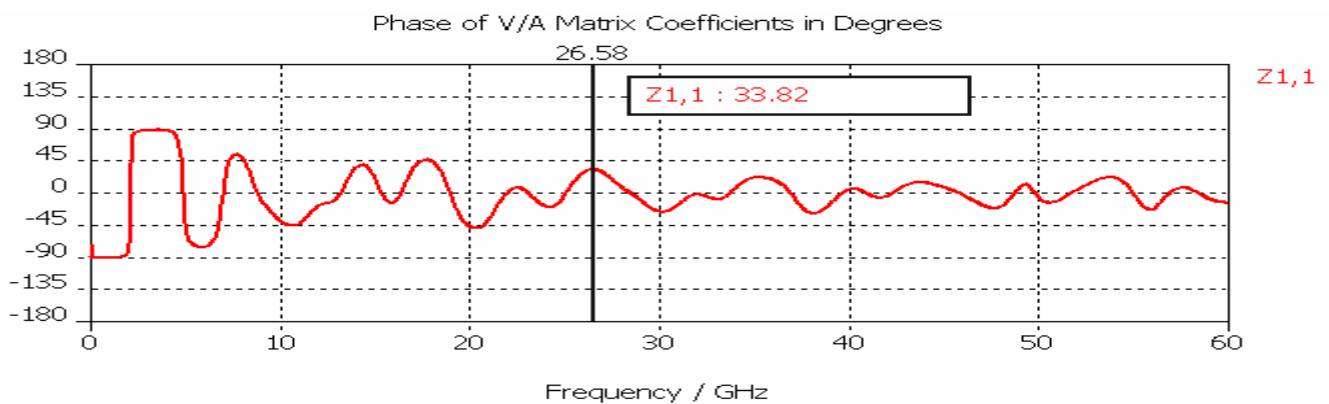
Obr. 5.33: Kmitočtová závislost činitele odrazu numerického modelu.

Vivaldiho anténa dosahuje větší a vyrovnanější šířky pásma než motýlková anténa. Spodní hranice šířky pásma odpovídá kmitočtu $f = 21,42$ GHz. Horní hranice se nachází mimo kmitočtový rozsah simulace. Avšak horní mez šířky pásma bude konečná. Neméně důležité je zachování správné vstupní impedance z důvodu připojeného napáječe. Vstupní impedance by měla být v celém kmitočtovém rozsahu neměnná a stálá. Modul vstupní impedance a fáze je na obr. 5.34. Vstupní impedance není zcela stálá, ale vzhledem k šířce pásma antény je akceptovatelná.

a)

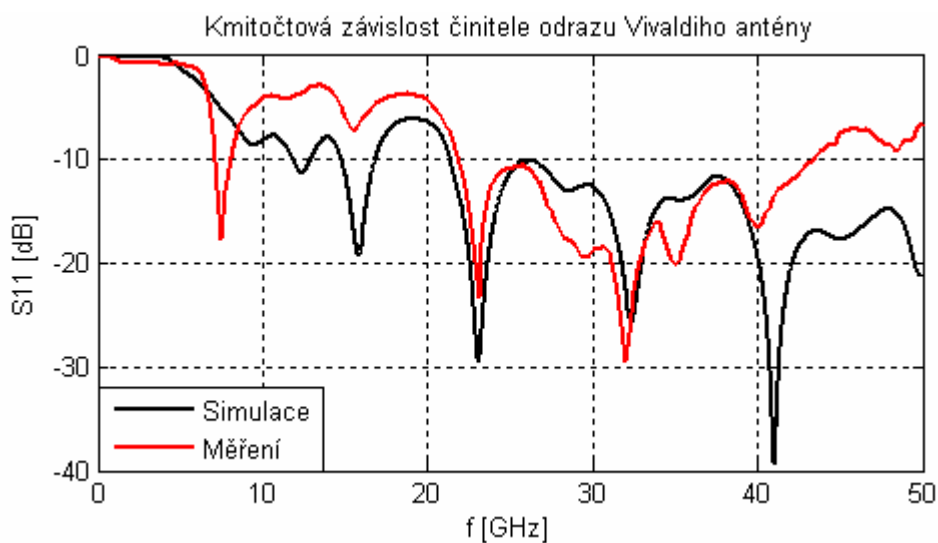


b)



Obr. 5.34: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.

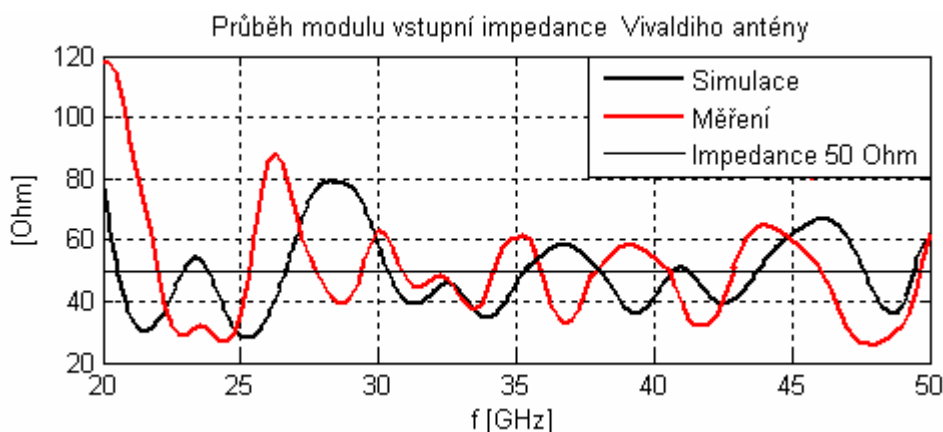
Anténa byla zrealizována a její přesné rozměrové specifikace jsou uvedeny v příloze C. Parametry Vivaldiho antény nejsou natolik náchylné na nepřesnosti výroby jako je tomu u předešlého typu. Tuto skutečnost podtrhuje i princip vyzařování antény. Je dán pouze rozměry vzniklé štěrbině, nikoliv celkovou geometrií jako je tomu u předešlé antény. Šířka pásma je rovněž limitována použitým symetrizačním obvodem. Na obr. 5.35 je porovnána kmitočtová závislost činitele odrazu měřeného vzorku a numerického modelu.



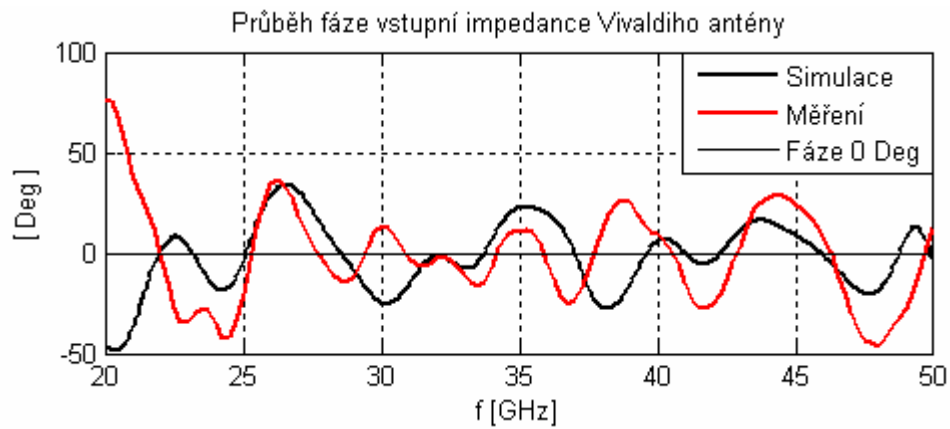
Obr. 5.35: Vzájemné porovnání kmitočtové závislosti činitele odrazu antény.

Z obr. 5.35 je patrna daleko větší shoda měřeného vzorku s numerickým modelem, avšak není dokonalá. Důvodem je konečná hodnota činitele přenosu připojeného K konektoru a parazitní jevy vzniklé při konektorizaci ve smyslu přechodových kapacit a parazitních indukčností. Zvlnění činitele odrazu ke konci pracovního pásma je způsobeno chybou v kalibraci přístroje, kterou nebylo možné odstranit. Vivaldiho anténa dosáhla velmi dobré šířky pásma $BW = 22,43$ GHz. V porovnání s motýlkovou anténou nastalo zlepšení šířky pásma o 4,2 GHz. Dalším z důležitých parametrů je vstupní impedance, která by měla splňovat výše uvedená kritéria. Průběh modulu a fáze vstupní impedance je zobrazen na obr. 5.36. Modul vstupní impedance v pracovní pásmu kolísá v rozmezí 32Ω až 72Ω .

a)

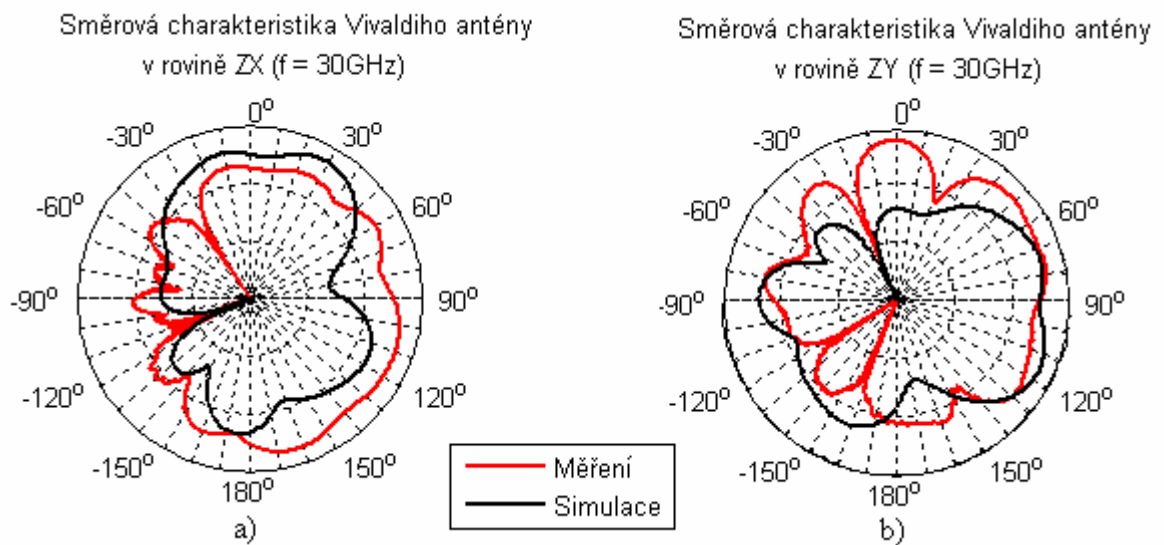


b)

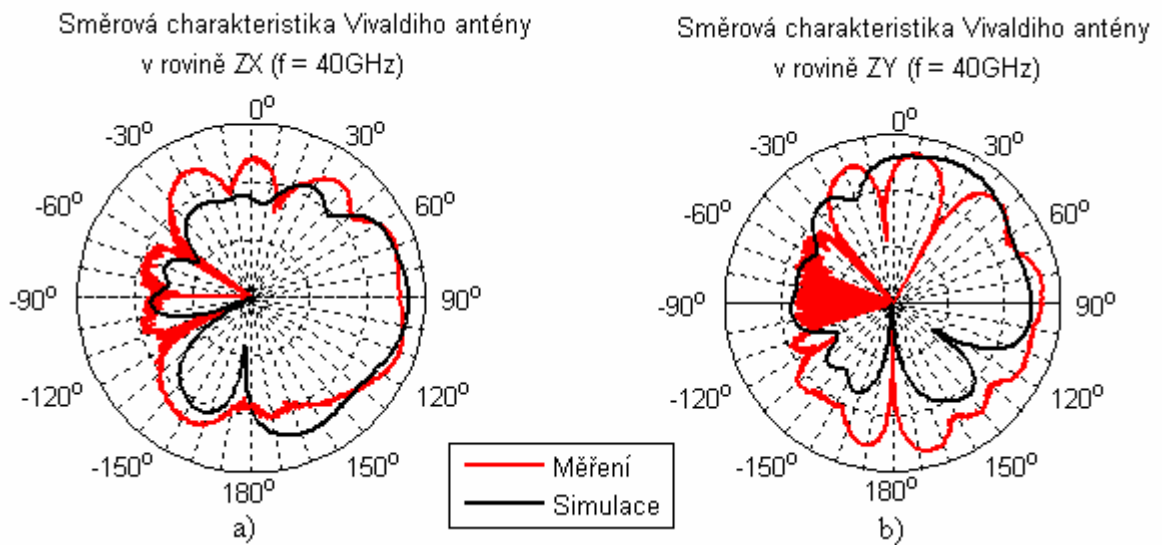


Obr. 5.36: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.

Na obr. 5.37 je zobrazeny směrové charakteristiky Vivaldiho antény na kmitočtu $f = 30$ GHz. Na obr. 5.38 je zobrazeny směrové charakteristiky na kmitočtu $f = 40$ GHz.



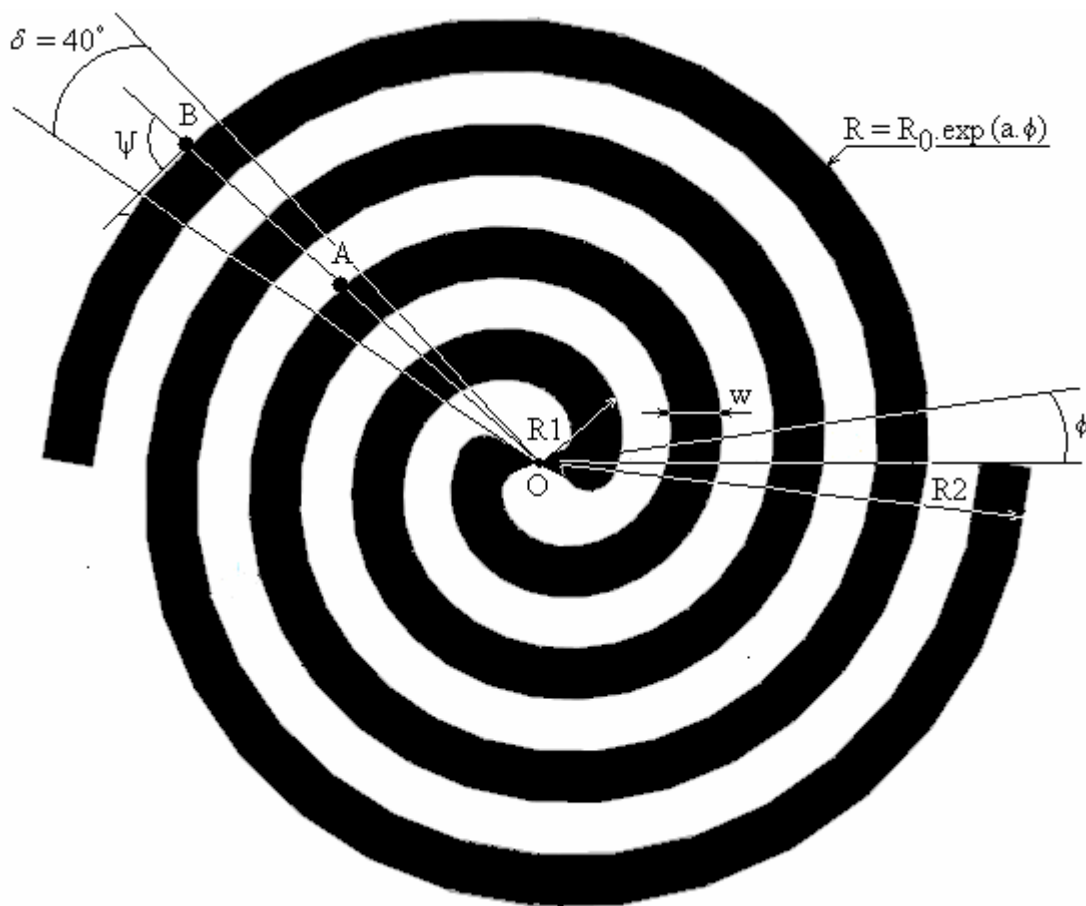
Obr. 5.37: Směrová charakteristika Vivaldiho antény
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.



Obr. 5.38: Směrová charakteristika Vivaldiho antény
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

5.1.6 Návrh a konstrukce spirálové antény pro pásmo 40 GHz

Na rozdíl od dvou předchozích typů jsou rozměry antény popsány pouze úhly ψ , δ viz. obr. 5.39. Praktické provedení antény je dáno poloměry r_1 a r_2 . Konstanta r_0 se dá určit z počáteční hodnoty Φ , která je obecná, a z poloměrů $r_{1,2}$. Rozsah úhlu Φ závisí pouze na poměru r_2/r_1 . Praktický návrh vyžaduje navrhnout anténu pracující v kmitočtovém pásmu f_2 až f_1 . Vysokofrekvenční omezení, kmitočet f_1 , předpokládá, že napájecí oblast antény bude malá ve srovnání s vlnovou délkou λ_1 tj. $r_1 = \lambda_1/14$. Nízkofrekvenční omezení, kmitočet f_2 , je vázáno na útlum podél struktury spirály a je určeno parametry δ a a . Průměr antény by měl být poněkud větší než λ_2/π . Směrodatný parametr pro určitou anténu je poměr $(r_2/r_1)/f_1/f_2$, který určuje kompaktnost antény pro požadovanou šířku pásma (poměr je obvykle blízký jedné).



Obr. 5.39: Základní geometrie spirálové antény.

Anténa je navržena pro mikrovlnný substrát Arlon 25N ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 0,79$ mm, $tg \delta = 0,0025$ při 10 GHz) dle následujících návrhových vztahů.

- úhel stoupání spirály se vztahuje k expanznímu koeficientu a je dán vztahem 5.24 dle [6]

$$tg \Psi = \frac{1}{a} \quad (5.24)$$

- Délka oblouku l od počátku O je konečná a úměrná poloměru r viz. vztah 5.25 [6]

$$l = \frac{r}{\cos \Psi} \quad (5.25)$$

- Poměr $\tau \leq 1$ (slouží k návrhu antény) je dán vztahem 5.26 [6]

$$\tau = \exp(-2\pi / |tg \Psi|) \quad (5.26)$$

odpovídá poměru OA/OB na obr. 5.35 logaritmický charakter parametrů vznikne převedeme-li předešle vztahy (5.24, 5.25) [6] na

$$a = -\log \frac{\tau}{2\pi} \quad a \quad \Psi = \arctg \left(\frac{2\pi}{\log \tau} \right) \quad (5.27)$$

- druhá strana pásku antény je definována otočením křivky o úhel δ viz. vztah 5.28 [6]

$$r = r_0 \cdot \exp[a(\Psi + \delta)] \quad (5.28)$$

Toto je rovnocenné jako změna měřítka $K = \exp(a\delta)$. Závislost šířky pásku ramene spirály w na poloměru r bude podle vztahu 5.29 [6] rovna

$$w = r \cdot (1 - K) \sin \Psi \quad (5.29)$$

- Druhé rameno se získá prostým otočením ramene o 180° kolem středu O.

V souladu s výše uvedenými vztahy byla navržena spirálová anténa odpovídající parametrickým rovnicím 5.30.

$$X_1 = 0,445 \cdot \text{Exp}(564,5 \cdot \varphi) \cdot \cos(\varphi) \quad (5.30a)$$

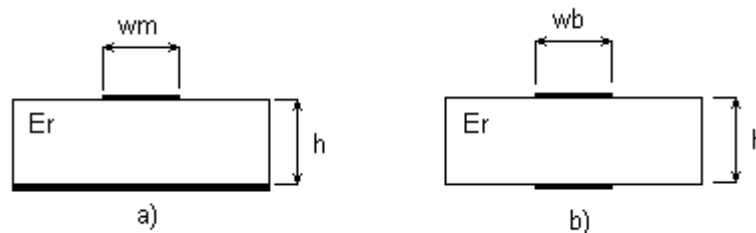
$$Y_1 = 0,445 \cdot \text{Exp}(564,5 \cdot \varphi) \cdot \sin(\varphi) \quad (5.30b)$$

$$X_2 = 0,445 \cdot \text{Exp}(564,5 \cdot (\varphi + 0,6981)) \cdot \cos(\varphi) \quad (5.30c)$$

$$Y_2 = 0,445 \cdot \text{Exp}(564,5 \cdot (\varphi + 0,6981)) \cdot \sin(\varphi) \quad (5.30d)$$

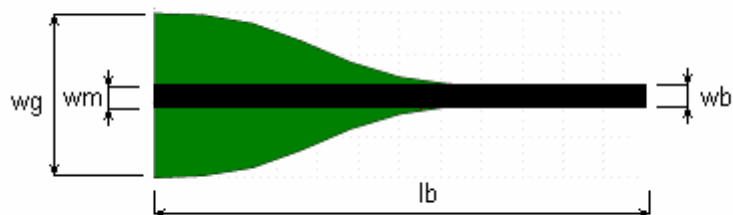
$$\varphi \in (0, 5,5) \text{ rad} \quad (5.30e)$$

Nedílnou součástí spirálové antény je její širokopásmový přizpůsobovací obvod Balun. Problematika Balunu byla popsána výše. Pro spirálovou anténu byl navržen obvod dosahující nejlepších širokopásmových vlastností ze všech známých typů. Postup návrhu je následující. Microstrip to balanced stripline je sestaveno z nesymetrického mikropáskového vedení, symetrického vedení a přechodové části. Mikropáskové vedení je na obr. 5.40a a symetrické vedení na obr. 5.40b. Kde w_m značí šířku mikropásku a w_b značí šířku horního pásku, h je výška mikrovlňného substrátu, ϵ_r je relativní permitivita mikrovlňného substrátu.



Obr. 5.40: Mikropásková vedení a) nesymetrické vedení, b) symetrické vedení.

Přechodová část mezi nesymetrickým a symetrickým vedením plní funkci impedančního transformátoru. Celá struktura Balunu s binomickým přechodem je na obr. 5. 41.



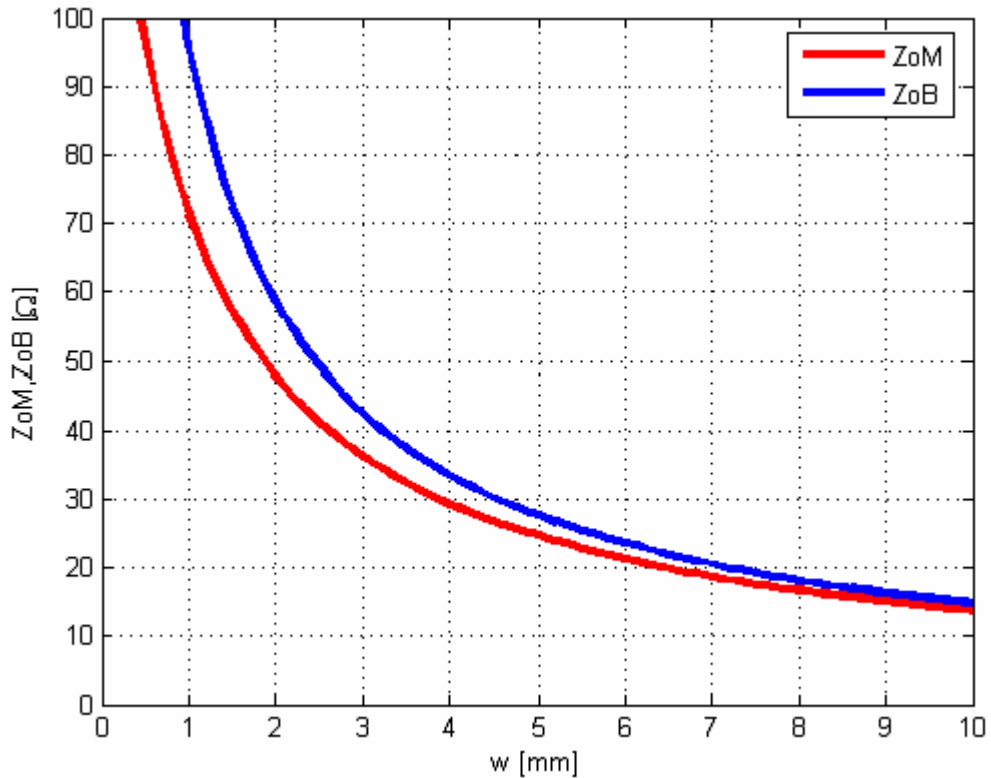
Obr. 5.41: Struktura Balunu s binomickým přechodem.

Rozměry šířek balunu jsou navrhovány v souvislosti s impedancemi jak nesymetrického, tak i symetrického vedení. Vychází se z předpokladu, že u nesymetrického vedení platí $w_g \gg w_m$. Požadovaná impedance vstupu Balunu je $Z_0 = 50 \Omega$, známá je výška substrátu h a relativní permitivita ϵ_r . Pomocí modifikovaných Wheelerových vztahů uvedených v [12], [13] lze syntézou mikropáskového vedení určit potřebnou šířku dle vztahu 5.31, platící pro $w/h \geq 1$, nebo vztahu 5.32 platící pro $w/h \leq 1$.

$$\frac{w}{h} = \frac{120\pi}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_r - 1}{3,7\epsilon_r} \right) \cdot \ln \left(\frac{120\pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right) \quad (5.31)$$

$$\frac{w}{h} = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{e^H}{2} - e^{-H} \right) \quad \text{kde } H = \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \cdot \frac{Z_0}{60} + \frac{0,9}{\pi} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \quad (5.32)$$

Dále se provede pomyslný řez v polovině symetrického vedení zobrazený na obr. 5.40b. Symetrické vedení je poté složeno ze dvou nesymetrických vedení. Charakteristická impedance symetrického vedení je dána výše uvedenými vztahy 5.31 nebo 5.32 platnými pro nesymetrické vedení. Díky pomyslnému řezu se neuvažuje výška mikrovlnného substrátu h , ale $h/2$. Celková charakteristická impedance symetrického vedení je rovna dvojnásobku. Obr. 5.42 zobrazuje závislost charakteristické impedance mikropásku Z_{OM} a charakteristickou impedanci symetrického vedení Z_{OB} na proměnné šířce pásku.



Obr. 5.42: Závislost charakteristické impedance na šířce mikropásku převzato z [14].

Z obr. 5.38 lze určit šířky mikropásků pro požadované charakteristické impedance symetrického tak i nesymetrického vedení. Požadavkem jest, aby $w_m = w_b$. Z obr. 5.42 vyplývá, že pro stejné šířky pásků bude charakteristická impedance nesymetrického mikropásku rovna $Z_{0M} = 50 \Omega$ zatímco charakteristická impedance symetrického vedení je rovna $Z_{0B} = 63 \Omega$. Šířka zemnicí plochy musí vyhovět podmínce $w_g \gg w_m$. Délka Balunu odpovídá přibližně vlnové délce vypočtené vztahem 5.2 pro použitý mikrovlnný substrát. Je vhodné zvolit délku Balunu odpovídající vlnové délce pro střední kmitočet pracovního pásma. Binomický přechod zajistí plynulý přechod zemnicí plochy ze šířky w_g na šířku w_b neboli šířku nesymetrického vedení na symetrické vedení. Celý Balun je rozdělen na N bodů ve směru osy x . Dle následujících vztahů 5.33 a 5.34 viz [15] se určí jednotlivé šířky binomického přechodu ve směru osy y .

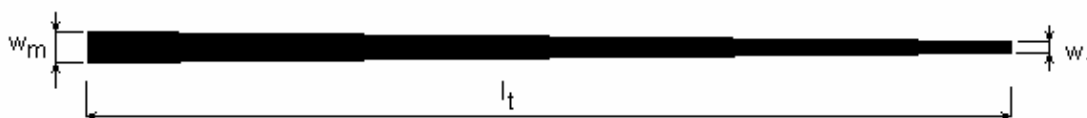
$$w_{n+1} = w_n \cdot \exp\left(2^{-N} \cdot \log\left(\frac{w_g}{w_b}\right) \cdot C(n, N)\right), \quad (5.33)$$

kde $C(n, N)$ je binomický koeficient po němž platí vztah 5.24 dle [15]

$$C(n, N) = \frac{N!}{(N-n)! \cdot n!} \quad (5.34)$$

Posledním krokem je návrh impedančního transformátoru klopfensteinova typu. Plní funkci transformace charakteristické impedance $Z_{0B} = 63 \Omega$ na hodnotu vstupní impedance spirálové antény $Z_L = 60\pi \Omega$. Skutečná hodnota vstupní impedance antény je nižší. $Z_L = 145 \Omega$. Impedanční transformátor zužuje jak horní, tak i spodní mikropásek rovnoměrně. Impedanční transformátor klopfensteinova typu je zobrazen na obr. 5.43, kde w_m odpovídá šířce pásku pro hodnotu charakteristické impedance

symetrického vedení $Z_{0B} = 63 \Omega$ a šířka w_t odpovídá charakteristické impedanci antény, l_t je délka impedančního transformátoru.



Obr. 5.43: Impedanční transformátor klopfensteinova typu.

Délku impedančního transformátoru určuje požadavek maximální hodnoty činitele odrazu Γ_{\max} . Tato hodnota může být volena dle potřeby aplikace, ale pro většinu situací postačuje $\Gamma_{\max} = -10$ dB. Činitel odrazu je definován vztahem 5.35 dle [15]

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_{0B}}{Z_L + Z_{0B}}, \quad (5.35)$$

kde Z_L je charakteristická impedance antény, Z_{0B} je charakteristická impedance symetrického vedení. Závislost činitele odrazu na délce popisuje vztah 5.36 dle [15]

$$|\Gamma(\beta \cdot l)| = \Gamma_0 \cdot \frac{\cos\left(\sqrt{(\beta \cdot l)^2 - A^2}\right)}{\cosh A}, \quad (5.36)$$

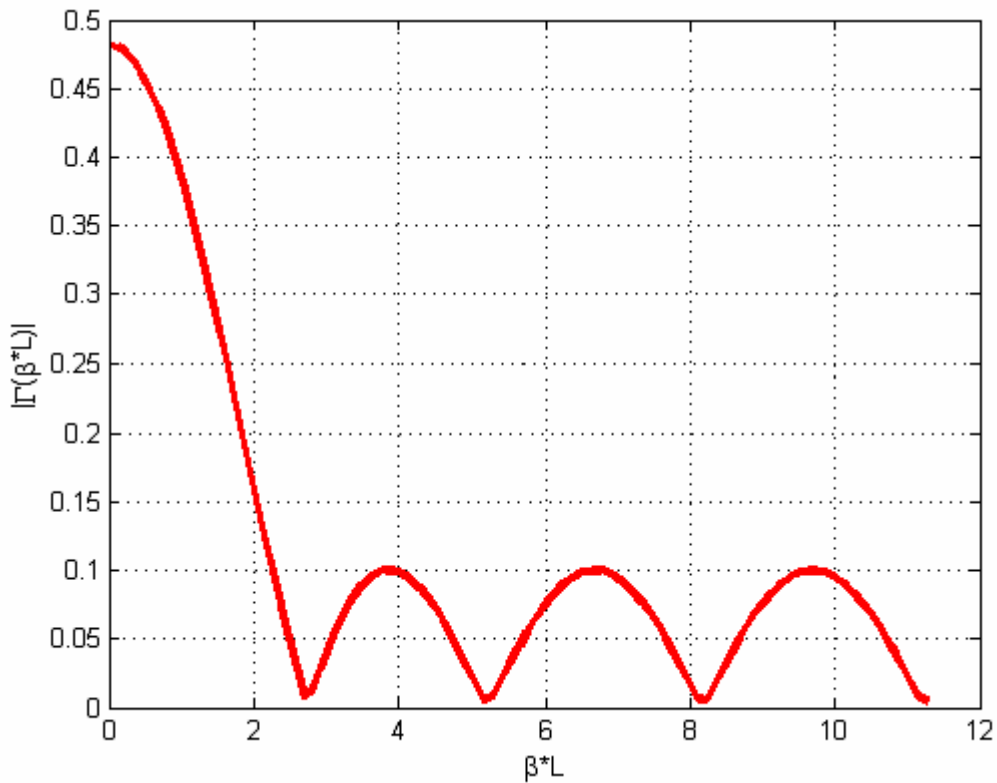
kde β je fázová konstanta definována vztahem 5.37 [15], A je parametr určený vztahem 5.38 [15]

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (5.37)$$

kde λ je vlnová délka určená pro daný mikrovlnný substrát.

$$A = \cosh^{-1} \frac{\Gamma_0}{\Gamma_{\max}}, \quad (5.38)$$

Vykreslením závislosti 5.36 do grafu obr. 5.44 je možno určit parametr $\beta \cdot l$ pro nejnižší pracovní kmitočet.



Obr. 5.44: Závislost činitele odrazu na délce převzato z [14].

Poté lze určit délku impedačního transformátoru. Transformátor je rozdělen na N úseků o délce l . Impedance jednotlivých úseků je pak dána logaritmem viz. vztah 5.39 [15]

$$\ln(Z(l)) = \frac{1}{2} \cdot Z_L \cdot Z_0 + \frac{\Gamma_0}{\cosh A} \cdot A^2 \Phi(2l/L - 1, A) \quad \text{pro } 0 \leq l \leq L \quad (5.39)$$

kde $\Phi(x, A)$ je

$$\Phi(x, A) = \int_0^x \frac{I_1 \left(\frac{A \cdot \sqrt{1-y^2}}{A} \right)}{A \sqrt{1-y^2}} dy \quad \text{pro } |x| \leq 1, \quad (5.40)$$

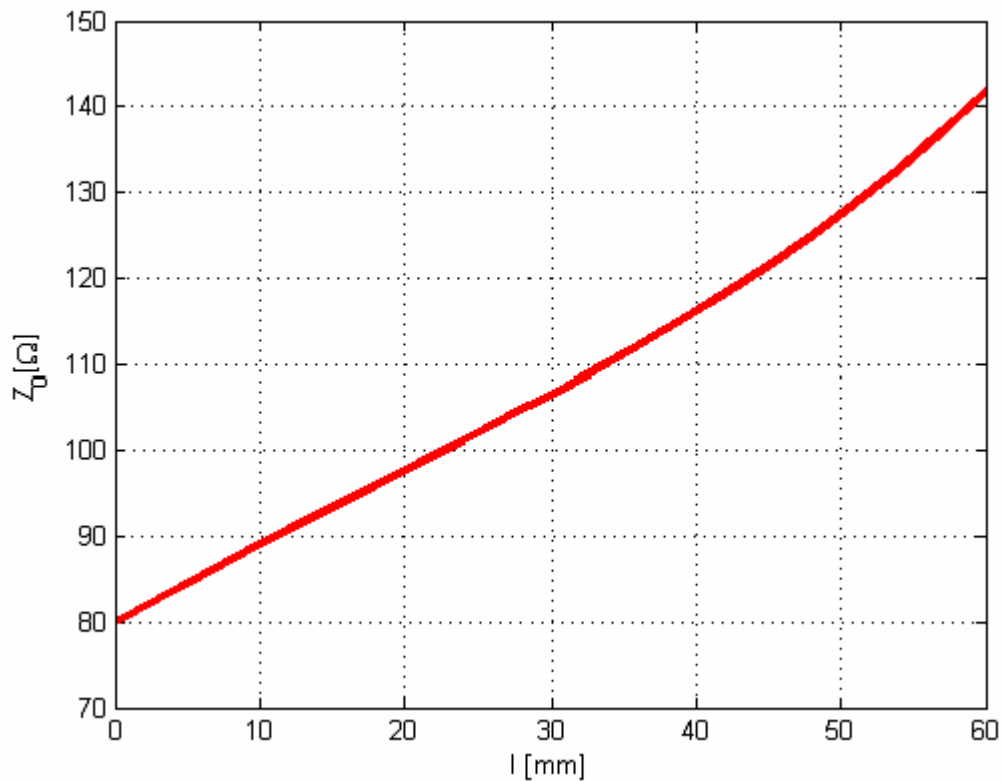
kde $I_1(x)$ je modifikována Besselova funkce, která nabývá významných hodnot

$$\Phi(0, A) = 0 \quad (5.41a)$$

$$\Phi(x, A) = \frac{x}{2} \quad (5.41b)$$

$$\Phi(1, A) = \frac{\cosh A - 1}{A^2} \quad (5.41c)$$

Kde $x=2l/L-A$, pro vyčíslení modifikované Besselovy funkce lze použít skripty volně dostupné do programu Matlab. Na obr. 5.45 je zobrazen průběh transformace impedance transformátoru..



Obr. 5.45: Průběh transformace impedance převzato z [14].

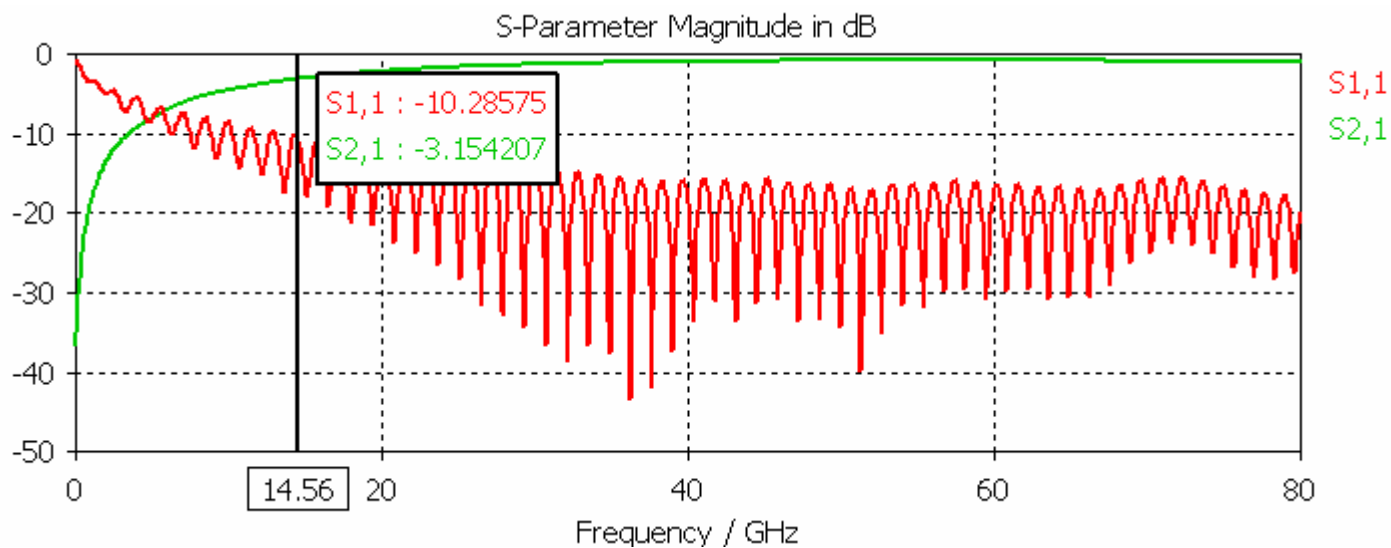
Šířky impedančního transformátoru lze určit za pomoci vztahů 5.31 nebo 5.32 s uvážením skutečnosti platnosti pro nesymetrické vedení. Pro vyčíslení šířek platných pro symetrické vedení je potřeba těchto úprav. Dosazení $Z_0/2$ namísto Z_0 a uvažované výšky substrátu $h/2$.

V souladu s výše uvedenými vztahy byl vytvořen numerický model Balunu v programovém prostředí CST MW. Přesné rozměrové specifikace jsou uvedeny v příloze D. Balun byl navržen pro mikrovlnný substrát Arlon 25N ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 0,79$ mm, $tg \delta = 0,0025$ při 10 GHz) a jeho struktura je zobrazena na obr. 5.46



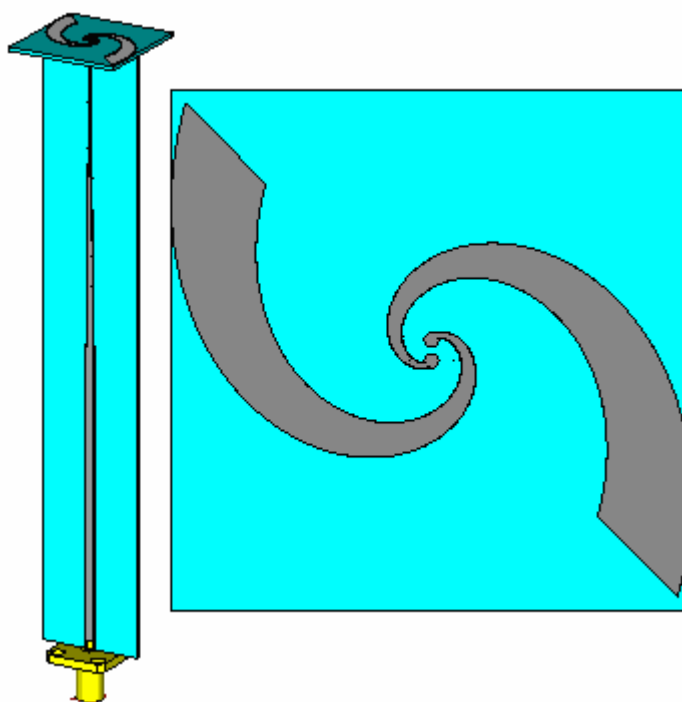
Obr. 5.46: Struktura symetrizačního Balunu.

Balun dosáhl velmi dobrých širokopásmových vlastností. Tuto situaci dokládá obr. 5.47. Činitel odrazu se drží pod svou maximální úrovní v potřebném kmitočtovém pásmu 14,5 GHz až 50 GHz. Činitel přenosu S_{21} nedosahuje své ideální hodnoty 0 dB, ale je nižší z důvodu metalizace mikropásku a ztrátového dielektrika, které bylo v numerickém modelu zohledněno.



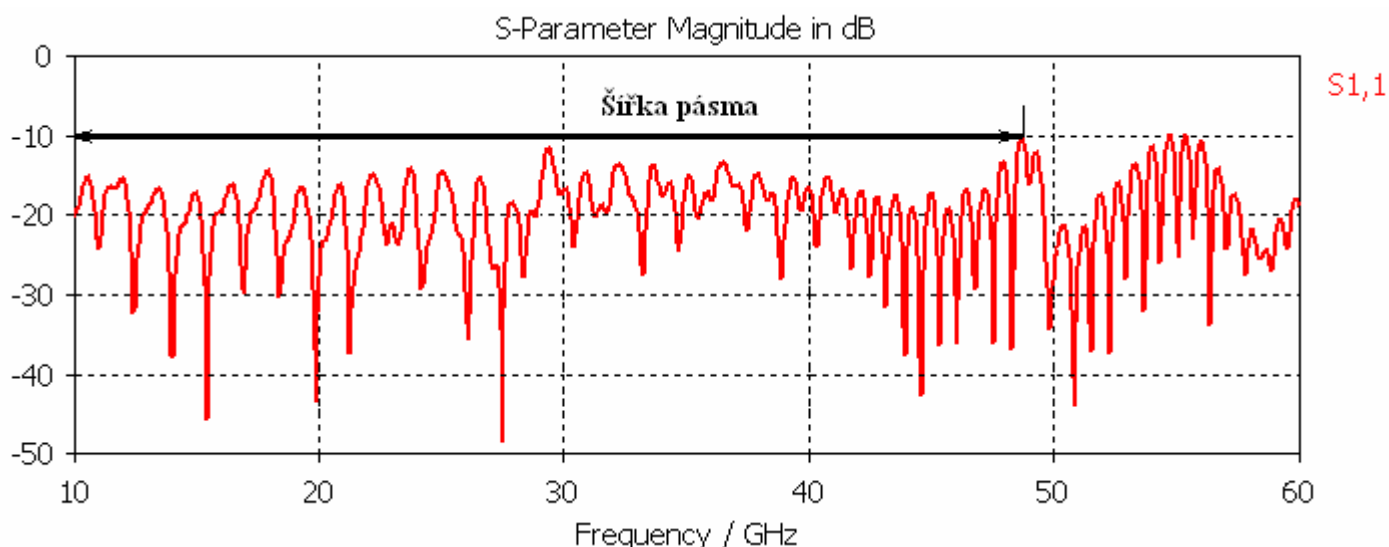
Obr. 5.47: Kmitočtová závislost činitele odrazu a činitele přenosu Balunu.

Spirálová anténa s Balunem a připojeným K konektorem byla vymodelována v programovém prostředí CST MW. Vlastní spirálová anténa odpovídá parametrickým rovnicím 5.30. Numerický model je zobrazen na obr. 5.48.



Obr. 5.48: Numerický model spirálové antény.

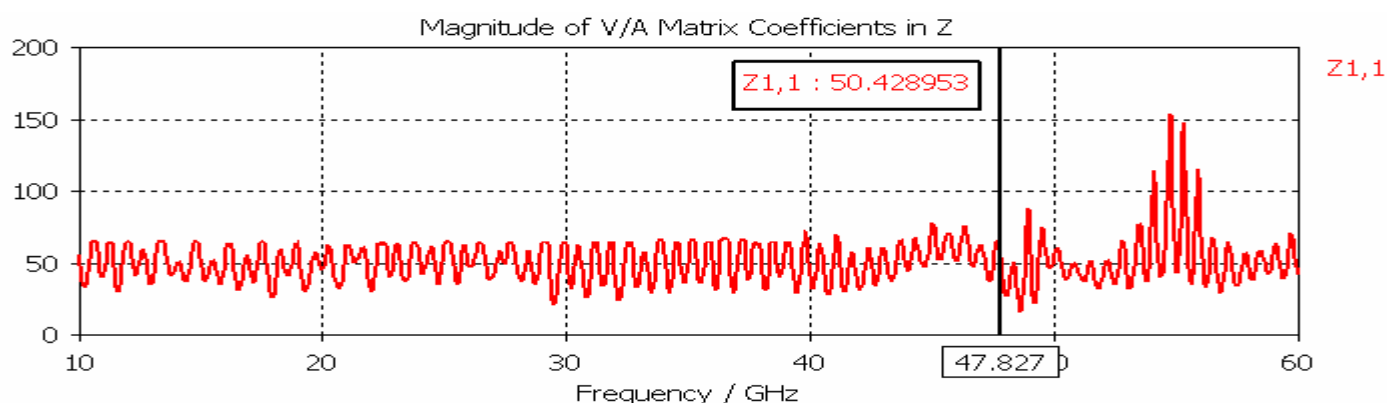
Spirálová anténa dosáhla velmi široké šířky $BW = 48,73$ GHz pásma viz. obr. 5.49.



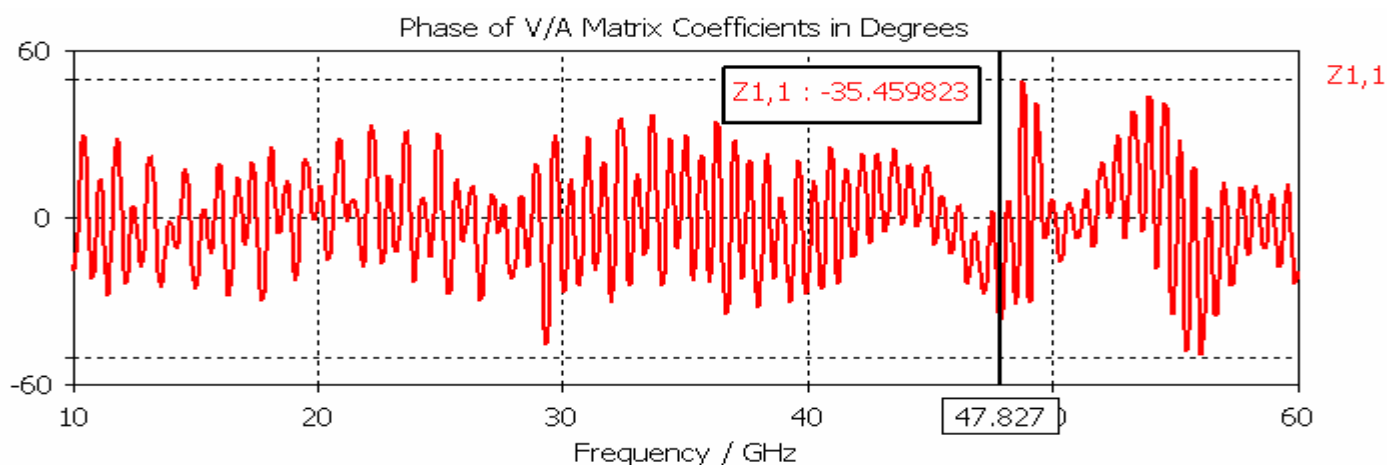
Obr. 5.49: Kmitočtová závislost činitele odrazu spirálové antény.

Vstupní impedance s ohledem k šířce pásma je akceptovatelná. Modul vstupní impedance je zobrazen na obr. 5.50a, fáze je zobrazena na obr. 5.50b

a)

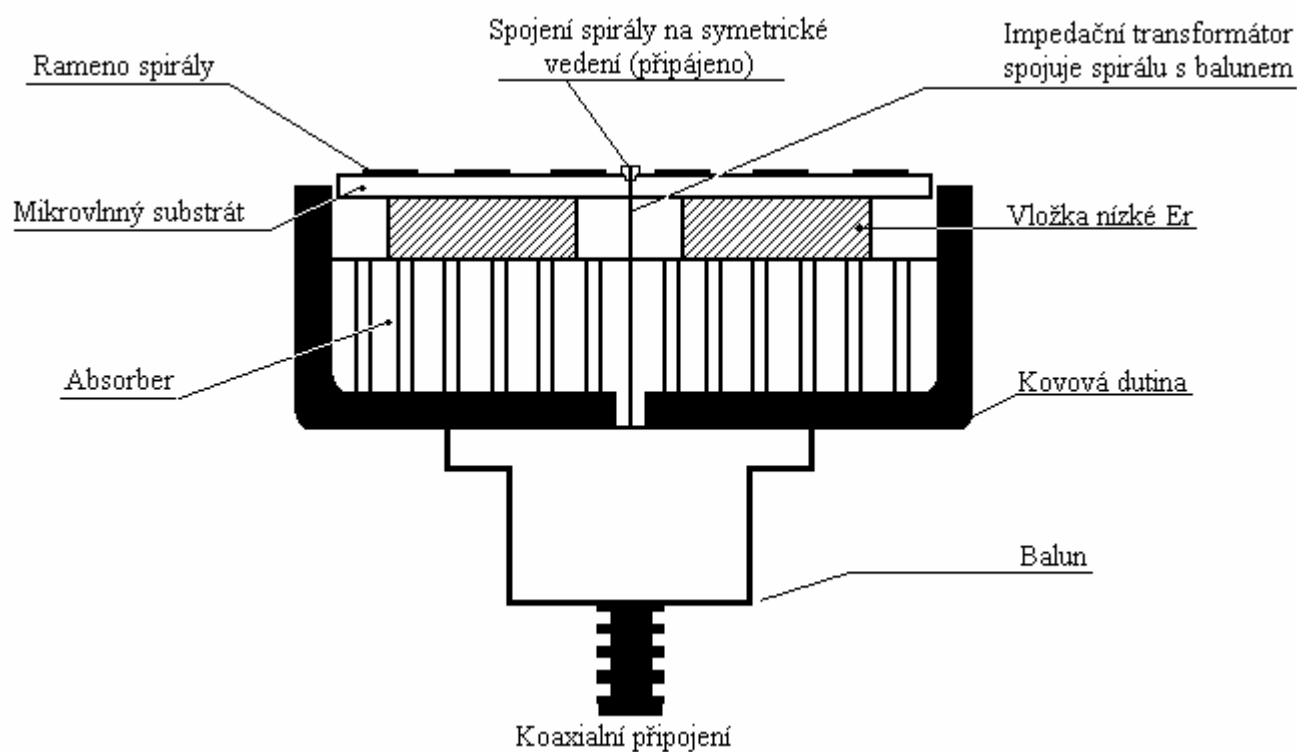


b)



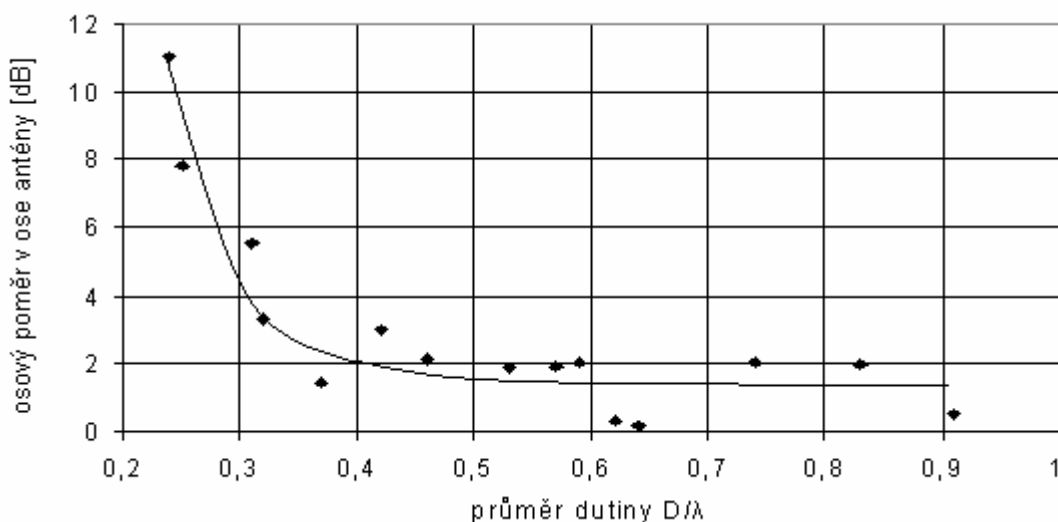
Obr. 5.50: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.

V praxi se používá spirálové antény s jednostranně uzavřenou dutinou. Dutina je tvořena kovovým válcem (mosaz). Celá anténní struktura je zobrazena na obr. 5.51.



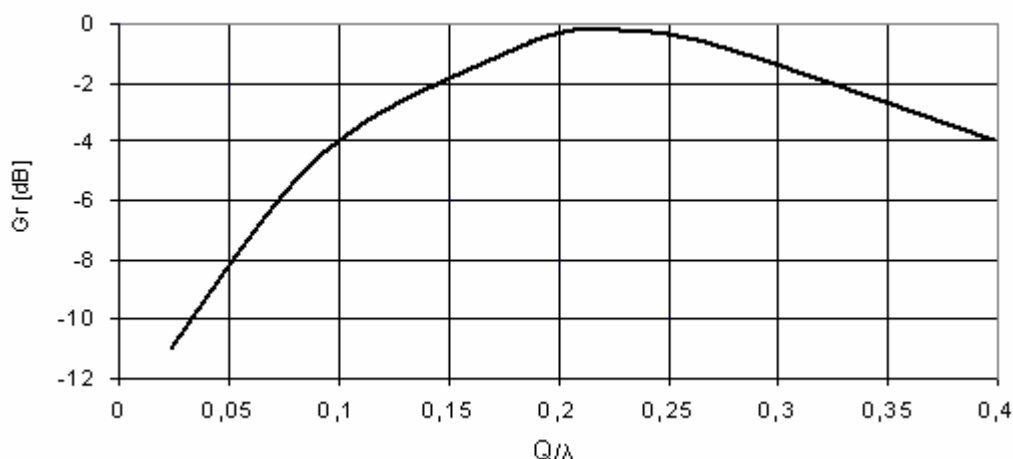
Obr. 5.51: Spirálová anténa s připojenou dutinou.

Bez absorpčního materiálu uvnitř dutiny lze dosáhnout kmitočtového pásma jedné oktávy, s absorberem více než jednu dekádu kmitočtového pásma. Napájecí symetrizační člen bývá různý, vytvořený z plošných spojů, diskretních součástek nebo vlnovodový. Z grafu na obr. 5.52 plyne, že zisk bude nižší pro průměry $D < 0,32\lambda$ (λ/π) podle [10]. Asymptoticky se bude blížit k určité hranici pro průměry mnohem větší $D \cong 0,5\lambda$ dle [10].



Obr. 5.52: Závislost osového poměru na průměru dutiny převzato z [10].

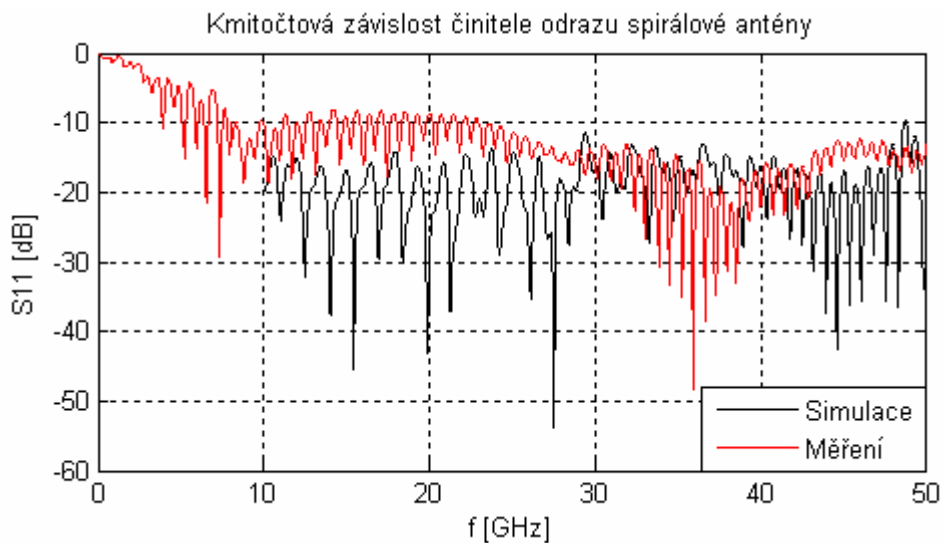
Průměr dutiny by měl být stejný nebo slabě větší než je průměr spirály. Většina spirálových antén se realizuje se shodným průměrem spirály a dutiny. Hloubka dutiny Q ovlivňuje antény negativně. Tuto situaci dokládá obr. 5.53.



Obr. 5.53: Závislost relativního zisku antény na hloubce dutiny převzato z [10].

Ovlivnění relativního zisku je velmi silné, a proto se používá dutin naplněných absorpční hmotou. Celkový zisk ovlivňuje i kvalita dielektrika, na kterém je realizován motiv antény. Praxe ukázala, že např. mezi sklolaminátem na bázi epoxidu a sklolaminátem na bázi teflonu je rozdíl až 1 dB ve prospěch teflonu. Nová nízkoztrátová dielektrika umožňují konstrukce spirálových antén s vyšší účinností čerpáno z [10].

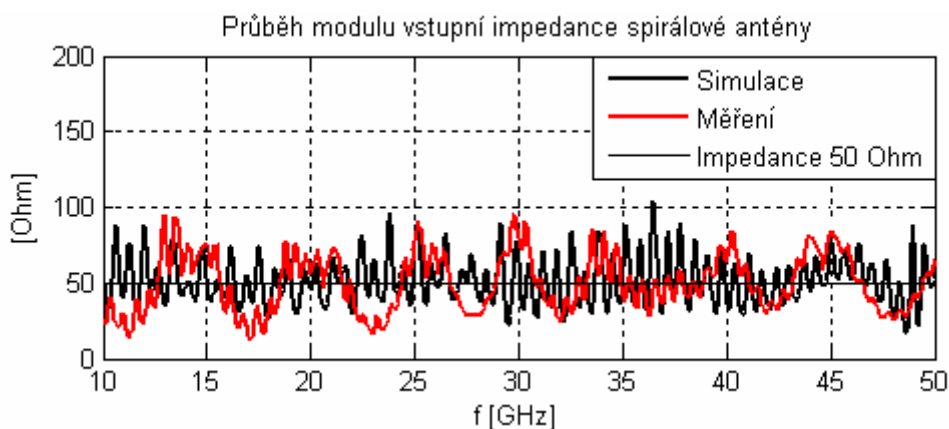
Anténa byla zrealizována v souladu s výše uvedenými vztahy ovšem bez připojení dutiny. Proto anténa nedosáhla tak extrémní šířky pásma. Na obr. 5.54 je kmitočtová závislost činitele odrazu zrealizované antény.



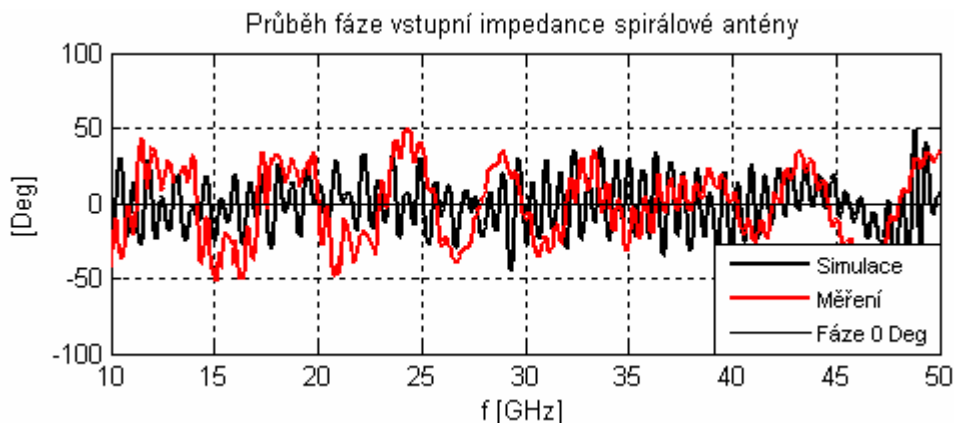
Obr. 5.54: Kmitočtová závislost činitele odrazu spirálové antény.

Překročení hranice není ovšem tak kritické. Při dodržení definice šířky pásma poklesem o 10 dB dosáhla spirálová anténa šířky pásma $BW = 25,49$ GHz. Když byl pominut přesah této definované hodnoty určující šířku pásma (překročení je o 1,16 dB) bylo dosaženo šířky pásma $BW = 41,55$ GHz. Důvod proč si závislosti neodpovídají je dán konstrukcí antény. V numerickém modelu je použito připojení antény přímo s Balunem pomocí prokovovací díry. Připojení ramen spirály je opět ideální. Kdežto u reálného vzorku musel být použit propojovací drátek, a tak došlo tak ke zhoršení parametrů. Nemluvě o nepoužití dutiny, která se podepíše na tvaru směrových charakteristik a celkovém zisku antény. Ovšem použití spirálové antény jako budiče trychtýřové antény není zcela vhodné. Bude diskutováno dále. Dalším z důležitých parametrů zrealizované spirálové antény jsou impedanční poměry na jejím vstupu zobrazené na obr. 5.55.

a)

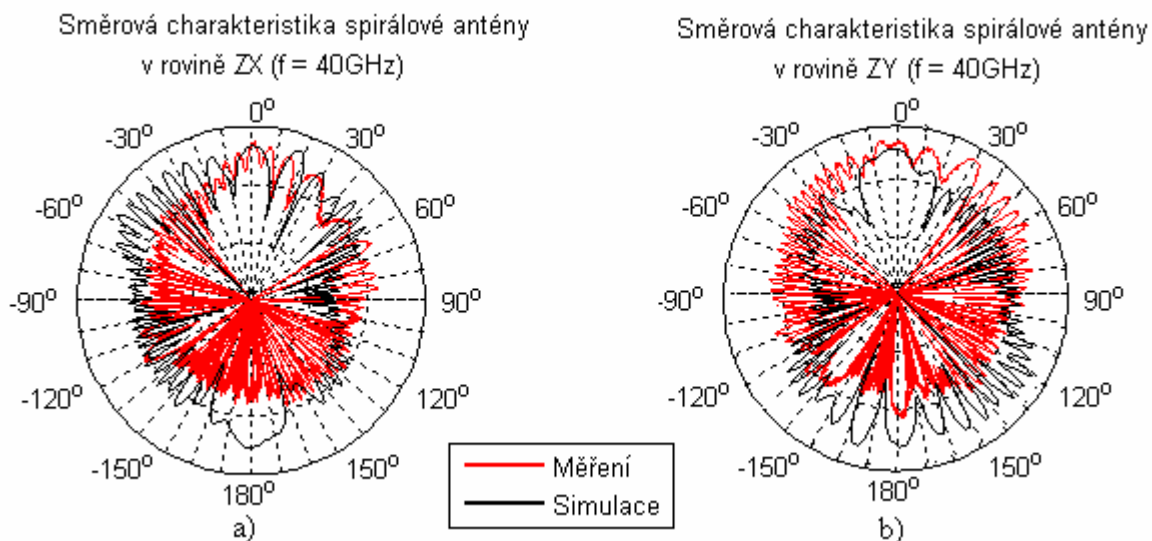


b)



Obr. 5.55: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.

Průběhy vstupní impedance si příliš neodpovídají z důvodů výše zmíněných. Nejdůležitější roli hraje připojení antény k Balunu, kde se projeví jak parazitní kapacita, tak i parazitní indukčnost na prokovovacím drátku. Důsledkem je změna impedančních poměrů na konektoru antény. Obr. 5.56 zobrazuje směrové charakteristiky na středním kmitočtu $f = 40$ GHz. Je patrné vyzařování antény pod mikrovlnný substrát. Řešením tohoto problému je použití výše popsané dutiny.



Obr. 5.56: Směrová charakteristika spirálové antény
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

5.1.7 Porovnání jednotlivých typů antén

Výsledkem první etapy diplomové práce byl návrh třech typů širokopásmových antén pracujících na rozdílných principech. Snahou vytvořených numerických modelů bylo co nejdříve postihnout chování reálných vzorků. Ovšem výsledky nejsou zcela jednoznačné z důvodu nepřesností výroby a parazitním vlivům projevujícím se především po konektorizaci. V tab. 2 jsou porovnány dosažené šířky pásma antén.

Tab 2: Přehled dosažených šířek pásma realizovaných antén.

Typ antény	Šířka pásma BW
Motýlková anténa	18,23 GHz
Vivaldiho anténa	22,43 GHz
Spirálová anténa	25,49 GHz (41,55 GHz)

Nejlepších výsledků z hlediska šířky pásma dosáhla spirálová anténa. Ovšem výsledky nejsou zcela jednoznačné. Její konstrukce je velmi složitá, navíc vzniká potřeba připojení dutiny pro správnou činnost antény. Nedodržení přesnosti výroby antény není kritické, ovšem toto neplatí o potřebném napájecím a symetrizačním obvodu. Potíže jsou rovněž s připojením antény k napájecí. Ačkoliv tato anténa dosáhla největší širokopásmovosti, není vhodná pro použití jako budiče plošné apertury. Hlavním důvodem je potřebná změna rozměrů spirály pro umístění do apertury. To by mělo za následek omezení spodní hranice kmitočtového pásma, tudíž omezení šířky pásma téměř na polovinu.

Motýlková anténa dosáhla nejmenší šířky pásma. Její konstrukce je v porovnání se spirálovou anténou velmi snadná. Nedodržení přesnosti výroby u tohoto typu antény má velmi zásadní charakter (viz obr. 5.54). I přes tyto nedostatky je vhodná pro použití jako budiče plošné apertury.

Vivaldiho anténa dosáhla střední hodnoty šířky pásma. Konstrukčně je velmi jednoduchá a velice snadno laditelná. Nedodržení výrobních přesností není kritické z důvodu principu funkce. Jedná se o anténu z hlediska svých vlastností jako ideální pro použití budiče plošné apertury.

V tab. 3 jsou uvedeny základní hodnoty zisku antén na kmitočtu $f = 40$ GHz.

Tab 3: Přehled základního zisku realizovaných antén.

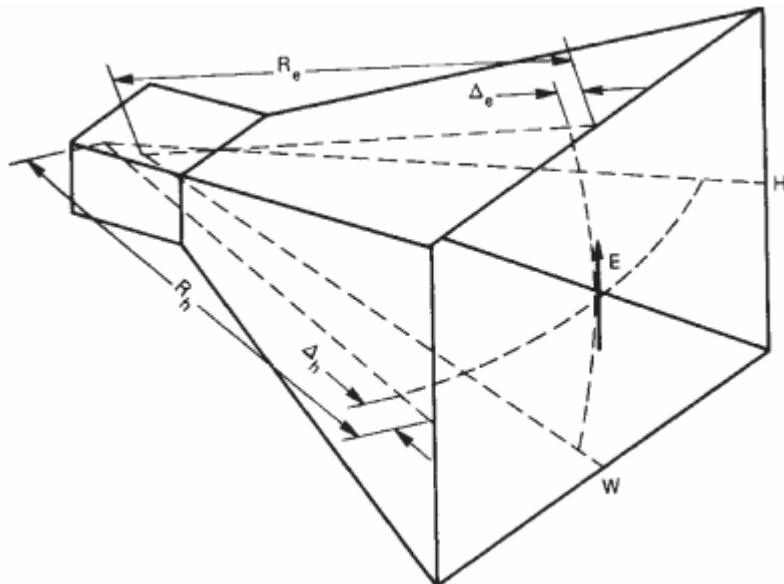
Typ antény	Zisk G
Motýlková anténa	6,32 dBi
Vivaldiho anténa	5,89 dBi
Spirálová anténa	7,62 dBi

5.2 Etapa druhá

Tato část práce se zabývá návrhem vhodné trychtýřové antény a jejího ústí. Jako budiče budou použity výše popsané širokopásmové antény. Cílem je zvýšení zisku původních širokopásmových antén, potažmo úprava vyzařovacího diagramu dle těchto požadavků. Výsledná anténní struktura by měla umožnit datový přenos na krátké vzdálenosti s velkou účinností, nebo by mohla být použita jako skenovací zařízení např. na letištích.

5.2.1 Návrh a konstrukce apertury trychtýřové antény

Nejjednodušší plošnou anténou je otevřené ústí vlnovodu. Používá se zřídka, protože má malou směrovost a vysoký činitel odrazu. V ústí musí proběhnout transformace TE nebo TM vlny ve vlnovodu na vlnu TEM ve volném prostoru. Pozvolným rozšířením vlnovodu před ústím se přizpůsobení velmi zlepší. Vzniká tzv. trychtýřová anténa. Vlastnosti trychtýřové antény závisí na velikosti ústí a rozložení budícího pole v rovině ústí. Závisí tedy na vidu vlny, kterou je anténa buzena. Základní geometrie trychtýřové antény je na obr. 5.57.



Obr. 5.57: Základní geometrie trychtýřové antény převzato z [16].

Postup návrhu apertury antény je následující:

- Určení mezního kmitočtu (frekvence) vlnovodu dle vztahu 5.42 dle [16]

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (5.42)$$

kde m, n jsou vidová čísla, μ je permeabilita prostředí, ϵ je permitivita prostředí, a a b jsou rozměry použitého vlnovodu. Základní přehled vlnovodů je v příloze E.

Základní požadavek při návrhu apertury je požadovaný zisk antény G_d . Pomocí něhož se přibližně určí rozměry apertury podle vztahů 5.43 a 5.44 dle [16].

$$W = 0,489 \cdot \sqrt{G_d} \cdot \lambda \quad (5.43)$$

$$H = 0,332 \cdot \sqrt{G_d} \cdot \lambda, \quad (5.44)$$

kde W je šířka apertury, H výška apertury, G je zisk dosazován bezrozměrně, λ je vlnová délka určená vztahem 5.45

$$\lambda = \frac{c}{f_m}, \quad (5.45)$$

- Určení horizontálního poloměru R_H vztahem 5.46 dle [16]

$$R_H = 0,0746 \cdot G_d \cdot \lambda. \quad (5.46)$$

- Určení délky apertury L za pomoci vztahu 5.47 dle [16]

$$L = \frac{W - a}{W} \cdot \sqrt{R_H^2 - \frac{W}{4}}, \quad (5.47)$$

kde W je šířka apertury, a je rozměr vlnovodu v H rovině, R_H je horizontální poloměr

- Určení vertikálního poloměru R_E vztahem 4.48 dle [16]

$$R_E = \frac{H}{H - b} \cdot \sqrt{L^2 + \frac{(H - b)^2}{4}}, \quad (5.48)$$

kde H je výška apertury, b je rozměr vlnovodu v E rovině, L je délka apertury.

- Určení distribuční konstanty kvadratické fáze S_E pro E rovinu vztahem 5.49 dle [16]

$$S_E = \frac{H^2}{8\lambda \cdot R_E}, \quad (5.49)$$

- Určení distribuční konstanty kvadratické fáze S_H pro H rovinu vztahem 5.50 dle [16]

$$S_H = \frac{W^2}{8\lambda \cdot R_H} \quad (5.50)$$

- Určení ztrát chybami fáze PEL_E (E rovina) a PEL_H (H rovina) slouží tabulka umístěná v příloze F.

- Výpočet aktuálního zisku z rozměrů apertury zjištěných vztahy 5.43 a 5.44 dle [16]

$$G_A(dB) = 10 \cdot \log \frac{4\pi \cdot H \cdot W}{\lambda^2} - ATL - PEL_E - PEL_H \quad (5.51)$$

kde H je výška apertury, W je šířka apertury, λ je vlnová délka, ATL je útlum vlnovodu, PEL_E a PEL_H jsou ztráty chybami fáze.

- Přepočítání na nový zisk apertury dle vztahu 5.52 dle [16]

$$G_{A,N} = \frac{G_{req} \cdot G_d}{G_A}, \quad (5.52)$$

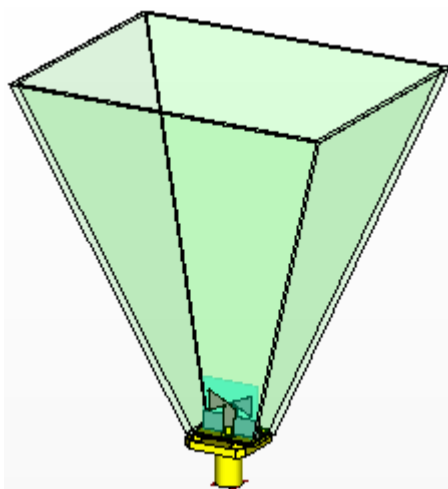
kde G_{req} je požadovaný zisk, G_d je původní zisk apertury použitý ve vztazích 5.43 a 5.44, G_A je přepočtený zisk apertury.

- Určení optimálních rozměrů apertury se provede přepočtem vztahů 5.43, 5.44, 5.47 s hodnotou nového zisku získaného vztahem 5.52. Závěrem se provede kontrola zisku vztahem 5.51

Rozměrové specifikace apertury jsou uvedeny v příloze G.

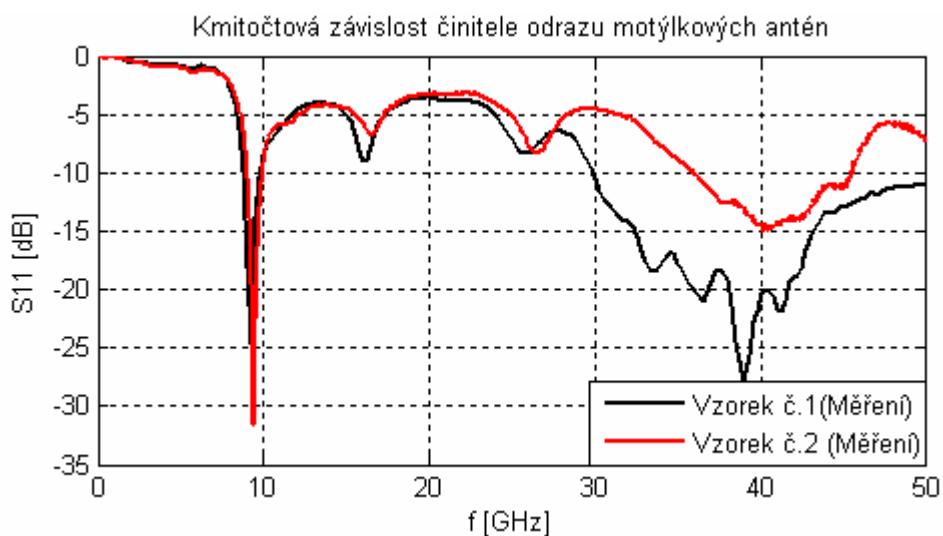
5.2.2 Motýlková anténa jako budič trychtýřové antény

Anténní struktura je zobrazena na obr. 5.58. Jako budiče je použita motýlková anténa umístěná v rovině magnetického pole. V běžné praxi jsou trychtýřové antény buzeny proudovou sondou umístěnou v rovině elektrického pole viz [3]. Ovšem v této aplikaci není využívána celá trychtýřová anténa, ale pouze její plošná apertura. Není buzena dominantním videm vlnovodu, ale rozložením pole vzniklým vyzařováním motýlkové antény. Cílem je zachování či rozšíření šířky pásma samotné antény a zvýšení jejího základního zisku.



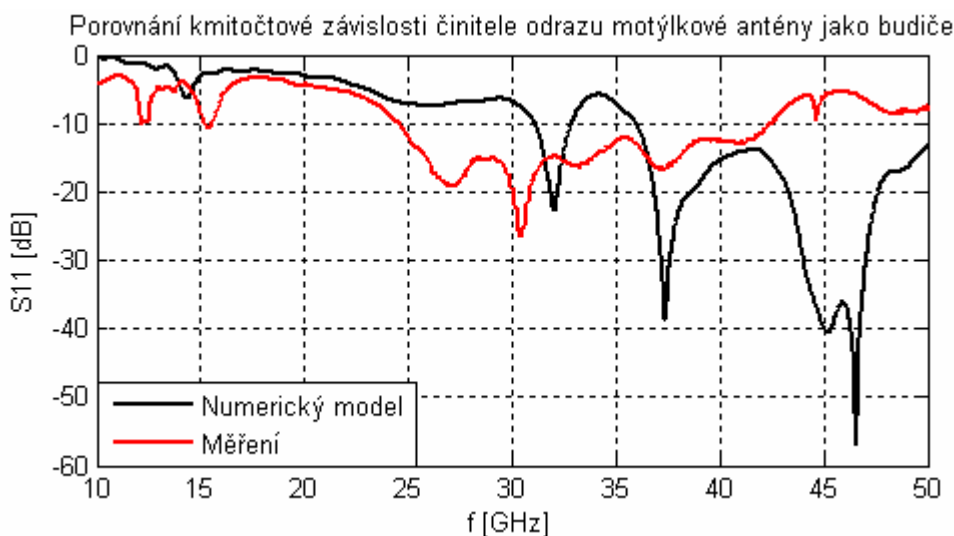
Obr. 5.58: Umístění motýlkové antény v plošné apertuře.

Motýlková anténa je velmi náchylná na nedodržení přesnosti výroby . Důvodem změny parametrů antény vlivem nepřesností je fyzikální podstata funkce této antény popsaná v podkapitole 5.1.4. Situaci citlivosti výrobní přesnosti dokládá obr. 5.59



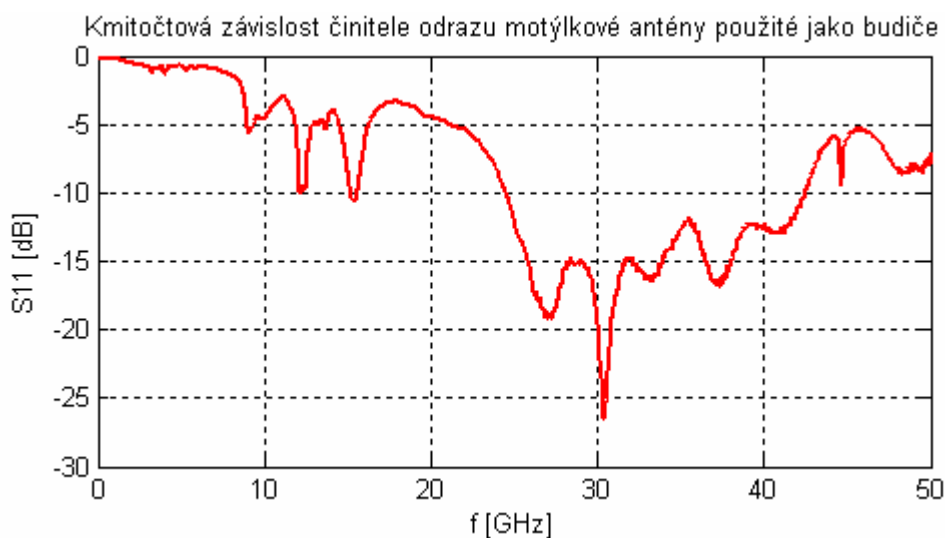
Obr. 5.59: Kmitočtová závislost činitele odrazu dvou totožných vzorků.

Numerický model anténní struktury zobrazený na obr. 5.58 byl vytvořen v programovém prostředí CST MWS. Sledovanými parametry jsou činitel odrazu, rozložení pole a směrové charakteristiky. Na obr. 5.60 je zobrazeno vzájemné porovnání kmitočtové závislosti činitele odrazu reálného vzorku č.1 umístěného v apertuře a s numerickým modelem.



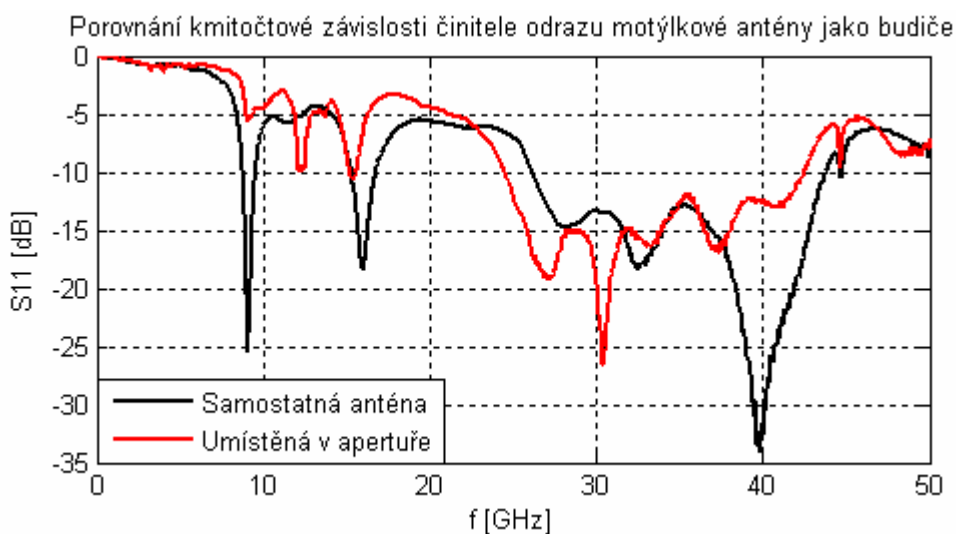
Obr. 5.60: Kmitočtová závislost činitele odrazu modelu a vzorku.

Nesoulad měření se simulací je způsoben použitím ideálních dielektrik a dokonale vodivých materiálů z důvodu složitosti modelu pro výpočet. Zásadní vliv na odchylku má přesnost výroby, dokládající obr. 5.59. Obr. 5.61 zobrazuje detail kmitočtové závislosti činitele odrazu reálného vzorku.



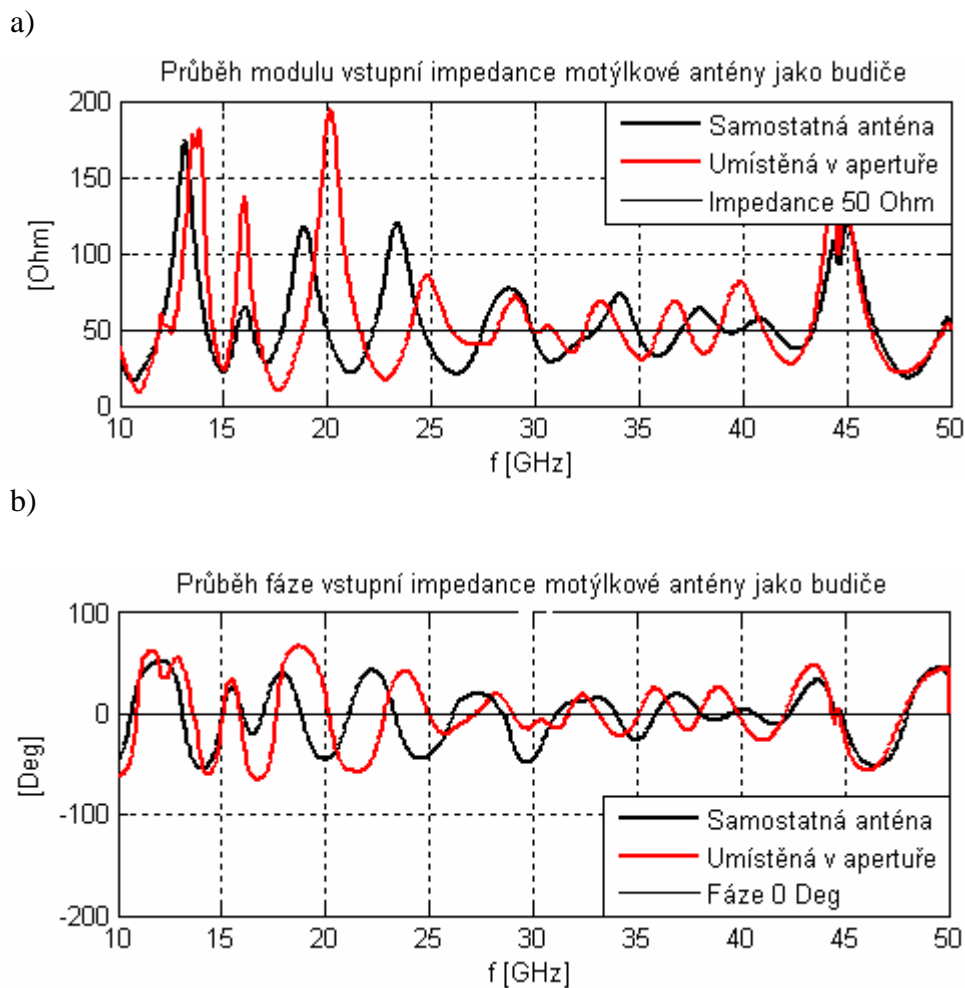
Obr. 5.61: Kmitočtová závislost činitele odrazu motýlkové antény umístěné v apertuře.

Nejdůležitější ze sledovaných parametrů anténní struktury je šířka pásma. Na obr. 5.62 je zobrazena výsledná šířka pásma.



Obr. 5.62: Porovnání šířek pásma motýlkové antény jako budiče.

Výsledná šířka pásma samostatné motýlkové antény je $BW = 18,23$ GHz, zatímco šířka pásma motýlkové antény umístěné v apertuře je $BW = 18,49$ GHz. Zvýšení šířky pásma není zcela zásadní. Došlo však k rapidnímu zvýšení zisku antény. Tato skutečnost bude diskutována dále. Ovlivnění vstupní impedance antény umístěním do plošné apertury dokládá obr. 5.63. Průběh vstupní impedance odpovídá změně šířky pásma antény. Došlo k tvarové změně, ale charakter vstupní impedance zůstal nezměněný. Proto se dá konstatovat, že umístěním motýlkové antény do plošné apertury došlo k ovlivnění pouze směrových charakteristik. (Došlo i ke zvýšení zisku anténní struktury). To bylo cílem této konstrukce.

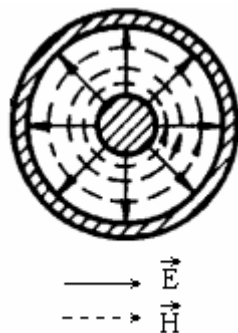


Obr. 5.63: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.

Na obr. 5.65 je znázorněno rozložení pole vybuzené apertury. Je patrna transformace vlny. Napájecím koaxiálním vedením (K konektor) se prakticky šíří vlna TEM. Použitelné frekvenční pásmo koaxiálního vedení je omezeno shora mezní frekvencí dominantního vlnovodného vidu TE_{11} . Mezní vlnová délka vidu je rovna obvodu středního vodiče, je dána vztahem 5.53 dle [5].

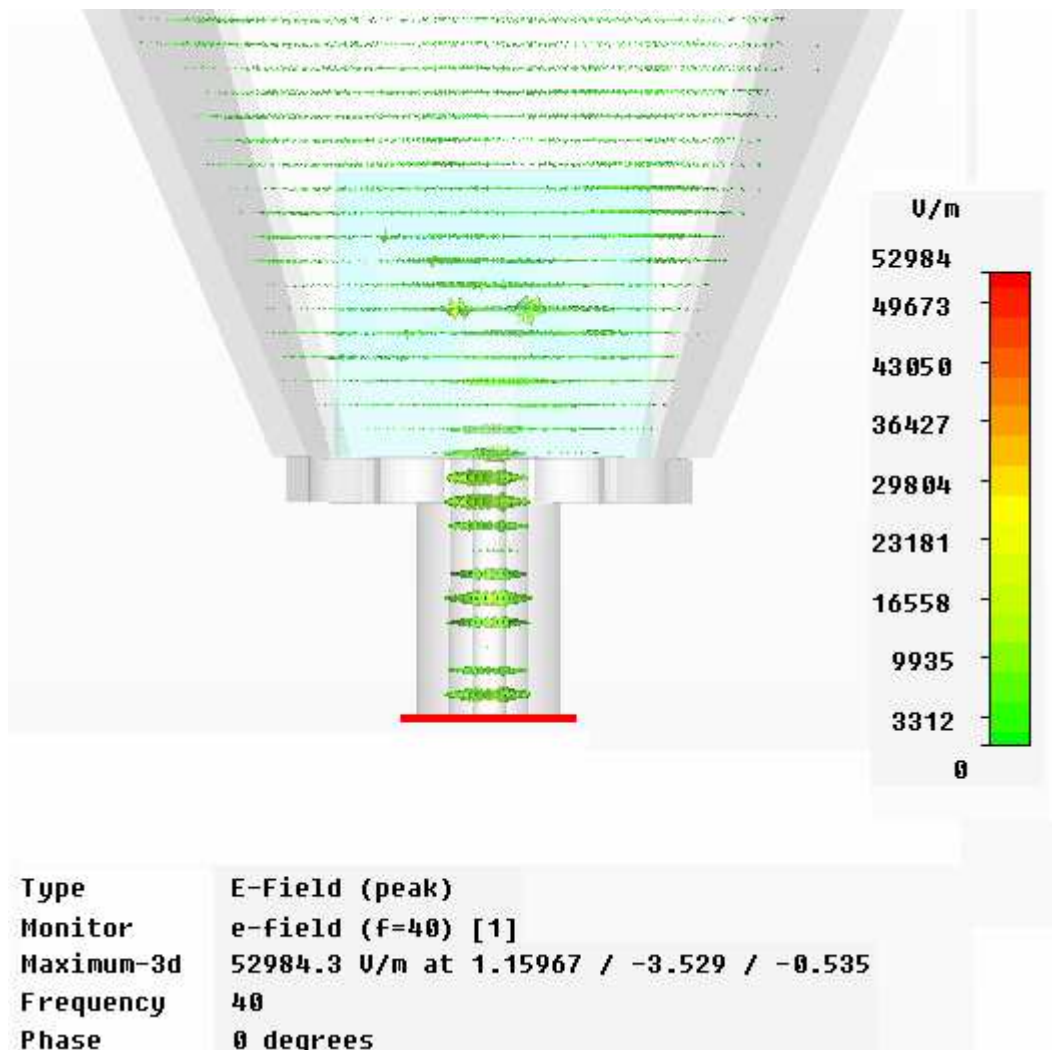
$$\lambda_{mTE_{11}} = 2\pi \cdot \frac{R_0 + r_0}{2}, \quad (5.53)$$

kde R_0 je poloměr vnějšího vodiče, r_0 je poloměr vnitřního vodiče. Rozložení pole v koaxiálním vedení je zobrazeno na obr. 5.64



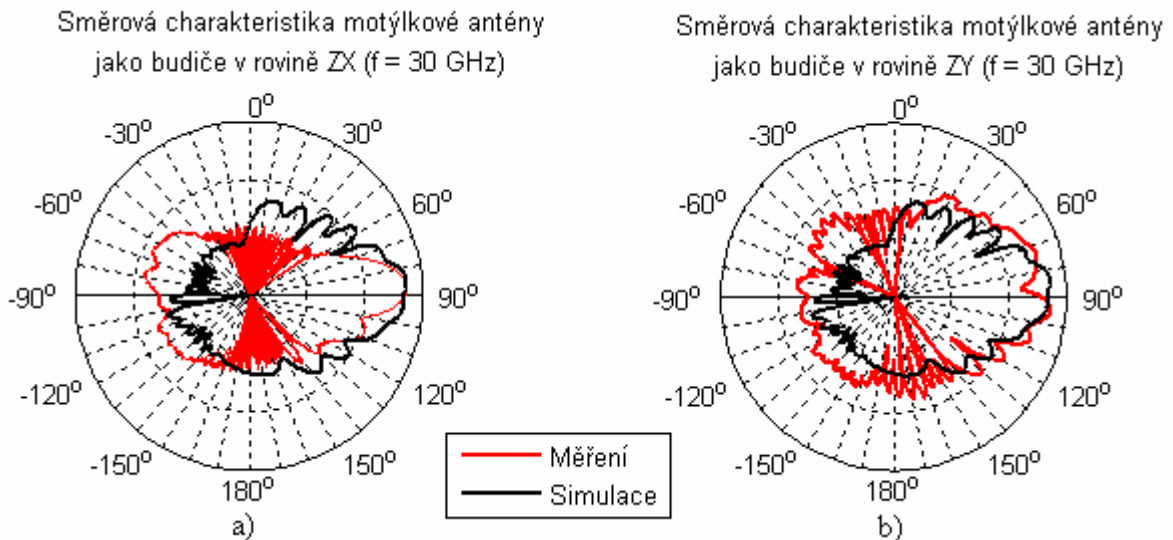
Obr. 5.64: Rozložení pole koaxiálního vedení převzato z [5].

Motýlkovou anténou vyrobenou mikropáskovou technologií se šíří vlna kvazi TEM (TEM se složkami E, H i ve směru šíření). Na mikropásku se šíří ve dvou prostředích s různou permitivitou (ϵ_r a $\epsilon_{\text{vzduchu}}$), ale stejnou rychlostí, takže se vedení chová, jako by bylo vyplněno dielektrikem o jedné permitivitě .

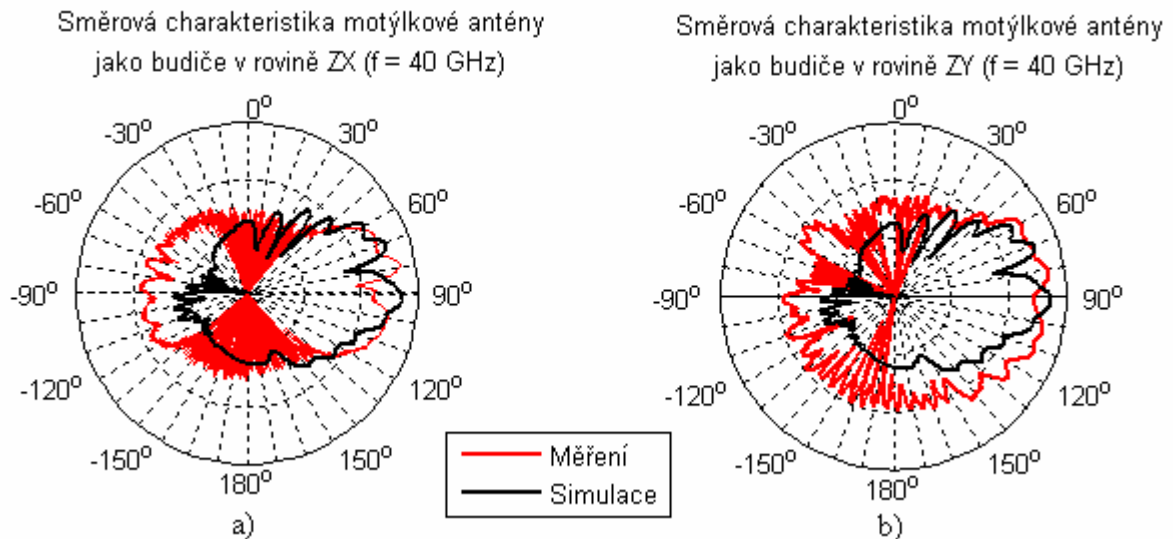


Obr. 5.65: Rozložení pole anténní struktury.

Rozložení pole v celé anténní struktuře je uvedeno v příloze H. Měřením směrových charakteristiky zobrazených na obr. 5.66 a 5.67 byla dokázána správná činnost anténní struktury.



Obr. 5.66: Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

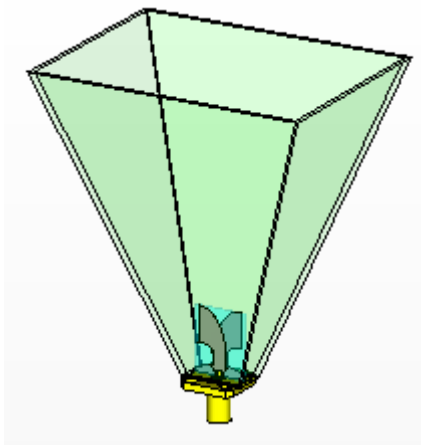


Obr. 5.67: Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

Anténa je velmi směrová. Díky zvolenému měřítku není zcela patrna dynamika charakteristiky. Dynamika je více než 30 dB. Charakteristiky není zcela ideální z důvodu použití apertury vyrobené z oboustranného kuprexitu namísto stříbřené komerčně dostupné v nabídce firem dodávající mikrovlnné komponenty.

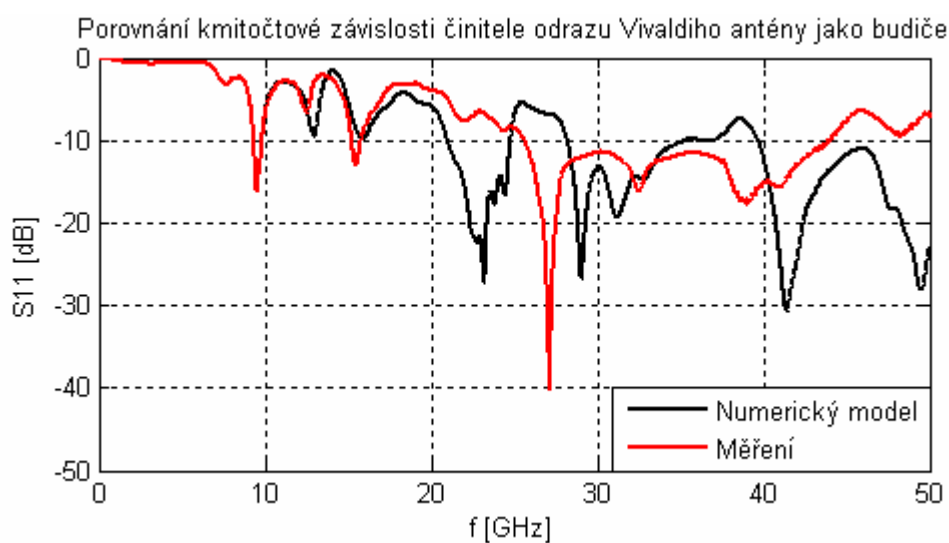
5.2.3 Vivaldiho anténa jako budič trychtýřové antény

Vytyčené cíle jsou stejné jako v podkapitole 5.2.2. Výsledná anténní struktura je zobrazena na obr. 5.68.



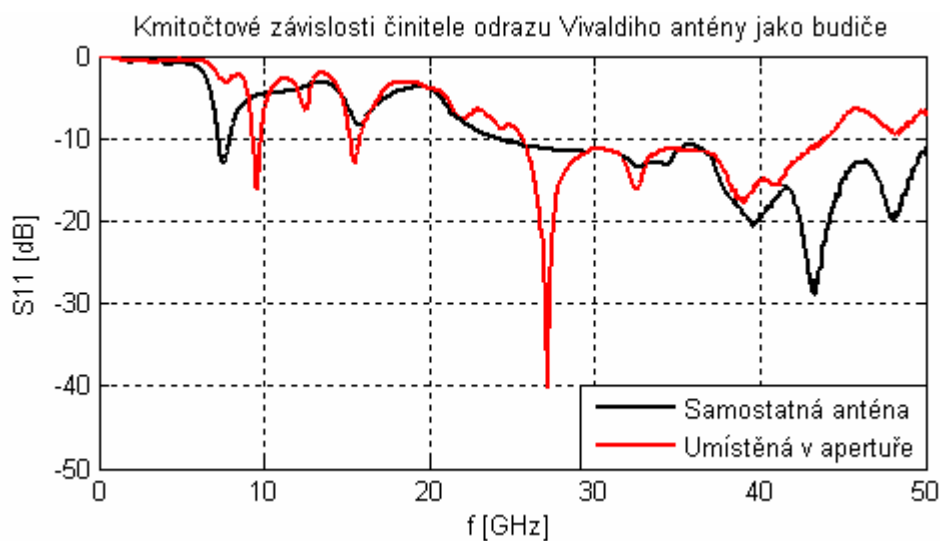
Obr. 5.68: Umístění Vivaldiho antény v plošné apertuře.

Na obr. 5.69 je zobrazeno vzájemné porovnání kmitočtové závislosti činitele odrazu reálného vzorku umístěného v apertuře a numerickým modelem.



Obr. 5.69: Kmitočtová závislost činitele odrazu modelu a vzorku.

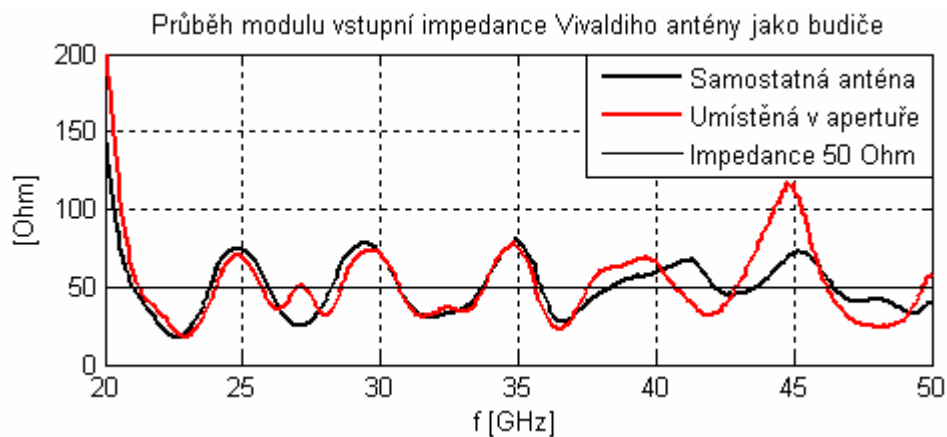
Nastal opět nesoulad mezi měřením a numerickým modelem z důvodů diskutovaných výše. Anténní struktura dosáhla šířky pásma $BW = 24,37$ GHz. U tohoto typu antény došlo k omezení šířky pásma vůči anténě umístěné ve volném prostoru. Tuto situaci dokládá obr. 5.70.



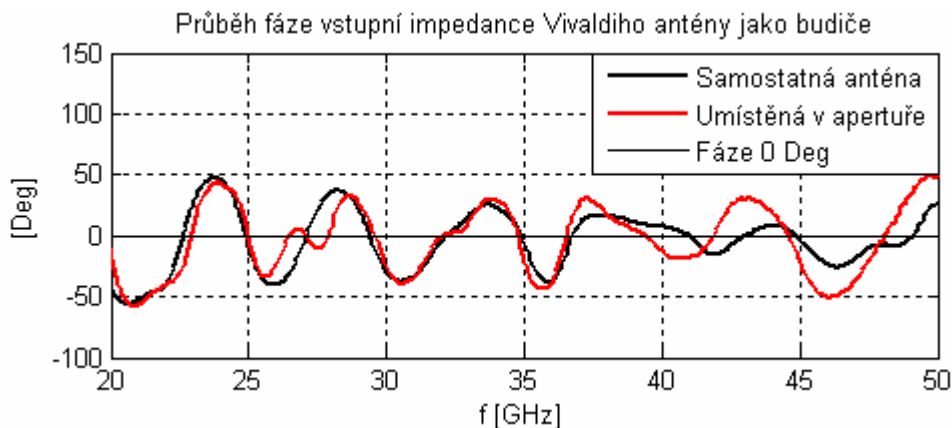
Obr. 5.70: Porovnání šířek pásma Vivaldiho antény jako budiče.

Zhoršení šířky pásma je o 1,37 GHz. Ovlivnění vstupní impedance antény umístěním do plošné apertury dokládá obr. 5.71. Průběh vstupní impedance odpovídá změně šířky pásma antény. Došlo k nepatrné tvarové změně, ale charakter vstupní impedance zůstal nezměněný. Proto se dá konstatovat, že umístěním Vivaldiho antény do plošné apertury došlo k ovlivnění pouze směrových charakteristik. (Došlo i ke zvýšení zisku anténní struktury). To bylo cílem této konstrukce.

a)

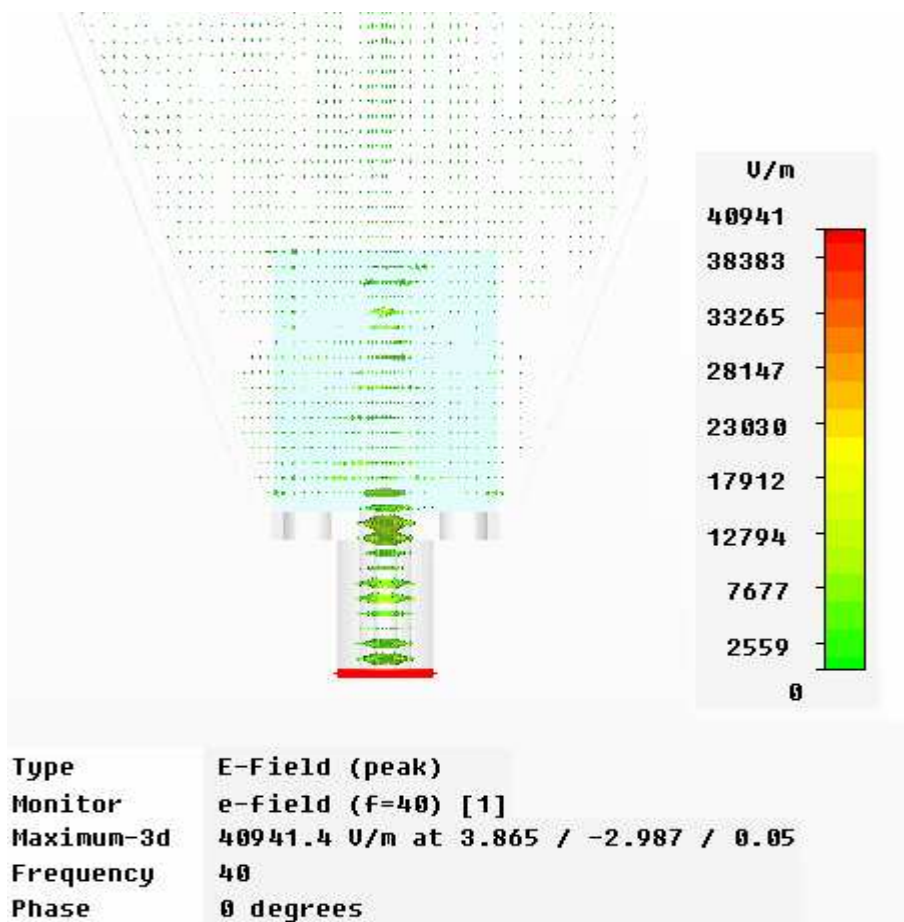


b)



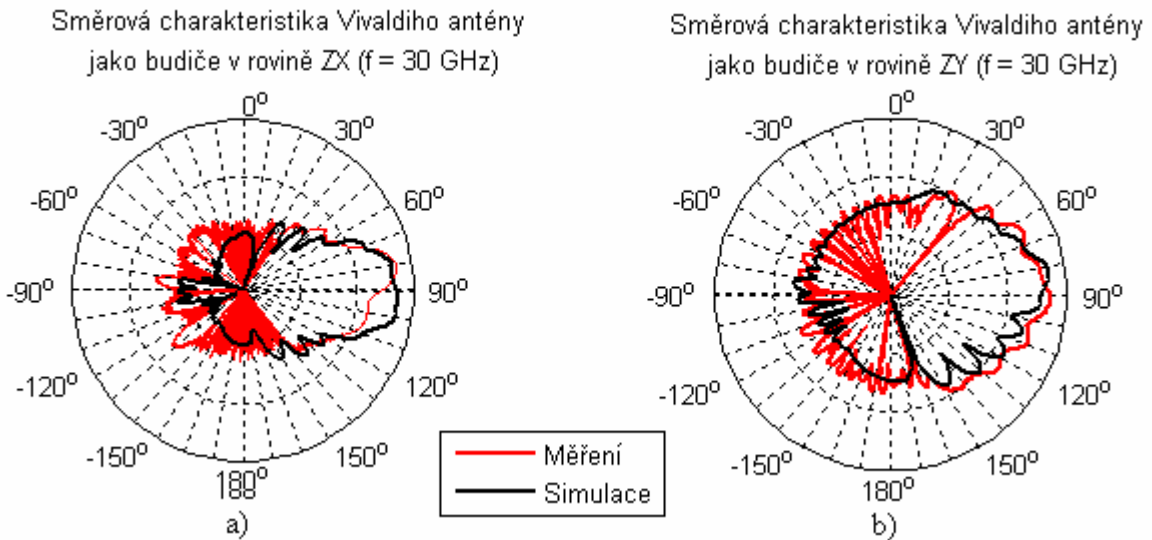
Obr. 5.71: Průběh vstupní impedance a) modul b) fáze.

Vstupní impedance není příliš stálá jako je tomu u motýlkové antény. Osciluje kolem požadované hodnoty $Z = 50 \Omega$. Vzhledem k šířce pásma antény a celkově dobrým parametrům je tato skutečnost akceptovatelná. Na obr. 5.72 je znázorněno rozložení pole vybuzeané apertury. Je patrna transformace vlny.



Obr. 5.72: Rozložení pole v anténní struktuře.

Rozložení pole v celé anténní struktuře je uvedeno v příloze I. Směrová charakteristika zobrazená na obr. 5.73. Další měření není zcela průkazné, protože došlo během měření poškození budící Vivaldiho antény.



Obr. 5.73: Směrová charakteristika Vivaldiho antény jako budiče
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

Z směrové charakteristiky je patrna vysoká směrovost anténní struktury a větší shoda struktury s simulací. Dynamika charakteristiky je větší než 30 dB.

5.2.4 Porovnání výsledků anténních struktur

Jako budiče byly použity pouze dva z realizovaných typů antén z důvodů diskutovaných v podkapitole 5.1.7. Porovnání dosažených výsledků šířek pásma ve uvedeno v tab. 4.

Tab. 4: Porovnání šířky pásma jednotlivých typů antén.

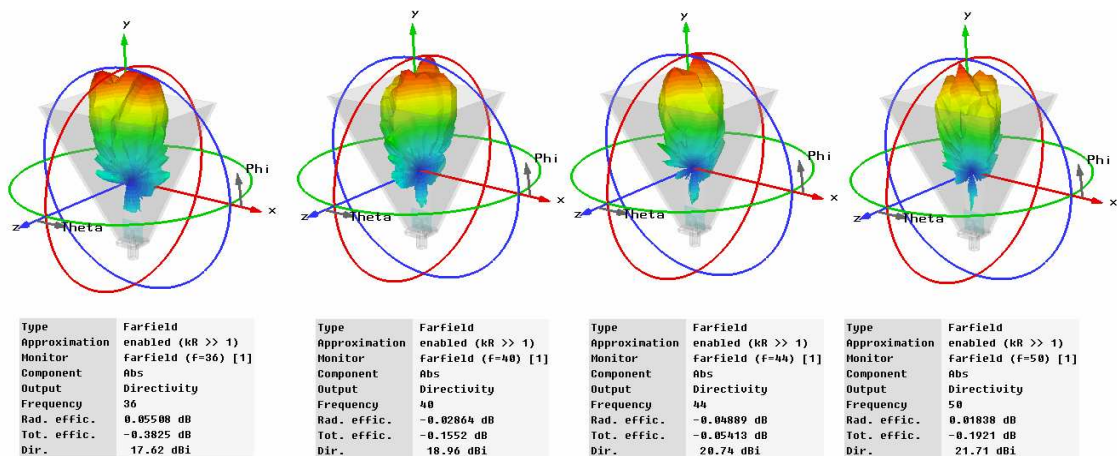
Typ antény	Samostatná	Umístěna v apertuře
Motýlková anténa	$BW = 18,23$ GHz	$BW = 18,49$ GHz
Vivaldiho anténa	$BW = 22,43$ GHz	$BW = 24,37$ GHz

Nejlepších širokopásmových parametrů dosáhla Vivaldiho anténa umístěna v plošné apertuře. Z hlediska impedančních parametrů dosahuje motýlková anténa lepší stálosti vstupní impedance než Vivaldiho anténa. I přes tuto skutečnost je použití Vivaldiho antény jako budiče správné řešení. Hlavním důvodem je menší citlivost na nedodržení výrobních přesností a snadný návrh struktury diskutovaný v podkapitole 5.1.5. Cílem umístění antén do plošné apertury bylo zvýšení jejich základního zisku. Výsledky jsou uvedeny v tab.5.

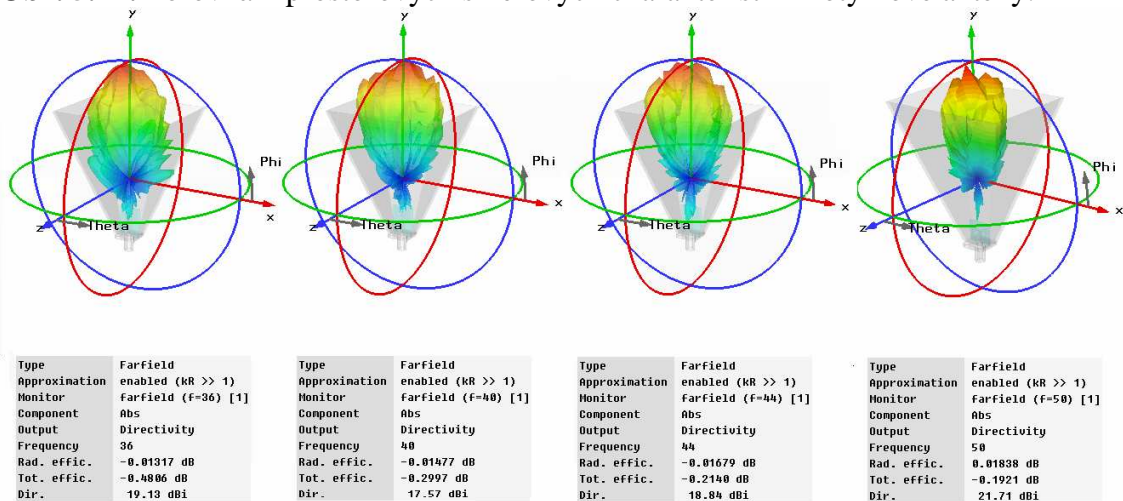
Tab. 5: Přehled dosažených zisků antén.

Motýlková anténa		Vivaldiho anténa	
Základní zisk $f = 40$ GHz	6,32 dBi	Základní zisk $f = 40$ GHz	5,43 dBi
Zisk $f = 36$ GHz	17,62 dBi	Zisk $f = 36$ GHz	19,13 dBi
Zisk $f = 40$ GHz	18,96 dBi	Zisk $f = 40$ GHz	17,57 dBi
Zisk $f = 44$ GHz	20,74 dBi	Zisk $f = 44$ GHz	18,84 dBi
Zisk $f = 50$ GHz	21,71 dBi	Zisk $f = 50$ GHz	21,01 dBi

Výsledky dokládají správnou činnost anténní struktury. Dosažené zisky anténní struktury jsou téměř čtyřikrát vyšší oproti samostatným anténám. Rozdíly mezi oběma typy nastávají ve tvaru směrové charakteristiky. Na obr. 5.74 jsou zobrazeny prostorové směrové charakteristiky motýlkové antény umístěné v plošné apertuře. Na obr. 5.75 jsou zobrazeny prostorové směrové charakteristiky Vivaldiho antény umístěné v plošné apertuře.



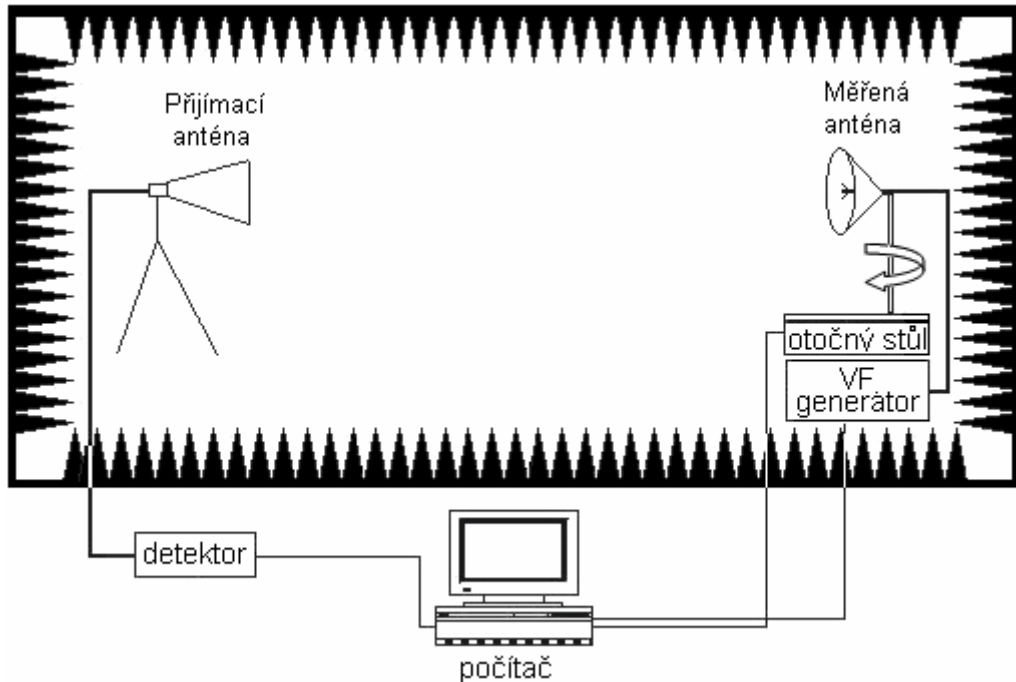
Obr. 5.74: Porovnání prostorových směrových charakteristik Motýlkové antény.



Obr. 5.75: Porovnání prostorových směrových charakteristik Vivaldiho antény.

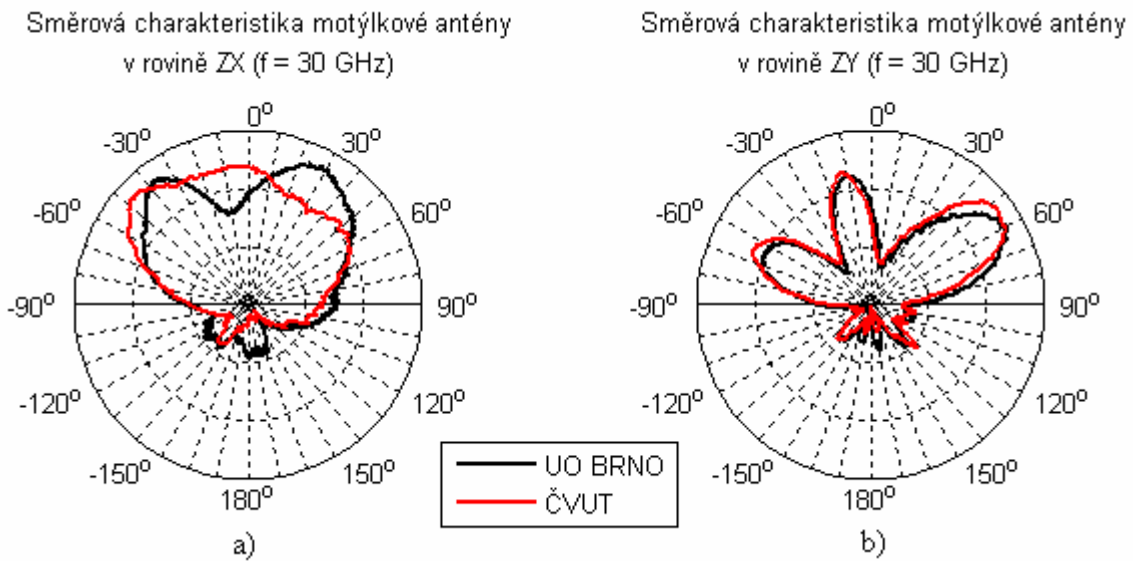
5.2.5 Porovnání výsledných směrových charakteristik

Z důvodu ověření vyzářovacích vlastností antén a anténních struktur bylo provedeno srovnávací měření na pracovišti ČVUT v Praze. Porovnávané antény byly motýlková, Vivaldiho a obě anténní struktury. Uspořádání měřících pracovišť na UO Brno a ČVUT v Praze je na obr. 5.76.

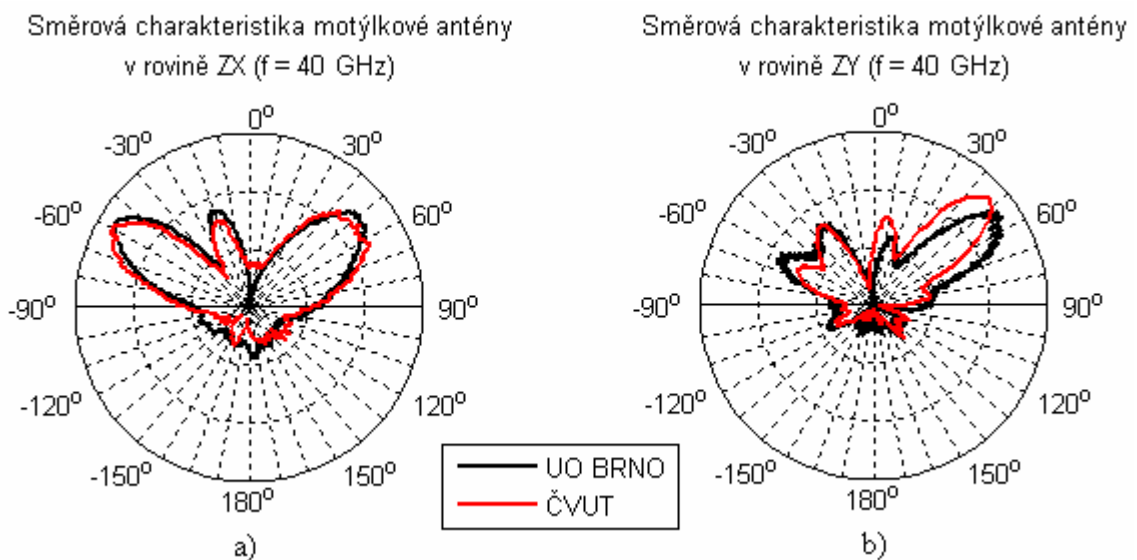


Obr. 5.76: Uspořádání měřícího pracoviště UO Brno a ČVUT v Praze.

Měřená anténa je umístěna na otočném zařízení rotující v rozsahu 0 až 360°. Polarizace antény je určena složkou E elektromagnetického pole šířícího se prostředím. V případě těchto antén umístěných rameny vodorovně k zemi je měřena rovina H, která je v rovině, kde vektor polarizace je kolmý na směr otáčení. Chceme-li měřit E rovinu, je potřeba otočení antén o 90°. Z měření v rovině H a E není možné určit zisk antény, protože není ocejchována přenosová trasa. Zisk lze určit pouze tehdy, měří-li se vůči referenční anténě, nebo proti sobě umístěným dvěma stejným anténám. Obr. 5.77 a 5.78 zobrazují porovnání výsledku měření motýlkové antény na kmitočtech $f = 30$ GHz a $f = 40$ GHz.

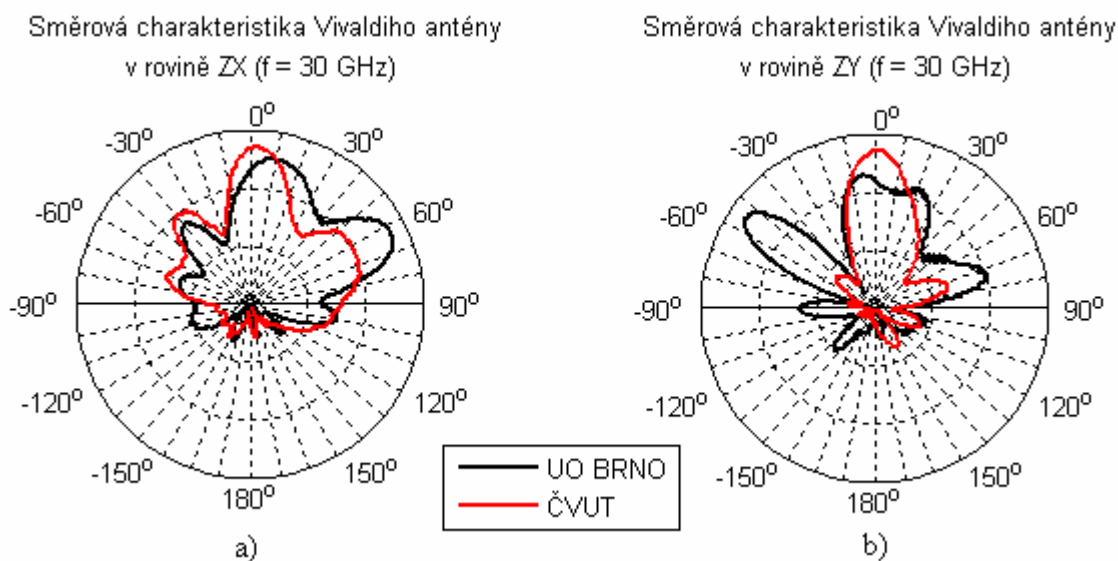


Obr. 5.77: Směrová charakteristika motýlkové antény
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

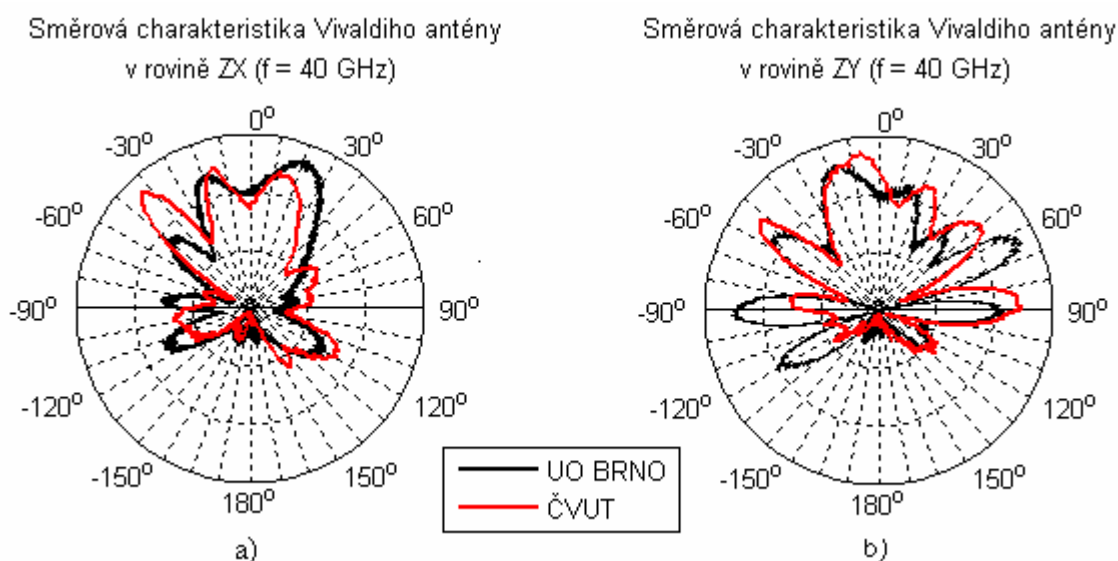


Obr. 5.78: Směrová charakteristika motýlkové antény
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

Rozdíly směrových charakteristik jsou způsobeny rozdílným uchycením měřených antén na točně. Na pracovišti UO Brno není možno umístit antény do osy otáčení. Další z důvodů rozdílnosti je problém s rotační spojkou na pracovišti v Brně. Ovšem s ohledem na konstrukci antén a jejich pracovní pásmo jsou výsledky uspokojivé. Obr. 5.79 a 5.80 zobrazují porovnání výsledku měření Vivaldiho antény na kmitočtech $f = 30$ GHz a $f = 40$ GHz.



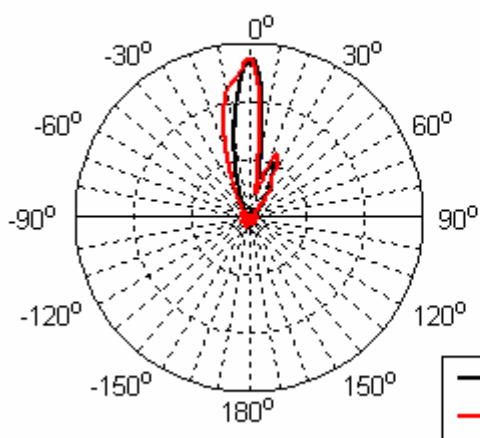
Obr. 5.79: Směrová charakteristika Vivaldiho antény
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.



Obr. 5.80: Směrová charakteristika Vivaldiho antény
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

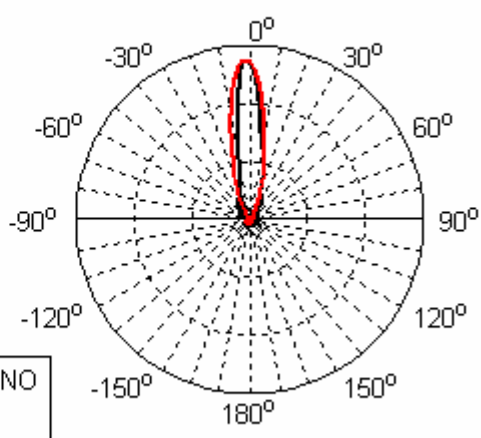
Měření anténních struktur ověřilo správnou funkci struktur. Výsledky mezi pracovištěm v Brně a v Praze si vzájemně odpovídají. Chyba je zanedbatelná. Obr. 5.81 a 5.82 zobrazují porovnání výsledku měření motýlkové antény jako budiče na kmitočtech $f = 30$ GHz a $f = 40$ GHz.

Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče v rovině ZX ($f = 30$ GHz)



a)

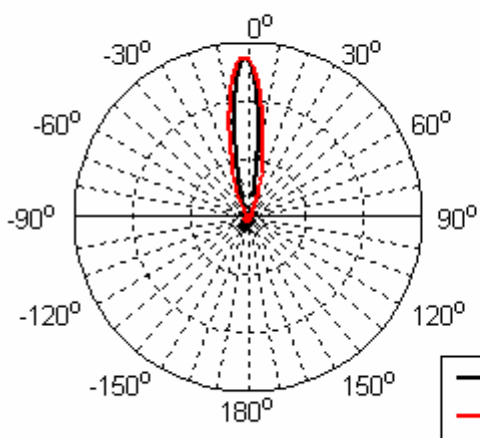
Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče v rovině ZY ($f = 30$ GHz)



b)

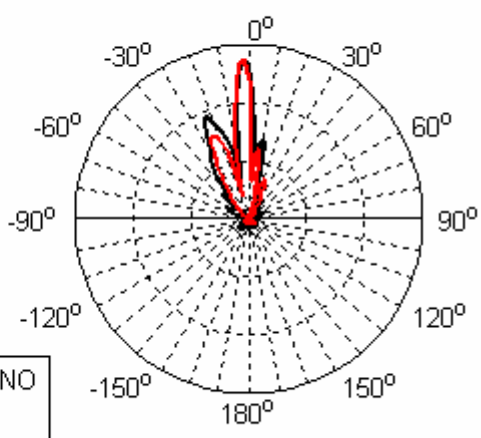
Obr. 5.81: Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče v rovině ZX ($f = 40$ GHz)



a)

Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče v rovině ZY ($f = 40$ GHz)

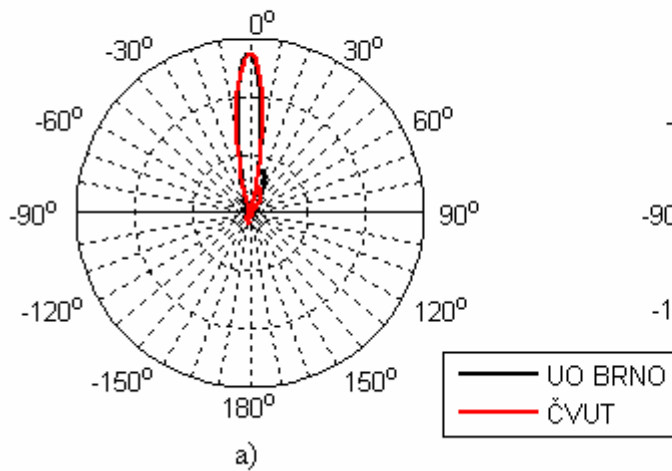


b)

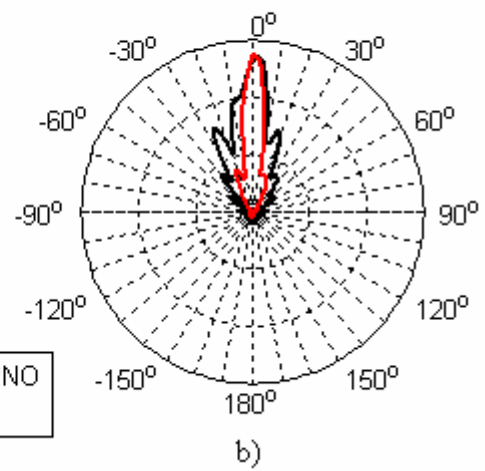
Obr. 5.82: Směrová charakteristika motýlkové antény jako budiče
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

Obr. 5.83 a 5.84 zobrazují porovnání výsledku měření Vivaldiho antény jako budiče na kmitočtech $f = 30$ GHz a $f = 40$ GHz.

Směrová charakteristika Vivaldiho antény jako budiče v rovině ZX ($f = 30$ GHz)

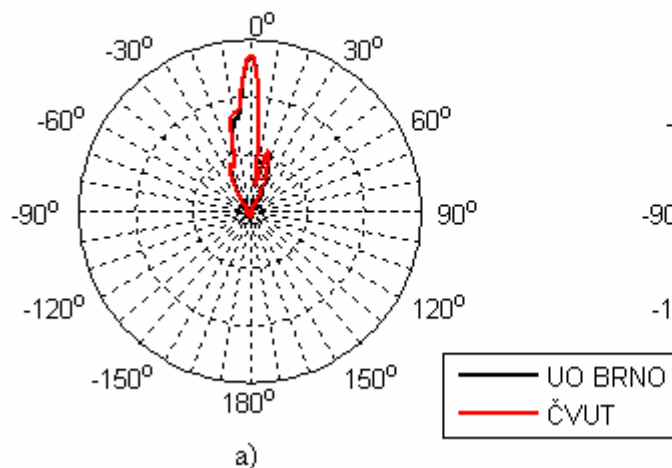


Směrová charakteristika Vivaldiho antény jako budiče v rovině ZY ($f = 30$ GHz)

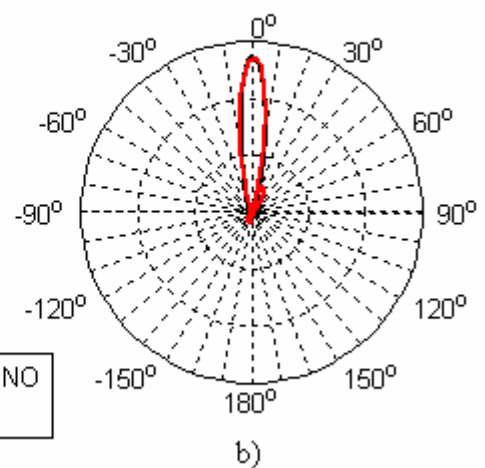


Obr. 5.83: Směrová charakteristika Vivaldiho antény jako budiče
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

Směrová charakteristika Vivaldiho antény jako budiče v rovině ZX ($f = 40$ GHz)



Směrová charakteristika Vivaldiho antény jako budiče v rovině ZY ($f = 40$ GHz)



Obr. 5.84: Směrová charakteristika Vivaldiho antény jako budiče
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.

Výsledky opětovného měření zcela potvrdily skutečnost vhodnosti použití Vivaldiho antény pro tento druh aplikací. Samostatná Vivaldiho má lepší vyzařovací vlastnosti nežli motýlková anténa. Tento závěr potvrdil i použití antén jako budiče. Vivaldiho anténa dosáhla lepších směrových vlastností a symetrie vyzařovací charakteristiky než anténa motýlková.

6 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo nalezení vhodných řešení pro vývoj antén pracujících v pásmu milimetrových vln. Závěry jsou takové, že použití flíčkové antény v pásmu 40 GHz je možné, ale vzhledem k požadavku na šířku pásma není vhodná. Flíčková anténa posloužila k představě o chování mikrovlnného substrátu a běžně používaného SMA konektoru. Na základě těchto poznatků byl vyloučen SMA konektor. Bylo rozhodnuto o použití konektoru 2,92 mm pro další konstrukce antén.

Motýlková anténa dokázala svou širokopásmovost, a proto byla použita nejen jako samostatná anténa pro pásmo $f = 40$ GHz, ale i jako budič plošné apertury. Ovšem zde se ukázala její citlivost na výrobní přesnost. Proto použití této antény není zcela vhodné.

Spirálová anténa dosáhla velmi dobré širokopásmovosti. Ovšem je konstrukčně velice náročná. Samotný motiv spirálové antény plní přesně své specifikace, problémy nastávají po připojení napájecího obvodu a dutiny. Proto nebyla využita jako budiče z důvodů uvedených v podkapitole 5.1.7.

Vivaldiho anténa také dokázala svou širokopásmovost, jednoduchost návrhu a velice dobré parametry. Proto tato anténa byla použita jako budiče plošné apertury. Vivaldiho anténa dosáhla nejlepších parametrů ve smyslu šířky pásma, směrové charakteristiky a zisku. Proto považuji použití Vivaldiho antény jako budiče plošné apertury za nejlepší možné řešení.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z. *Antény a šíření radiových vln*. Skripta FEKT VUT, Brno 2003, ISBN 80-86056-47-3.
- [2] RAIDA, Z., *Počítačové řešení komunikačních systémů*. Skripta FEKT VUT, Brno 2004.
- [3] MARŠÁLEK, R., *Teorie radiové komunikace*. Skripta FEKT VUT, Brno 2005.
- [4] NOVÁČEK, Z., *Elektromagnetické vlny, antény a vedení*. Skripta FEKT VUT, Brno 2004.
- [5] HANUS, S., SVAČINA, J., *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Skripta FEKT VUT, Brno 2005.
- [6] BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition*. New York: J. Wiley and Sons, 2005.
- [7] MUKHERJEE, P., GUPTA, B. *Terahertz (THz) frequency sources and antennas - a brief overview*. International Journal on Infrared and Millimeter Waves. 2008, vol. 29, no. 12, p. 1091-1102.
- [8] POULARIKAS, A., *Antenna handbook of antennas in wireless communications*. CRC Press: Godara 2002.
- [9] HUDLIČKA, M., *Koplanární anténa s vytékající vlnou*. Diplomová práce, Praha 2004.
- [10] PROCHÁZKA, M. *Antény - encyklopedická příručka*. BEN, ISBN 8073001667
- [11] ABBOSH, A. *Directive Antenna for Ultrawideband Medical Imaging Systéme*. International Journal of Antennas and Propagation Volume 2008 (2008), Article ID 854012
- [12] HOFFMAN, K., *Planární mikrovlnné obvody*. ČVUT v Praze, nakladatelství ČVUT 2007, ISBN 978-80-01-03705-8.
- [13] SVAČIBA, J., *Řešení mikrovlnných planárních struktur metodou konformního zobrazení*. CERM, Brno 2006
- [14] KLIHA, M., *Návrh logaritmicko-periodické antény*. Brno, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008.
- [15] DVOŘÁK, O., *Modelování širokopásmových planárních symetrizačních obvodů a antén*, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007
- [16] MILLIGAN, T., A., *Modern Antenna Design*. New Jersey: John Willey & Sons, 2005.

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

VLF	Velmi dlouhé vlny
LF	Dlouhé vlny
MF	Střední vlny
VHF	Velmi krátké vlny
UHF	Ultra krátké vlny
SHF	Centimetrové vlny
EHF	Milimetrové vlny
λ	Vlnová délka
B_f	Šířka pásma pro pokles o 10 dB
f_c	Střední kmitočet dané šířky pásma
$g_2(t)$	Gaussův impulz
τ	Konstanta pro změnu šířky Gaussova impulzu
ϵ_r	Relativní permitivita
h	Výška mikrovlnného substrátu
Z	Impedance vedení
λ_0	Vlnová délka ve vzduchu
λ_d	Vlnová délka v mikrovlnném substrátu
c	Rychlost světla
f_r	Pracovní kmitočet
f_D	Nejnižší pracovní kmitočet
A	Šířka flíčkové antény
B	Délka flíčkové antény
D	Průměr dutiny
ϵ_{ef}	Efektivní permitivita mikrovlnného substrátu
h_{ef}	Efektivní výška mikrovlnného substrátu
a	Pomocná konstanta
b	pomocná konstanta
W	Šířka mikropáskového vedení
w_g	Šířka zemnicího pásku mikropáskového vedení
w_m	Šířka mikropáskového vedení
w_b	Šířka symetrického mikropáskového vedení
R_H	Horizontální poloměr plošné apertury
R_E	Vertikální poloměr plošné apertury
S_E	Distribuční konstanta kvadratické fáze S_e pro rovinu E
S_H	Distribuční konstanta kvadratické fáze S_e pro rovinu H
PEL_H	Ztráty chybami fáze
PEL_E	Ztráty chybami fáze
Z_{in}	Vstupní Impedance
ATL	Útlum vlnovodu
Z_L	Impedance zátěže
Z_0	Charakteristická impedance
G_d	Původní zisk plošné apertury
G_A	Přepočítaný zisk plošné apertury
R_0	Poloměr vnějšího vodiče koaxiálního napáječe
r_0	Poloměr vnitřního vodiče koaxiálního napáječe
Z_{0M}	Charakteristická impedance nesymetrického vedení

Z_{0B}	Charakteristická impedance symetrického vedení
S_{11}	Činitel odrazu
S_{21}	Činitel přenosu
Γ_0	Činitel odrazu
Γ_{Max}	Maximální hodnota činitele odrazu
O	Střed oblouku
Ψ	Úhel stoupání spirály
f	Kmitočet
CST MWS	CST Microwave Studio
G_{rep}	Požadovaný zisk plošné apertury
f_r	Rezonanční kmitočet
PPM	Pulse Position Modulation
PAM	Pulse Amplitude Modulation
ASK	Amplitude Shift Keying
GSM	Global System for Mobile Communications

SEZNAM PŘÍLOH

- Příloha A: Přehled VF konektoru
- Příloha B: Konstrukční výkres motýlkové antény
- Příloha C: Konstrukční výkres Vivaldiho antény
- Příloha D: Konstrukční výkres Balunu
- Příloha E: Přehledová tabulka vlnodů
- Příloha F: Ztráty chybami fáze
- Příloha G: Konstrukční výkres plošné apertury
- Příloha H: Rozložení pole při použití motýlkové antény
- Příloha I: Rozložení pole při použití Vivaldiho antény
- Příloha J: Skript pro návrh spirálové antény
- Příloha K: Fotografie realizovaných antén

PŘÍLOHA A

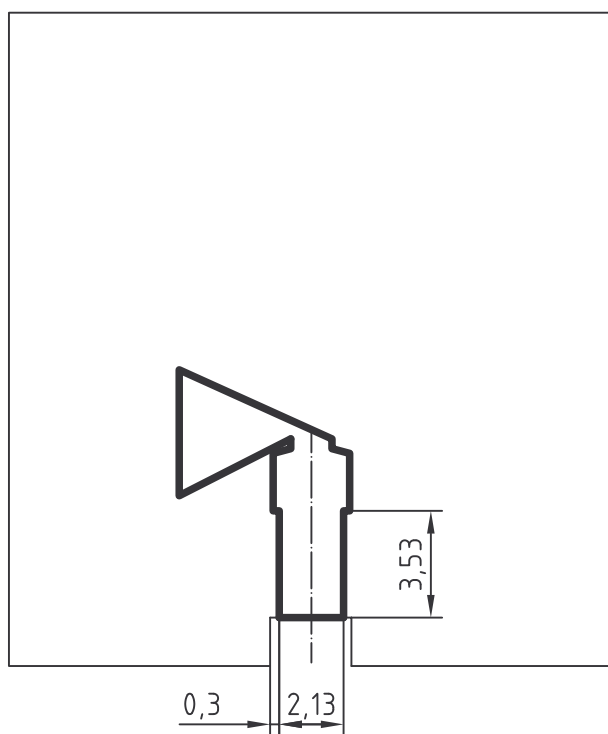
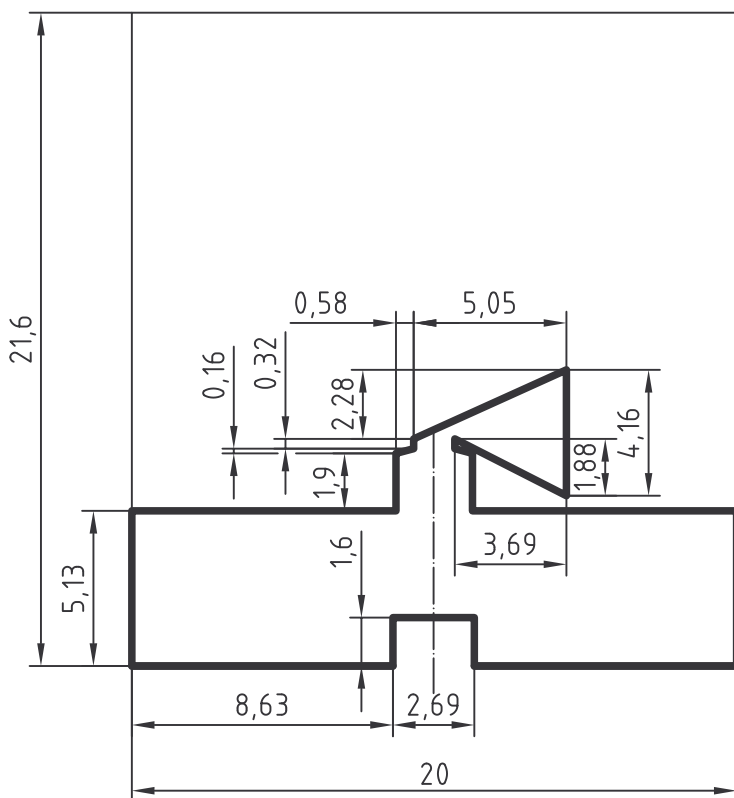
Point to Point Cable Routers LAN	Broadcast TV LAN	Cable TV Mobile Radio Body Scanners	Telecommunications Airport Search Radar Test & Measurement Datacom	Satcom (uplink)	Airborne Radar Navigation Radar Antenna Base Stations	Satcom (downlink) Test & Measurement Police Radar Microwave Radio Links	Instrumentation	Test Measurement High Frequency Communication	Military Aerospace Electronic Warfare
									1.85mm
									MINI SMP
									2.4mm
									SSMA
									SMP
									2.92mm
									3.5mm
							SMA, QMA		
									SSMB
									TNC ⁶
									N ⁵
									C, SC
									SMC ⁴
									1.0/2.3
									GR874
									7/16
									MMCX
									MCX ³
									UMCX
									SMB ² , FAKRA
									HN
									BNC ¹
									F
									MINI UHF
									10-32
									LC
									1.6/5.6
	UHF								
	FME								
	TWINAX								
	BNC TWINAX								
VHF 100-300 MHz	UHF 300 MHz 1 GHz	L 1-2 GHz	S 2-4 GHz	C 4-8 GHz	X 8-12.4 GHz	Ku 12.4-18 GHz	K 18-26 GHz	Ka 26-40 GHz	mm 40-100 GHz

Notes:

- 1: BNC-75 Ohm connectors operate up to 1 GHz
- 2: SMB-75 Ohm & Mini SMB-75 Ohm connectors operate up to 4 GHz
- 3: MCX-75 Ohm connectors operate up to 6 GHz
- 4: SMC-75 Ohm connectors operate up to 10 GHz
- 5: N-75 Ohm connectors operate up to 1.5 GHz
- 6: TNC-75 Ohm connectors operate up to 1 GHz

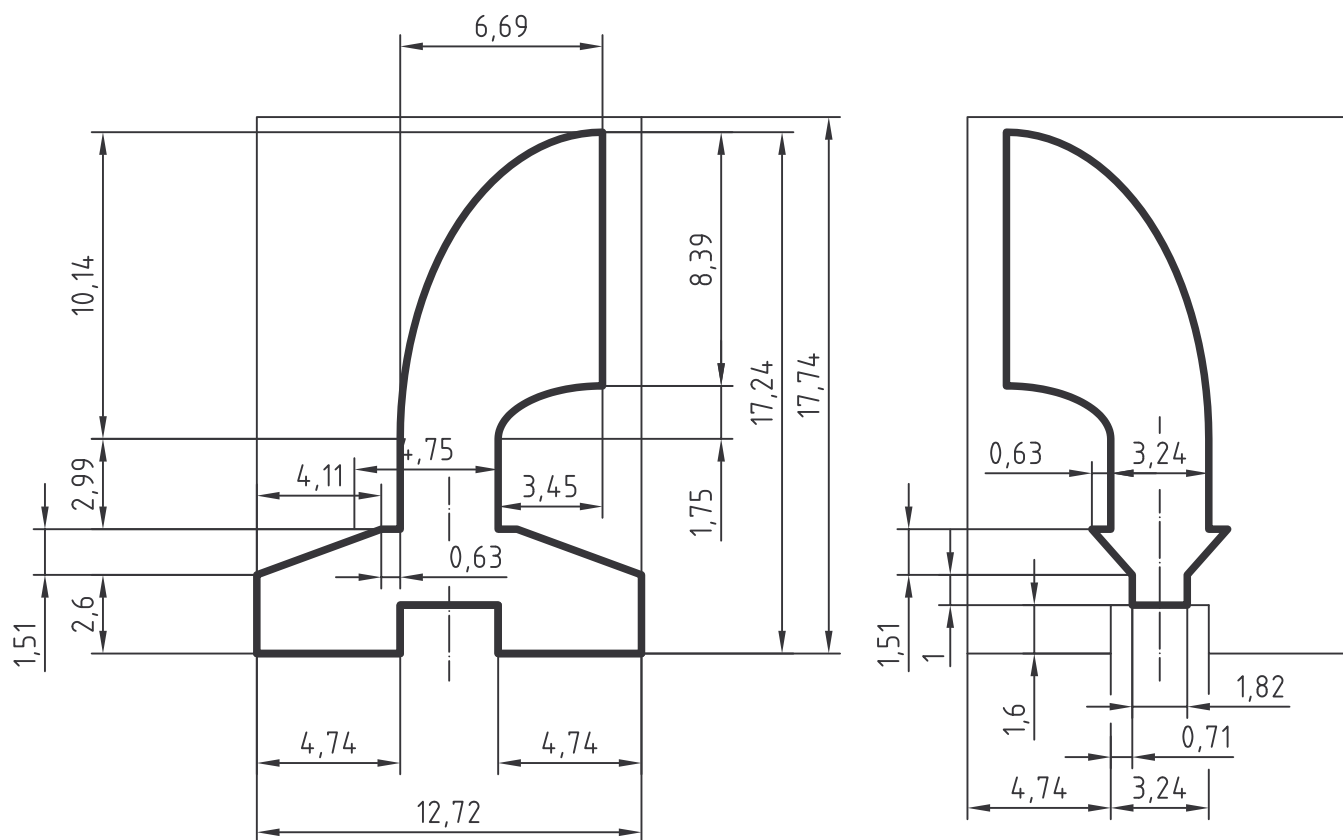
PŘÍLOHA B - MOTÝLKOVÁ ANTÉNA

MĚŘÍTKO 4:1



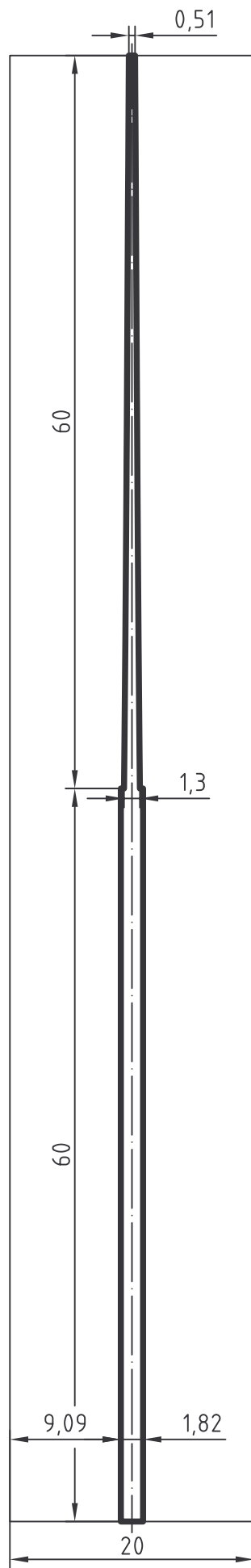
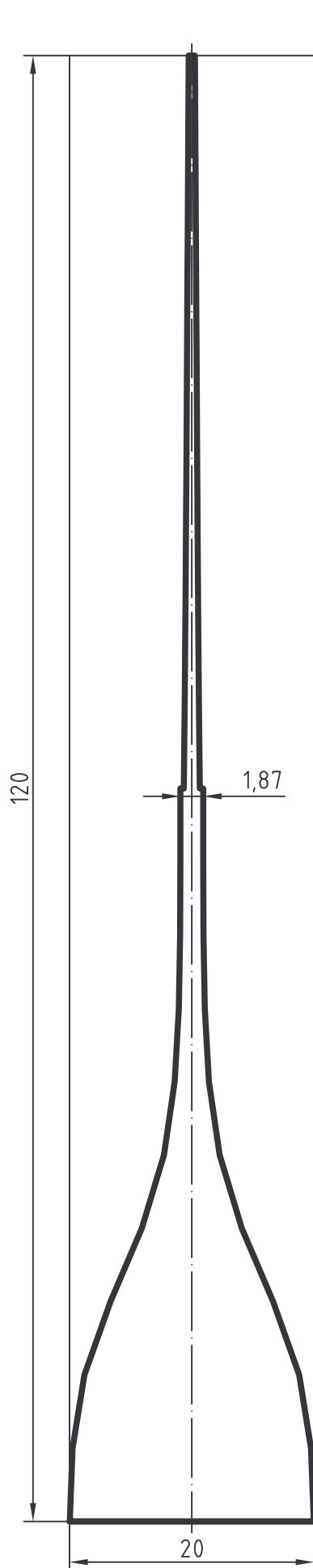
PŘÍLOHA C - VIVALDIHO ANTÉNA

MĚŘÍTKO 4:1



PŘÍLOHA D - SYMETRIZAČNÍ BALUN

MĚŘÍTKO 2:1



PŘÍLOHA E

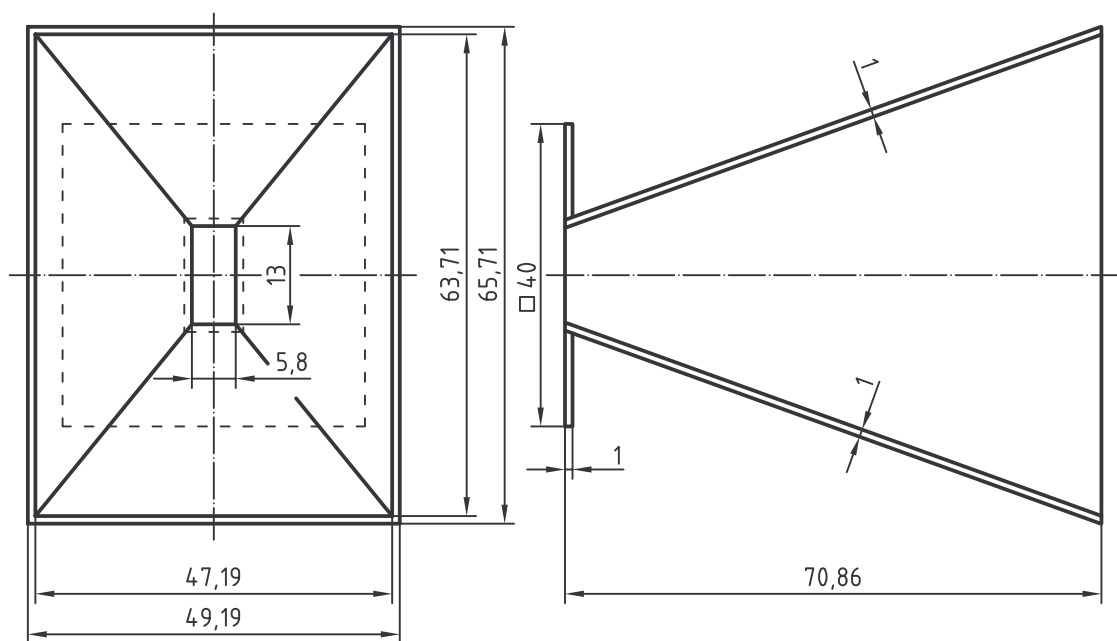
Rozsah GHz	Vnitřní rozměr	Vnitřní rozměr	Oficiální označení		
	[inches]	[mm]	I.E.C.	U.K. (RCSC)	U.S. (EIA)
0.32 - 0.49	23.0 x 11.0	584.0 x 292.0		WG00	WR2300
0.35 - 0.53	21.0 x 10.5	533.0 x 267.0		WG0	WR2100
0.41 - 0.625	18.0 x 9.0	457.0 x 229.0		WG1	WR1800
0.49 - 0.75	15.0 x 7.5	381.0 x 191.0		WG2	WR1500
0.64 - 0.96	11.5 x 5.75	292.0 x 146.0		WG3	WR1150
0.75 - 1.12	9.75 x 4.875	248.0 x 124.0		WG4	WR975
0.96 - 1.45	7.7 x 3.85	196.0 x 98.0		WG5	WR770
1.12 - 1.7	6.5 x 3.25	165.0 x 83.0	R14	WG6	WR650
1.45 - 2.2	5.1 x 2.55	131.0 x 65.0	R18	WG7	WR510
1.7 - 2.6	4.3 x 2.15	109.0 x 55.0	R22	WG8	WR430
2.2 - 3.3	3.4 x 1.7	86.0 x 43.0	R26	WG9A	WR340
2.6 - 3.95	2.84 x 1.34	72.0 x 34.0	R32	WG10	WR284
3.3 - 4.9	2.29 x 1.145	59.0 x 29.0	R40	WG11A	WR229
3.95 - 5.85	1.872 x 0.872	48.0 x 22.0	R48	WG12	WR187
4.9 - 7.05	1.59 x 0.795	40.0 x 20.0	R58	WG13	WR159
5.85 - 8.2	1.372 x 0.622	35.0 x 16.0	R70	WG14	WR137
7.05 - 10.0	1.122 x 0.497	29.0 x 13.0	R84	WG15	WR112
8.2 - 12.4	0.9 x 0.4	23.0 x 10.0	R100	WG16	WR90
10.0 - 15.0	0.75 x 0.375	19.0 x 9.5	R120	WG17	WR75
12.4 - 18.0	0.622 x 0.311	16.0 x 7.9	R140	WG18	WR62
15.0 - 22.0	0.510 x 0.255	13.0 x 5.8	R180	WG19	WR51
18.0 - 26.5	0.420 x 0.170	11.0 x 4.3	R220	WG20	WR42
22.0 - 33.0	0.340 x 0.170	8.6 x 4.3	R260	WG21	WR34
26.5 - 40.0	0.280 x 0.140	7.1 x 3.6	R320	WG22	WR28
33.0 - 50.0	0.224 x 0.112	5.7 x 2.9	R400	WG23	WR22
40.0 - 60.0	0.188 x 0.094	4.8 x 2.4	R500	WG24	WR19
50.0 - 75.0	0.148 x 0.074	3.8 x 1.9	R620	WG25	WR15
60.0 - 90.0	0.122 x 0.061	3.1 x 1.6	R740	WG26	WR12
75.0 - 110.0	0.100 x 0.050	2.4 x 1.3	R900	WG27	WR10
90.0 - 140.0	0.080 x 0.040	2.0 x 1.0	R1200	WG28	WR8
110.0 - 170.0	0.065 x 0.0325	1.7 x 0.82		WG29	WR7
140.0 - 220.0	0.051 x 0.0255	1.3 x 0.65		WG30	WR5
170.0 - 260.0	0.043 x 0.0215	1.1 x 0.55		WG31	WR4
220.0 - 325.0	0.034 x 0.017	0.87 x 0.44		WG32	WR3

Příloha F

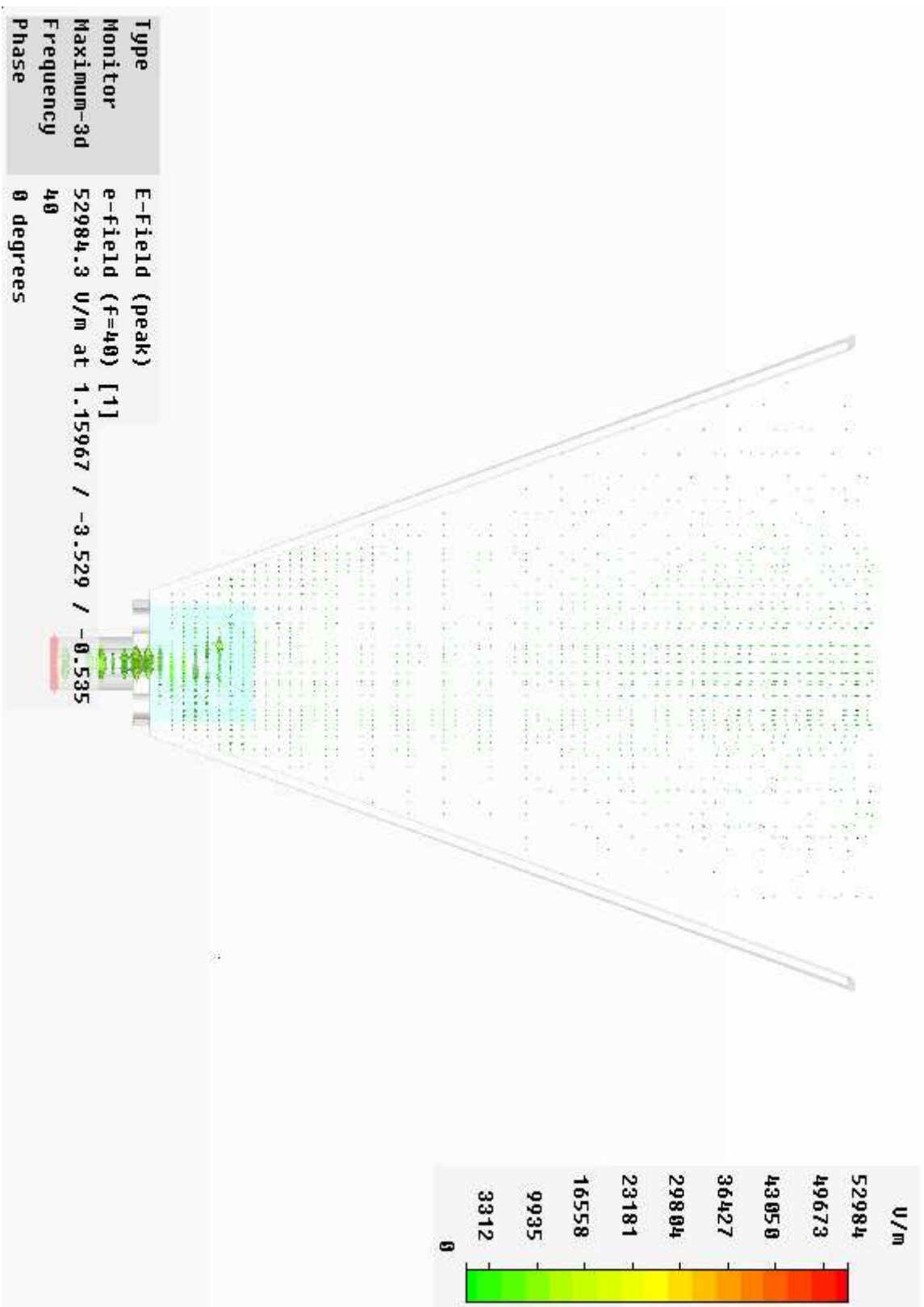
S_H, S_E	Uniform - PEL_E	Cosine - PEL_H
0,05	0,04	0,02
0,10	0,15	0,07
0,15	0,34	0,16
0,20	0,62	0,29
0,25	0,97	0,45
0,30	1,40	0,65
0,35	1,92	0,88
0,40	2,54	1,14
0,45	3,24	1,43
0,50	4,04	1,75
0,55	4,93	2,09
0,60	5,91	2,44
0,65	6,69	2,82
0,70	8,04	3,20
0,75	9,08	3,58
0,80	9,98	3,95
0,85	10,60	4,31
0,90	10,87	4,65
0,95	10,80	4,97
1,00	10,50	5,25

PŘÍLOHA G - PLOŠNÁ APERTURA

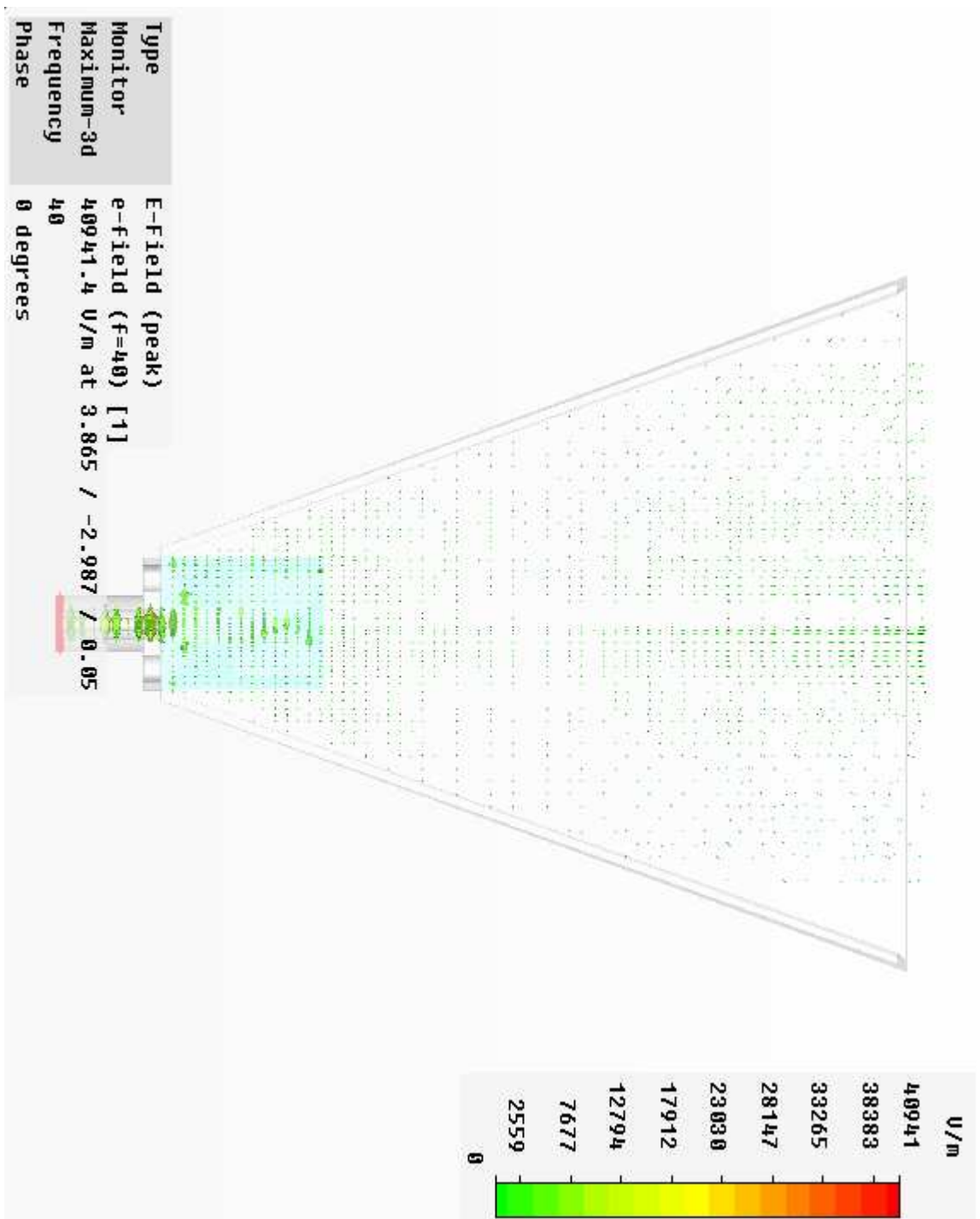
MĚŘÍTKO 1:1



PŘÍLOHA H



PŘÍLOHA I



PŘÍLOHA J

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% Spiralovala antena  %%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
f1 = 5000; % Mhz
f2 = 50000;
```

```
Er = 3.38; % substrat
lambda1 = 300/(f1*sqrt(Er));
lambda2 = 300/(f2*sqrt(Er));
```

```
%%% Vypocet r1 a r2
r1 = lambda2/14;
r2 = (lambda1/pi)/2; %% r2 by melo byt vetsi nez
poměr = (r2/r1)/(f1/f2) %% kontrola - melo by byt okolo 1
```

```
%%% Geometricke parametry
a = r1;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fi_max = 720; % Volitelny parametr
fi_max = fi_max*pi/180; %% v radianech
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
b = (1/fi_max)*log(r2/a); %% vypocet expanzniho koeficientu
delta = 40*pi/180;
```

```
%%% Rovnice spiraly (ortogonalni souradnice)
```

```
fi = 0:(pi/180):fi_max;
x1 = zeros(1,length(fi));
y1 = zeros(1,length(fi));
x2 = zeros(1,length(fi));
y2 = zeros(1,length(fi));
r = zeros(1,length(fi));
```

```
for i=1:length(fi)
x1(i) = a*exp(b*fi(i))*cos(fi(i)); %% 1 strana
y1(i) = a*exp(b*fi(i))*sin(fi(i));
x2(i) = a*exp(b*(fi(i)+delta))*cos(fi(i)); %% 2 strana (zahrnuti tloustky)
y2(i) = a*exp(b*(fi(i)+delta))*sin(fi(i));
```

```
r(i) = a*exp(b*fi(i)); % velikost polomeru(ortogonalni souradnice)
end
```

```
%%% Tloustka pasku
```

```
psi = (tan(1/b))-1;
K = exp(b*delta);
```

```
w = r.*(1-K)*sin(psi); %% tloustky v zavislosti na uhlu
```

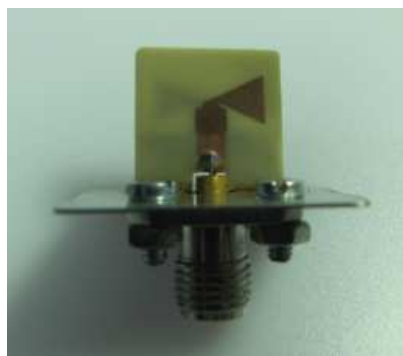
```
%%% Druha vetev
```

```
x1_b = -x1; %% (otoceni o 180 stupnu)
x2_b = -x2;
y1_b = -y1;
y2_b = -y2;
```

```
%%% Vykresleni
```

```
plot(x1,y1)
grid on;
hold on;
plot(x2,y2)
hold on;
plot(x1_b,y1_b, 'Color','red')
hold on;
plot(x2_b,y2_b,'Color','red')
hold off
```

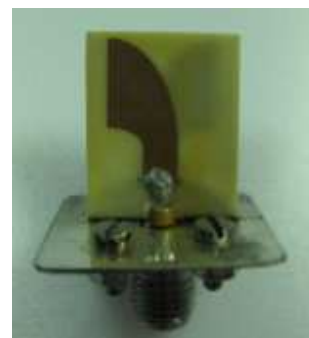

PŘÍLOHA K



Obr. 1: Motýlková anténa.



Obr. 2: Flíčková anténa.



Obr. 3: Vivaldiho anténa.



Obr. 4: Spirálová anténa.



Obr. 5: Anténní struktura.