

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

MĚŘICÍ ANTÉNA PRO PÁSMO 1 - 6 GHZ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

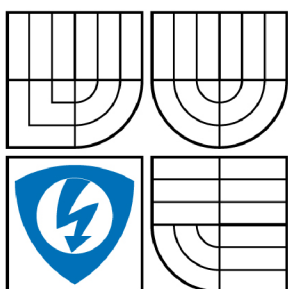
Bc. LIBOR SLAŽANSKÝ

BRNO 2009



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

MĚŘICÍ ANTÉNA PRO PÁSMO 1 - 6 GHz

MEASURING ANTENNA FOR 1 - 6 GHz BAND

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

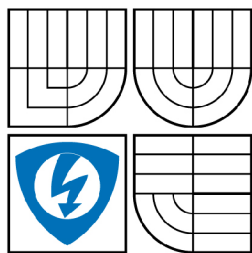
Bc. LIBOR SLAŽANSKÝ

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. ZDENĚK NOVÁČEK, CSc.

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Libor Slažanský

ID: 112020

Ročník: 2

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Měřicí anténa pro pásmo 1 - 6 GHz

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte funkci, dosahované vlastnosti a postup návrhu logaritmicko periodické antény. Sledujte také možnosti napájení antény nesymetrickým napáječem.

Navrhněte anténu pro měření intenzity pole v pásmu 1 GHz až 6 GHz se ziskem 8 až 10 dB, malou úrovní záření mimo směr hlavního maxima a vyrovnanou vstupní impedancí. Navrhněte konstrukční provedení antény, sledujte možnost realizace antény v planárním provedení.

Realizujte funkční vzorek zvoleného provedení antény a měření ověřte vlastnosti antény. Pro finální verzi antény stanovte i hodnoty anténního faktoru v daném kmitočtovém pásmu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] MILLIGAN T.A. Modern Antenna Design. 2/E. New Jersey: J. Wiley & Sons, 2005.

[2] MARTÍN, R.G. et al: Particle-Swarm Optimization in Antenna Design: Optimization of Log-Periodic Dipole Antenna. IEEE Transaction on Antenna and Propagation. 2007, vol. 49, no. 4, p. 34-47

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: doc. Ing. Zdeněk Nováček, CSc.

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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

ABSTRAKT

Diplomová práce je zaměřena na návrh antény pro měřicí účely v pásmu 1-6 GHz. Zabývá se typy logaritmicko periodických antén, přičemž podrobněji jsou rozpracovány logaritmicko periodické dipólové antény (LPDA).

Je popsána jejich funkce, dosahované vlastnosti a možnosti napájení nesymetrickým napáječem. Dále je uveden postup návrhu LPDA a proveden samotný návrh včetně simulace v programu 4NEC2. V další části je navrženo planární provedení LPDA se symetrizací pomocí microstrip-to-balanced stripline balunu.

Tento návrh byl ověřen simulací v programu Zeland IE3D a realizován. Poslední částí práce je měření S parametrů a směrových charakteristik planárního provedení LPDA.

KLÍČOVÁ SLOVA

Měřicí anténa, logaritmicko periodická anténa, logaritmicko periodická dipólová anténa (LPDA), vlastnosti LPDA, návrh LPDA, planární LPDA, microstrip-to-balanced stripline balun.

ABSTRACT

The thesis is focused on the design of a measuring antenna for 1 – 6 GHz band. It deals with the types of log periodic antennas with the the detailed elaboration of log periodic dipole antennas (LPDA).

One can find the description of their functions, maximum features and the possibilities to use the asymmetrical feeder. Also there is the procedure of LPDA design and the realization of the design itself including simulation in 4NEC2 programme. In the next part there is a planar LPDA realization with the microstrip-to-balanced stripline balun symmetrization.

This design was simulated and tested within the frames of Zeland IE3D programme. The last part contains the measuring results of S parametres as well as beam characteristics of the planar version of LPDA.

KEYWORDS

Measuring antenna, log periodic antenna, log periodik dipole antenna (LPDA), characteristics LPDA, design LPDA, planar LPDA, microstrip-to-balanced stripline balun.

SLAŽANSKÝ, L. *Měřicí anténa pro pásmo 1-6 GHz*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2009. 62 s., 9 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Zdeněk Nováček, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Měřicí anténa pro pásmo 1-6 GHz 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 27. 5. 2009

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Zdeněku Nováčkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 27. 5. 2009-05-26

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	v
Seznam tabulek	vii
Úvod	1
1 Měřicí anténa	2
2 Logaritmicko periodické antény	4
2.1 Vlastnosti LPA.....	4
2.2 Samokomplementární LPA.....	6
2.3 Dipólová LPA (LPDA).....	7
2.4 Plochá (tištěná) LPA.....	8
3 Logaritmicko periodické dipólové antény	10
3.1 Charakteristika LPDA.....	10
3.2 Dosahované vlastnosti LPDA.....	16
3.3 Impedance LPDA a napájení nesymetrickým napáječem	18
4 Postup návrhu LPDA	21
5 Konkrétní návrh LPDA	26
6 Simulace a optimalizace navržené LPDA	28
7 Planární provedení LPDA	33
7.1 Nesymetrické planární vedení (microstrip line)	33
7.2 Symetrické planární vedení (balanced stripline)	34
7.3 Microstrip-to-balanced stripline balun.....	35
7.4 Návrh balunu.....	35
8 Návrh planárního provedení LPDA	37
9 2. provedení planární LPDA	46
10 Měření antén	52
10.1 Měření antény – provedení 1	52
10.2 Měření antény – provedení 2	54
11 Závěr	57
Literatura	59
Seznam symbolů, veličin a zkratk	61
Seznam příloh	63

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Schematické nákresy Vivaldiho antén v provedení jednostranném (vlevo) a dvoustranném (vpravo) [10].....	3
Obr. 1.2:	Schematické nákresy spirálové kuželové (vlevo) a ploché (vpravo) LPA [10].....	3
Obr. 2.1:	Schéma logaritmicko periodické plošné struktury [4].	5
Obr. 2.2:	Provedení samokomplementární LPA [4].	6
Obr. 2.3:	Základní odvozený typ LPA [10].	7
Obr. 2.4:	Ukázka provedení dipólové LPA (vlevo) a krátkovlnné dipólové LPA (vpravo) [10].	8
Obr. 2.5:	Štěrbinová LPA (vpravo), LPA tvořená skládanými monopóly (vlevo) [10].	8
Obr. 2.6:	LPA tvořená skládanými dipóly (vlevo) a její přibližné návrhové schéma [10].....	9
Obr. 3.1:	Schematický nákres LPDA [5].	11
Obr. 3.2:	Závislost relativní šířky aktivní oblasti B_{ar} na parametrech τ a α [5].....	13
Obr. 3.3:	Grafické znázornění zisku LPDA v závislosti na parametrech σ a τ [3,5,10].	13
Obr. 3.4:	LPDA s výškovým (elevačním) úhlem [8].	15
Obr. 3.5:	Provedení symetrizace 1:1 u LPDA [1]	19
Obr. 3.6:	Konstrukční provedení LPDA včetně symetrizace [2]	19
Obr. 6.1:	Zisk a SWR simulované LPDA.	28
Obr. 6.2:	Impedance simulované LPDA.	29
Obr. 6.3:	Význam jednotlivých os LPDA.	29
Obr. 6.4:	Vyzařovací diagramy navržené LPDA.	31
Obr. 7.1:	Microstrip line [12].	34
Obr. 7.2:	Balanced stripline [12].	34
Obr. 7.3:	Microstrip-to-balanced stripline balun s binomickým přechodem [3].	35
Obr. 8.1:	Význam proměnných při popisu planární LPDA.	38
Obr. 8.2:	Průběh $S_{11}[dB]$ v závislosti na frekvenci.....	39
Obr. 8.3:	Průběh $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci.....	39
Obr. 8.4:	Průběh $S_{11}[dB]$ v závislosti na frekvenci (1. optimalizace).....	40
Obr. 8.5:	Průběh $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci (1. optimalizace).....	40

Obr. 8.6:	Průběh $S_{11}[dB]$ v závislosti na frekvenci (2. optimalizace).....	41
Obr. 8.7:	Průběh $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci (2. optimalizace).....	41
Obr. 8.8:	Průběh SWR[-] v závislosti na frekvenci (2. optimalizace).	42
Obr. 8.9:	Průběh zisku [dBi] v závislosti na frekvenci (2. optimalizace).	42
Obr. 8.10:	Vyzařovací charakteristiky planární LPDA na $f = 1$ GHz (vlevo) a $f = 2$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva).....	44
Obr. 8.11:	Vyzařovací charakteristiky planární LPDA na $f = 3$ GHz (vlevo) a $f = 4$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva).....	44
Obr. 8.12:	Vyzařovací charakteristiky planární LPDA na $f = 5$ GHz (vlevo) a $f = 6$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva).....	44
Obr. 8.13:	3D vyzařovací charakteristiky planární LPDA (verze 1).	45
Obr. 9.1:	Průběh $S_{11}[dB]$ v závislosti na frekvenci (2. provedení).....	46
Obr. 9.2:	Průběh $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci (2. provedení).	47
Obr. 9.3:	Průběh $S_{11}[dB]$ v závislosti na frekvenci (optimalizace 2. provedení).....	47
Obr. 9.4:	Průběh $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci (optimalizace 2. provedení).....	48
Obr. 9.5:	Průběh SWR[-] v závislosti na frekvenci (optimalizace 2. provedení)	48
Obr. 9.6:	Průběh zisku [dBi] v závislosti na frekvenci (optimalizace 2. provedení). .	49
Obr. 9.7:	Vyzařovací charakteristiky 2. LPDA na $f = 1$ GHz (vlevo), na $f = 2$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva).....	50
Obr. 9.8:	Vyzařovací charakteristiky 2. LPDA na $f = 3$ GHz (vlevo), na $f = 4$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva).....	50
Obr. 9.9:	Vyzařovací charakteristiky 2. LPDA na $f = 5$ GHz (vlevo), na $f = 6$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva).....	50
Obr. 9.10:	3D vyzařovací charakteristiky planární optimalizované LPDA (2. provedení).	51
Obr. 10.1:	Změřené hodnoty S_{11} 1. návrhu.....	52
Obr. 10.2:	Změřený průběh hodnot SWR.	53
Obr. 10.3:	Fotografie z měření směrových charakteristik.....	54
Obr. 10.4:	Změřené hodnoty S_{11} pro 2. provedení antény.	55
Obr. 10.5:	Provedení symetrizace.	55
Obr. 10.6:	Změřené S parametry, provedení 2.....	56
Obr. 10.7:	Vypočtené hodnoty SWR, provedení 2.	56

SEZNAM TABULEK

Tab. 3.1:	Vzdálenost fázového středu R_p měřená od vrcholového úhlu α pro antény LPDA [8].	16
Tab. 3.2:	Vypočítané šířky hlavního svazku v rovině E pro LPDA [8].	17
Tab. 3.3:	Vypočítané šířky hlavního svazku v rovině H pro LPDA [8].	17
Tab. 5.1:	Zadané a vypočítané hodnoty LPDA.	26
Tab. 5.2:	Fyzické rozměry LPDA (verze 1).	27
Tab. 7.1:	Parametry Microstrip-to-balanced stripline balunu.	36
Tab. 8.1:	Tabulka fyzických rozměrů navržené planární LPDA	38
Tab. 8.2:	Tabulka fyzických rozměrů optimalizované planární LPDA.	43
Tab. 9.1:	Popis fyzických rozměrů antény (2. provedení).	46
Tab. 9.2:	Fyzické rozměry optimalizované antény (2. provedení).	49

ÚVOD

Trendem dnešní doby je využívání bezdrátových zařízení. Tato zařízení se nejčastěji používají pro komunikaci a přenos dat. Jiným využívaným typem bezdrátových zařízení jsou různé ovladače. Ať jde o zařízení z první nebo druhé skupiny, jedna část zůstává vždy společná – anténa. Bez ní by nebylo možné spojení mezi vysílačem a přijímačem, ať již jsou tyto dva bloky reprezentovány jakýmkoli způsobem.

Cílem práce je navrhnout anténu pro měření intenzity pole v pásmu 1 GHz až 6 GHz se ziskem 8 až 10 dB, malou úrovní záření mimo směr hlavního maxima a vyrovnanou vstupní impedancí. Prostudovat její funkci, dosahované vlastnosti a postup návrhu logaritmicko-periodické antény, včetně možnosti napájení nesymetrickým napáječem. Navrhnout konstrukční provedení antény a možnost její realizace v planárním provedení. Dále tyto návrhy realizovat a za pomoci měření ověřit jejich vlastnosti.

Pro splnění cíle byla prostudována dostupná literatura, která se zabývá danou problematikou. Z možných provedení bylo vybráno provedení LPDA. Tento typ antény byl poprvé představen v šedesátých letech 20. století. Jde však o stále hojně využívaný typ antény, který se dočkal mnoha různých provedení. Na základě dostupné literatury je uvedena teorie k problematice antén a jejich vlastností, postup návrhu a konkrétní návrh antény splňující požadavky zadání. Tato anténa byla simulována v programu 4NEC2. Další část práce se zabývá planárním provedením LPDA. Je navrženo konkrétní provedení, včetně simulace a optimalizace v programu Zeland IE3D. Dále je práce věnována konkrétní realizaci navržené planární LPDA a výsledkům měření dosahovaných vlastností.

Z literatury, která je dostupná v češtině, se logaritmicko-periodickým anténám věnují části skript pro ČVUT v Praze [6] a VUT v Brně [1, 11]. Dále jsou tyto antény zmíněny v encyklopedické příručce [10], která je asi nejnovější a nejkompletnější knihou o anténách, vydanou v českém jazyce. Z anglicky psaných knih stojí za jmenování tři publikace – a to dvě z odborné literatury [5, 10] a jedna z literatury pro radioamatéry [7]. Při návrhu planárního provedení antény je vycházeno zejména ze zdrojů [3] a [4].

Při vytváření práce jsou využity programy Ansoft Designer, 4NEC2, AppCad a Zeland IE3D. Program 4NEC2 byl využit při simulaci LPDA v „klasickém“ provedení, program AppCad při návrhu planárních vedení, Ansoft Designer při určování parametrů jednotlivých planárních dipólů, bohužel nešel použít pro simulaci celé struktury, vzhledem k omezením ve studentské verzi. Program IE3D byl použit pro simulaci planárního provedení.

1 MĚŘICÍ ANTÉNA

Pro anténu existuje mnoho definic. Nejčastěji je anténa definována jako transformační prvek mezi vlnou vedenou a vyzařovanou.

Dle definice IEEE je anténa ta část vysílacího nebo přijímacího systému, která je navržena pro vysílání nebo příjem elektromagnetických vln (IEEE Std 145-1993).

Antén existuje mnoho druhů a lze je dělit podle mnoha hledisek. Základní rozdělení je dělení na antény vysílací a přijímací a podle šířky frekvenčního pásma, ve kterém je lze používat.

Anténa pro měřicí účely by měla být použitelná jak v provedení vysílací, tak v provedení přijímací antény. Zároveň musí mít přesně definované parametry na všech frekvencích, pro které je určena. Tyto podmínky splňuje celá řada antén, počínaje klasickými dipólovými. Problém však nastává v případě, že chceme použít jednu anténu v širším kmitočtovém pásmu.

U klasických antén dochází k výrazným změnám parametrů při změně vlnové délky. Anténa je totiž selektivním prvkem a se změnou vlnové délky dochází ke změně jejích charakteristik. Toto neplatí pro extrémně širokopásmové antény. U těchto antén je společným znakem to, že jejich tvar je plně určen úhly. Potom ani jejich anténní charakteristiky nejsou závislé na vlnové délce. Aby byla takováto anténa opravdu frekvenčně nezávislá, musela by být nekonečně dlouhá. Při konečných rozměrech se uplatňuje vliv konců struktury [4].

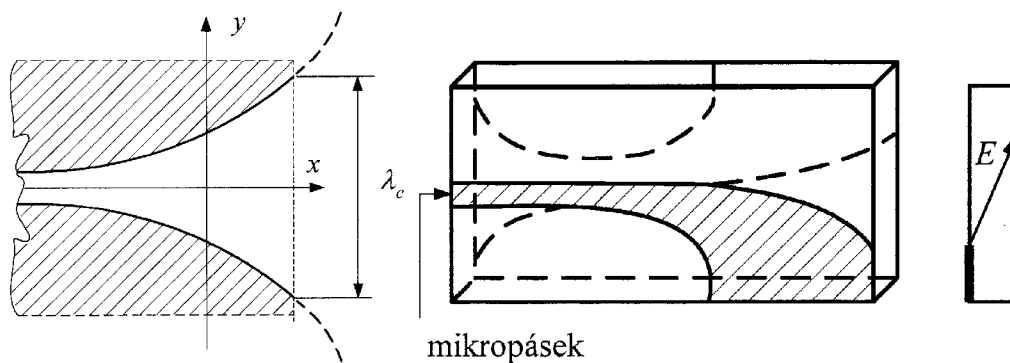
Struktura, která má být frekvenčně nezávislá a zároveň prakticky realizovatelná, musí splňovat kromě úhlového charakteru ještě další vlastnost. Proud v ní tekoucí musí ve směru od napájecích svorek dostatečně rychle klesat. Díky této podmínce je zaručeno, že vlastnosti konečně velké struktury se budou blížit vlastnostem ideální, nekonečně velké. Části na koncích struktury budou mít pouze malý proud a nebudou se příliš uplatňovat [4].

Je tedy zřejmé, že jako měřicí anténa s šířkou pásma 1-6 GHz vyhoví pouze některá z širokopásmových antén. Musí jít o anténu, kterou lze zároveň použít jako vysílací i jako přijímací a v souladu se zadáním má mít dosažitelný teoretický zisk až 10 dB. Nevyhovují tedy různá provedení dipólů s malým vlnovým odporem (tlustý dipól, vějířový atd..).

V úvahu připadají zejména antény spirálové, logaritmicko periodické či na vyšších frekvencích Vivaldiho.

Vivaldiho anténa patří k anténám s podélným vyzařováním. Její běžný tvar je dán rovinnou destičkou jednostranně plátovanou kovovým povlakem na mikrovlnném dielektrickém substrátu s nízkou permitivitou. Vyzařované elektromagnetické pole je lineárně polarizované paralelně k výstupní hraně dielektrického nosiče. Diagramy záření jsou poměrně široké a přibližně souhlasné v obou rovinách E i H.

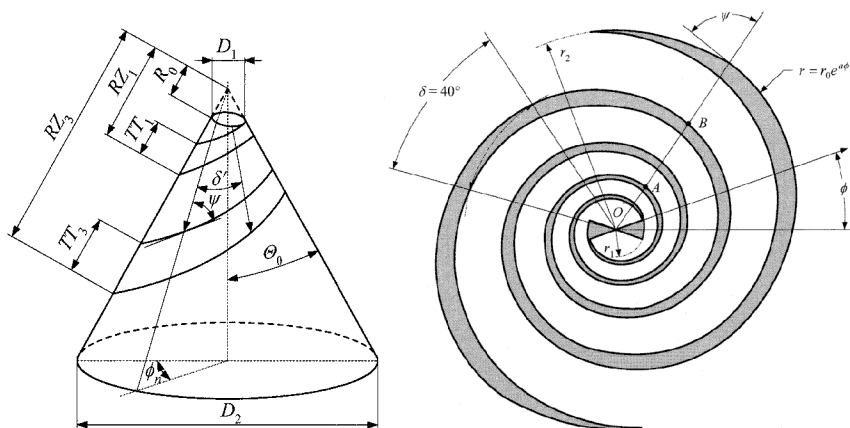
Původní anténa Vivaldiho typu byla realizována P.I. Gibonem pro kmitočtové pásmo 2-20 GHz na dielektriku s vysokou permitivitou. V poslední době byly realizovány další typy Vivaldiho antén v dvoustranném provedení [10].



Obr. 1.1: Schematické nákresy Vivaldiho antén v provedení jednostranném (vlevo) a dvoustranném (vpravo) [10].

Dalším použitelným typem jsou antény logaritmicko spirálové a to v provedení kuželovém a plochém. Tyto antény jsou tvořeny dvěma vodivými pásky, které jsou určeny úhly a vyskytují se v nich aktivní oblasti, které se posouvají s frekvencí vždy o určitý definovaný úhel po struktuře antény. Aktivní oblasti putují podél struktury od nejnižšího kmitočtu (maximální průměr) až k nejvyššímu kmitočtu (minimální průměr) pracovního kmitočtového pásma.

Oba typy antén [4] vyzařují kruhově polarizované pole i při poměrně velkých úhlech odklonu od osy antény. Směr polarizace závisí na směru otáčení spirály. Vstupní impedance se u samokomplementárních struktur pohybuje kolem 189Ω .



Obr. 1.2: Schematické nákresy spirálové kuželové (vlevo) a ploché (vpravo) LPA [10].

Posledním zmíněným typem širokopásmových antén jsou logaritmicko periodické antény. Využívají se jak pro příjem tak pro vysílání, mají dosažitelný zisk okolo 10 dB a existuje jich mnoho druhů. Jsou velmi rozšířené a často využívány, například jako měřicí antény v televizní technice, tedy pro měření úrovně televizních signálů.

Vzhledem k tomu, že tyto antény nejlépe vyhovují zadání, bude práce dále věnována právě jim.

2 LOGARITMICKO PERIODICKÉ ANTÉNY

Logaritmicko periodická anténa (LPA) je směrová širokopásmová anténa, která byla poprvé navržena, zkonstruována a prokazatelně odzkoušena R. H. DuHamelem na University of Illinois v USA v roce 1955 [2]. Jednalo se o samokomplementární planární strukturu, která se skládala ze dvou páskových výsečí. Na toto téma publikoval R. H. DuHamel práci v roce 1957 [3].

O rok později, v roce 1958, představil D. E. Isbel jednosměrně vyzařující anténu použitím neplanárního uspořádání dvou polovin antény. Poté bylo objeveno, že samokomplementární uspořádání není podmínkou a vzniklo proto mnoho variant drátových a plochých logaritmicko periodických antén. D. E. Isbel roku 1960 poté představil logaritmicko periodické dipólové antény, které se staly nejrozšířenějším a nejvíce používaným typem [3].

V radioamatérské literatuře [5] se první zmínky o LPA objevují v listopadu 1959 a byly napsány Carl T. Millerem, W1FVY.

2.1 Vlastnosti LPA

Mezi základní vlastnosti LPA patří zejména to, že má téměř neomezenou šířku pásma, která je závislá pouze na počtu použitých prvků a ten je limitován pouze mechanickým provedením. Zároveň má tato anténa směrovost srovnatelnou s anténami typu YAGI a v případě dipólového provedení je jí velmi podobná [5].

Logaritmicko periodické soustavy mohou překrýt velmi široké kmitočtové pásmo (prakticky je poměr přeladění i více jak 10:1). Zejména na vyšších frekvencích jsou však velmi citlivé na dodržení přesných rozměrů při stavbě, díky tomu jsou relativně nákladné [1].

Vlastnosti antény nejsou konstantní v celém požadovaném kmitočtovém pásmu, ale opakují se pro periodické (diskrétní) spektrum frekvencí. Pro frekvence mezi těmito jsou vlastnosti odlišné. Nejvýhodnější je, pokud toto frekvenční spektrum má logaritmický charakter. Tomu vyhovuje struktura, ve které jsou vyjádřeny elementy, jež postupně rezonují na jednotlivých frekvencích logaritmicky rozloženého spektra [4].

Všechny typy LPA mají jednu společnou vlastnost, která je pro ně typická. Přejít délkového rozměru o jednu periodu odpovídá fázovému posuvu o 360° . Pole vytvářené všemi zářícími prvky je tedy ve fázi a díky tomu dochází k soufázovému sčítání [4]. Tím se dosahuje zvýšení zisku LPA. Její zisk je v podstatě závislý pouze na šířce aktivní oblasti, tedy na počtu prvků, které se podílejí na vyzařování. Typické hodnoty zisku se pohybují mezi 5 dBi a 10 dBi.

Jako jedna z prvních byla realizována struktura znázorněná na obr. 2.1 [4]. Jde o soustavu štěrbin, vyřiznutých ve vodivém stínítku. Jejich rozměry - délka - sledují v podstatě úhlový princip. Rozměry struktury jsou tedy do značné míry popsány úhly a nikoli délkovými rozměry. Tím se struktura stává nezávislou na vlnové délce a tedy nezávislou na frekvenci.

Jejich obrysové hrany jsou určeny dvěma přímkami, svírajícími úhel β . Tím délkový rozměr štěrbin přejde na úhlový. Podobně jako u spirálových struktur, kde změnou frekvence se struktura pouze otočí o určitý úhel, u těchto periodických struktur přechází rezonanční vlastnosti z jedné štěrbinu na jinou. Změnou rezonanční frekvence o násobek τ přejdou rezonanční vlastnosti na štěrbinu, pro níž platí vztah

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n}. \quad (1)$$

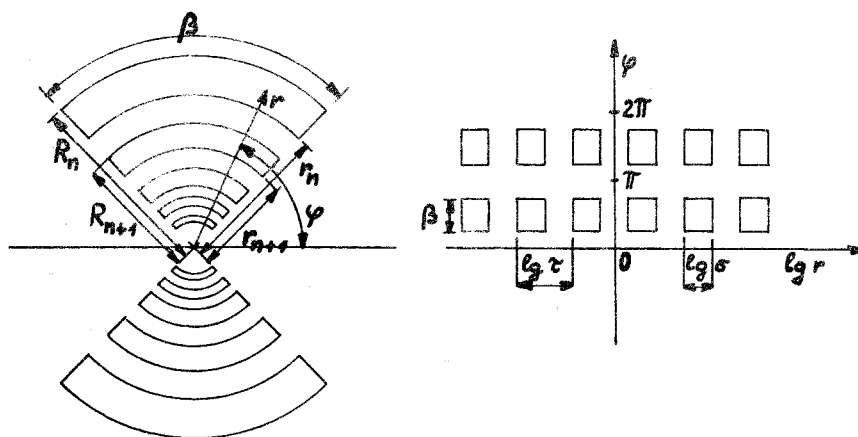
Relativní šířka štěrbin je pak dána vztahem

$$\sigma = \frac{r_n}{R_n}. \quad (2)$$

Rovnice obrysových čar mají obecný tvar

$$\varphi = g(r), \text{ přičemž platí podmínka } -\frac{\beta}{2} \leq \varphi \leq \frac{\beta}{2}. \quad (3)$$

Pokud tuto rovnici nakreslíme v pravoúhlé souřadné soustavě v závislosti na $\log r$, pak logaritmicko periodický princip vyžaduje, aby f byla periodickou funkcí. Výsledek je zachycen na obr. 2.1 vpravo. Je jasně patrné, že perioda opakování útvaru je $\log(\tau)^{-1}$. Stejnou periodu budou mít i vlastnosti antény, jako například změna impedance. Relativní změna vlastností v intervalu mezi dvěma rezonančními frekvencemi je závislá na širokopásmovosti jednotlivých rezonančních prvků struktury [4].

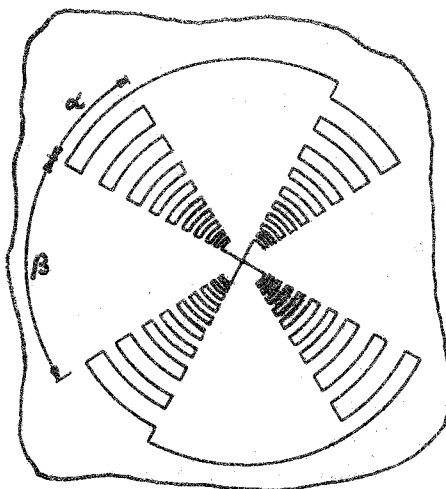


Obr. 2.1: Schéma logaritmicko periodické plošné struktury [4].

Při prvních pokusech s logaritmicko periodickými anténami byly tyto změny příliš velké a bylo třeba využít příliš hustého spektra rezonančních frekvencí, takže antény vycházely příliš dlouhé. Tento stav se zlepšil užitím samokomplementárních logaritmicko periodických struktur. Mezi nejčastěji používané provedení patří zejména typy využívající samokomplementarity, dipólové a ploché.

2.2 Samokomplementární LPA

Samokomplementární struktura je taková, u které je tvar vodivé části stejný jako nevodivé. To je možné jen v rovinném provedení a jedno z možných provedení je uvedeno na obr. 2.2. Výsledná charakteristika této struktury je obousměrná. K dosažení jednosměrné charakteristiky se obě půlky struktury svírají tak, aby svíraly úhel mezi 30° až 60° . Vstupní impedance rovinné struktury se pohybuje kolem 160Ω . V případě nakloněných struktur je výsledná impedance výrazně menší. Při úhlu 30° se impedance zmenší na hodnotu kolem 70Ω [4].



Obr. 2.2: Provedení samokomplementární LPA [4].

Měřením bylo prokázáno, že u skloněných struktur dochází k větším změnám impedance během jedné periody než u struktur čistě rovinných.

Postupný vývoj tohoto principu ukázal, že přísně samokomplementární princip není třeba zachovávat a vznikla celá řada antén logaritmicko periodických. Základní odvozená logaritmicko periodická struktura je znázorněna na obr. 2.3.

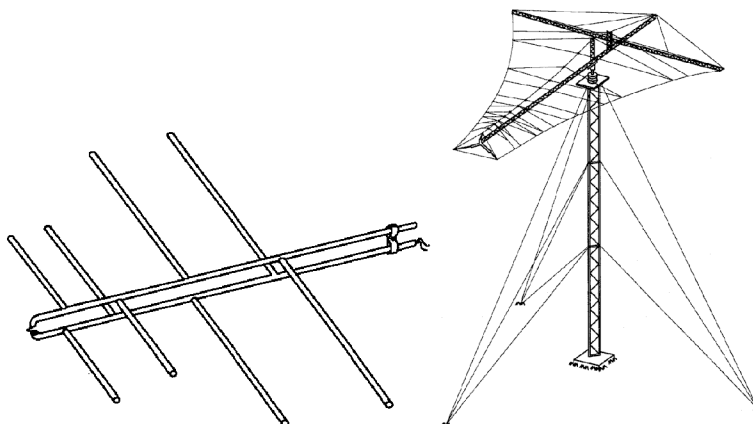
Sestává z kovové desky s lichoběžníkovými zuby. Dva prvky této antény tvoří anténní řadu ve tvaru V, vyzařující elektromagnetické pole polarizované v rovině rovnoběžné s rovinou souměrnosti obou desek. Anténa je napájena souměrným vedením ve vrcholu soustavy. Vztahy mezi jednotlivými rozměry jsou určeny pomocí konstant τ a ε [10].

Je-li $r_n = \varepsilon R_n$, potom ε je míra šířky zubu (obvykle $\varepsilon > \tau$). Z obr. 2.3 je patrné, že pro podobné struktury tvoří rozměry R_1, R_2, R_3, \dots geometrickou řadu s kvocientem τ , dále že úhly tvoří podstatnou část parametrů určujících tvar antény. Pokud by byla popsána struktura nekonečně veliká a dokonalá v místě napájení, jevila by se z pohledu generátoru vždy stejná, kdykoliv by se změnil kmitočet o koeficient τ [10].

zvednut (tento jev je patrný zejména v pásmu krátkých vln) [1].

Ze všech dipólů se podílí na vyzařování na jednom kmitočtu pouze několik z nich. Je to ten, který je nejbližší čtvrtvlnné rezonanci a několik jeho sousedů. Ostatní dipóly jsou příliš rozladěné a proud v nich je zanedbatelně malý [1].

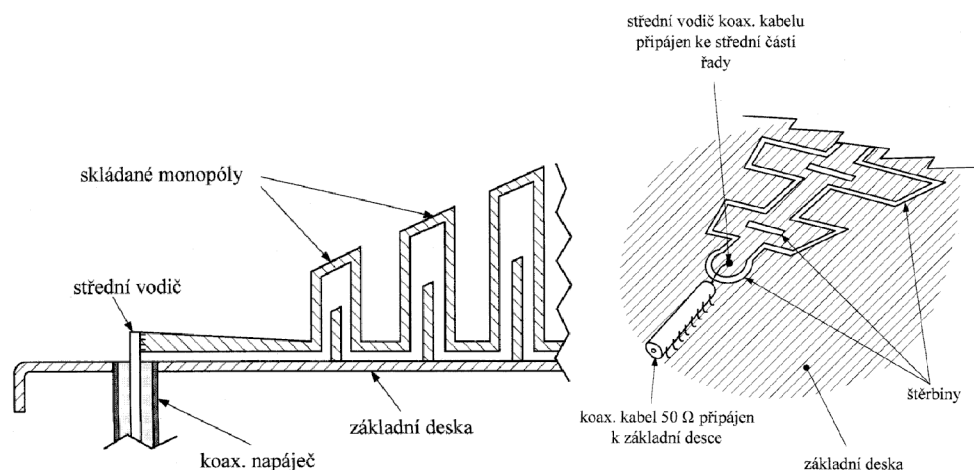
Malému počtu současně zářících prvků odpovídá i zisk této antény, který se typicky pohybuje mezi 5 dBi a 11 dBi. Periodou opakování vlastností ve struktuře antény je $ln \tau$. Je-li veličina τ blízká k jedné, leží kmitočty řady blízko sebe a parametry antény kolísají jen málo. Většinou se volí $\tau = 0,8-0,9$ [1].



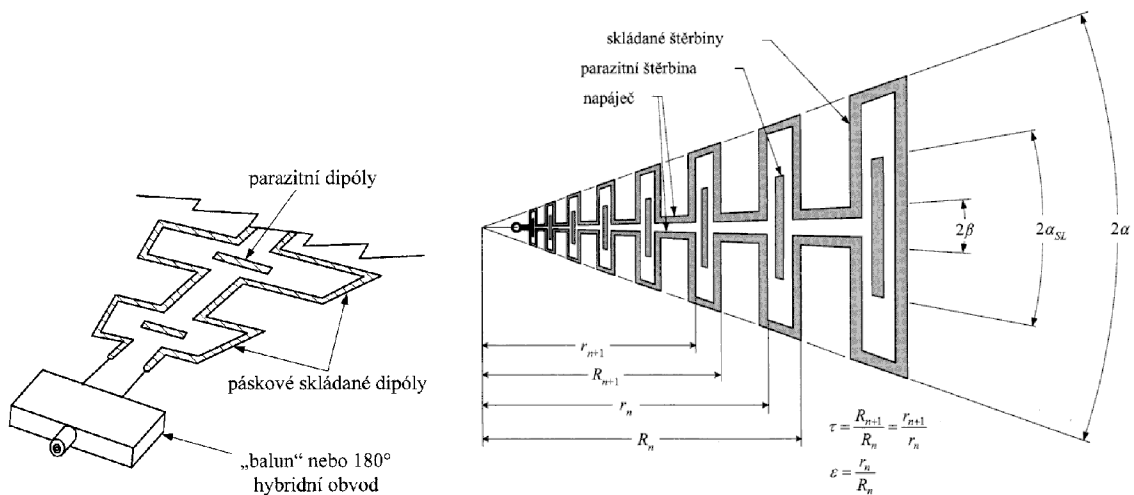
Obr. 2.4: Ukázka provedení dipólové LPA (vlevo) a krátkovlnné dipólové LPA (vpravo) [10].

2.4 Plochá (tištěná) LPA

Anténa logaritmicke periodická plochá (tištěná) nachází mnohostranné využití v různých aplikacích. Tento typ antén nalézá četné uplatnění jako struktura konformní s různými zakřivenými povrchy (letadla, rakety a jiné) na obr. 2.5 a 2.6 je uvedeno několik příkladů provedení těchto antén [10].



Obr. 2.5: Štrbinová LPA (vpravo), LPA tvořená skládanými monopóly (vlevo) [10].



Obr. 2.6: LPA tvořená skládanými dipóly (vlevo) a její přibližné návrhové schéma [10].

Způsob návrhu těchto antén vychází z původního principu návrhu LPA. Skládané štěrbinové antény byly navrženy pro velmi široká kmitočtová pásma. Například pro rozsah 2-20 GHz ($\epsilon \approx \tau^{1/2}$, $\alpha_{SL} \approx \alpha/3$ až $1,5\alpha$, $\beta \approx \alpha/3$). Podobné šířky pásma bylo dosaženo i pro antény se skládanými monopóly [7].

Pro další pokračování práce byla vybrána logaritmicko periodická dipólová anténa. Mezi její přednosti lze zařadit poměrně jednoduchou realizaci a možnost přechodu k planárnímu provedení.

3 LOGARITMICKO PERIODICKÉ DIPÓLOVÉ ANTÉNY

Jak již bylo napsáno výše, logaritmicko periodické dipólové antény (LPDA) byly poprvé představeny D. E. Isbelem v roce 1960. Od té doby došlo k jejich rozšíření a dnes jde o jeden z nejrozšířenějších a nejvíce používaných typů.

3.1 Charakteristika LPDA

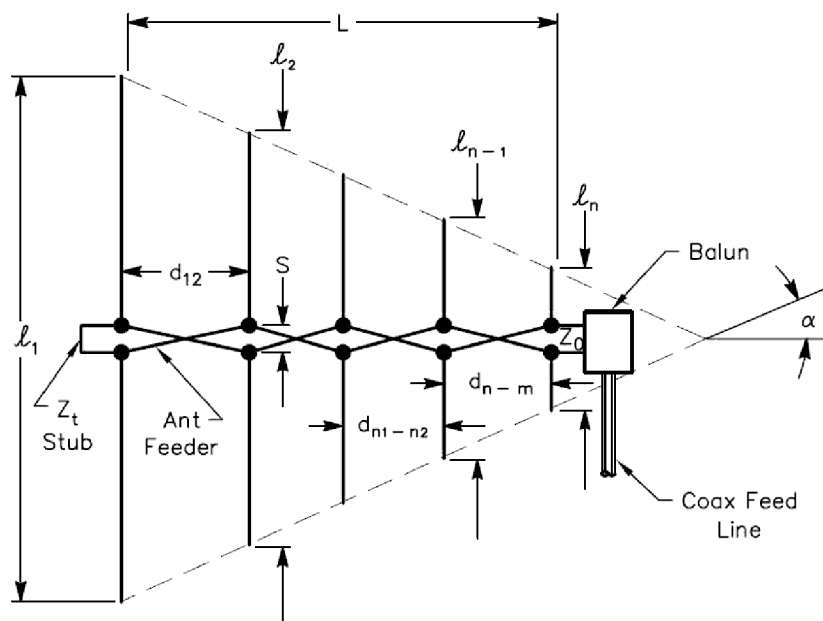
LPDA jsou tvořeny řadou rovnoběžných dipólů různé délky, které jsou buzeny společným vedením. Tato situace je znázorněna na obr. 2.4. Délka zářičů i jejich rozteče sledují geometrickou závislost s parametrem $\tau < 1$.

Druhým významným parametrem je σ , který vyjadřuje rozteč zářičů ve vlnových délkách. Jednotlivé zářiče jsou buzeny střídavou fází dvou vodičovým vedením s konstantním vlnovým odporem. V praxi je toto většinou prováděno střídavým připojováním dipólů k jednomu nebo druhému vodiči, tím je dosaženo fázového posunu 180° .

Dalším posunem, který způsobí změnu fáze, je vzdálenost mezi prvky. U logaritmicko periodických struktur je velikost $\tau < 1$, proto rozměry sousedních zářičů jsou různé. Pokud je v rezonanci n -tý zářič, má $n-1$ zářič induktivní a $n+1$ zářič kapacitní charakter, což způsobuje zbývající fázové posuvy. Prvky, které se takto dostávají blízko rezonančního stavu se nejvíce podílejí na vyzařování antény. Tím je utvářena tzv. aktivní oblast, která se pohybuje v závislosti na pracovním kmitočtu podél struktury.

Prvky před aktivní oblastí se nezúčastňují vyzařování proto, že jejich vyzařovací odpor je příliš malý a prvky za aktivní oblastí nevyzařují proto, že aktivní oblast vyzářila většinu přivedené energie a za ní je již velikost proudu příliš malá. Maximum diagramu záření nastává podél osy antény ve směru od delších ke kratším dipólům [4].

Na obr. 3.1 je znázorněn schematický náčrt LPDA s označením jednotlivých rozměrů, které budou dále použity.



Obr. 3.1: Schematický náčrt LPDA [5].

V obr. 3.1 je použito následující značení:

l délka jednotlivých elementů

d mezery mezi jednotlivými elementy

τ návrhová konstanta

σ konstanta relativních rozestupů

S mezera mezi vodiči symetrického napájecího vedení

Z_0 charakteristická impedance napájecího symetrického vedení.

Dle [5] je LPDA frekvenčně nezávislá, jelikož její elektrické vlastnosti se periodicky opakují v závislosti na logaritmu frekvence. Vztah, který označuje posun frekvence 1 na frekvenci 2, pro kterou má anténa opět shodné vlastnosti je

$$f_2 = \frac{f_1}{\tau}, \quad (4)$$

kde τ je návrhový parametr, konstanta pro kterou platí $\tau < 1$.

Upravený vztah (4), který má obecnou platnost je

$$f_{\max} = \frac{f_{\min}}{\tau^{n-1}}, \quad (5)$$

kde f_{\min} je nejnižší frekvence a f_{\max} je nejvyšší pracovní frekvence. Pomocí konstanty τ jsou dále určeny délky jednotlivých elementů l a mezery mezi nimi d . Tato situace je znázorněna na obr. 3.1,

$$l_2 = \alpha l_1, \quad l_3 = \alpha l_2, \quad l_n = \alpha l_{n-1}, \quad (6)$$

l_n je délka nejkratšího elementu a to v souladu s obr. 3.1:

$$d_{23} = \alpha l_{12}, \quad d_{34} = \alpha l_{23}, \quad d_{n-1,n} = \alpha l_{n-2,n-1}, \quad (7)$$

d_{23} je mezera mezi prvky 2 a 3.

Vlastnosti LPDA jsou určeny zejména pomocí dvou konstant, využívaných při návrhu či popisu LPDA. Souvislost těchto konstant s fyzickými rozměry antény je dána vztahy

$$\tau = \frac{l_n}{l_{n-1}} = \frac{d_{n,n-1}}{d_{n-2,n-1}}, \quad (8)$$

$$\sigma = \frac{d_{n,n-1}}{2l_{n-1}}. \quad (9)$$

Jestliže předpokládáme, že anténa pracuje v daném frekvenčním pásmu, potom návrh musí zahrnovat aktivní oblast. Je to šířka pásma, kterou označujeme B_{ar} , tedy šířka aktivní oblasti.

Aktivní oblast je určena základními návrhovými parametry a společně s šířkou pásma určuje šířku pásma celé struktury, B_s . Ta je dána vztahem

$$B_s = BB_{ar}, \quad (10)$$

kde B je zmíněná šířka pásma a je dána vztahem

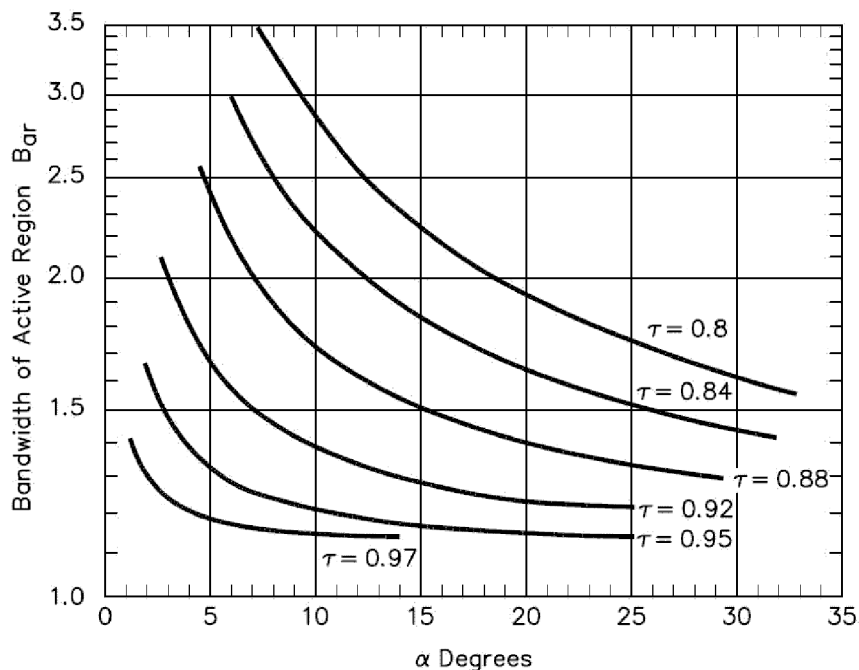
$$B = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}, \quad (11)$$

f_{\max} je nejvyšší pracovní frekvence a f_{\min} je nejnižší pracovní frekvence LPDA.

Hodnota B_{ar} se mění s parametry τ a α , což je patrné z grafického zobrazení této závislosti, vyznačené na obr. 3.2.

Velikost úhlu α je závislá dle [8] na výše zmíněných konstantách τ a σ , úhel je dán vztahem

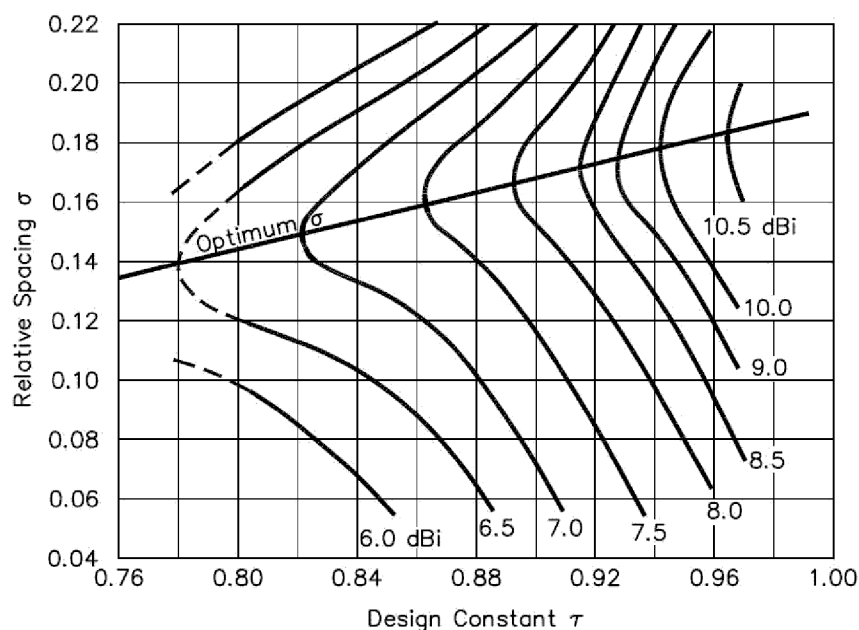
$$\alpha = \arctg \frac{1-\tau}{4\sigma}. \quad (12)$$



Obr. 3.2: Závislost relativní šířky aktivní oblasti B_{ar} na parametrech τ a α [5].

Zisk antény závisí na šířce aktivní oblasti a zvětšuje se s parametrem τ při konstantní hodnotě σ , což je vzdálenost (ve vlnové délce) mezi půlvlnným dipólem a nejbližším kratším dipólem.

Určení zisku u antény LPDA je i přes různá upřesnění stále spíše orientační. Určitým vodítkem je graf na obr. 3.3. Jde o grafické vyjádření zisku jako funkce obou konstant τ a σ .



Obr. 3.3: Grafické znázornění zisku LPDA v závislosti na parametrech σ a τ [3,5,10].

Na obr. 3.3 je znázorněn zisk LPDA vztažený k izotropickému zářiči jako funkce τ a σ , pro poměr délky dipólu k průměru vodiče $l/d = 125$ a pro vlnový odpor napájecího vedení $Z_0 = 100 \Omega$. Pro každé zdvojnásobení poměru l/d zisk klesá o 0,2 dB. Tento vztah platí pro l/d v intervalu 50-10000. Zisk vztažený k dipólu lze získat odečtením 2,14 dB od zobrazených hodnot.

V další literatuře [4,8,9] je tento graf také uveden, liší se však tím, že hodnoty zisku uvedené v grafu jsou o 1,5 dBi větší. Je tedy možné, že uváděný graf byl stanoven pro jiné hodnoty poměru l/d a Z_0 , bohužel tyto hodnoty nebyly uvedeny.

Jak je patrné z obr. 3.3, pro každou hodnotu τ existuje optimální hodnota σ , pro kterou bude maximální hodnota zisku LPDA a zároveň minimální hodnota PSV. Zvýšení hodnoty τ znamená zvýšení počtu elementů a optimální hodnota σ znamená prodloužení napájecího vedení. Vztah mezi parametry τ , σ a α je dán vzorcem

$$\sigma = \frac{(1-\tau)}{4}(\cot g \alpha), \quad (13)$$

kde τ je návrhová konstanta, α je úhel znázorněný v obr. 3.1 a σ je konstanta relativních rozestupů.

Pro optimální hodnotu platí vztah

$$\sigma_{opt} = 0,243\tau - 0,051. \quad (14)$$

Co se týče rozměrů prvního prvku antény, většinou se volí jako polovina nejdelší vlnové délky.

V literatuře [8] je naznačen jiný přístup k volbě fyzických rozměrů tohoto prvku. Pro stanovení rozměrů prvků se využívá dalších přibližných návrhových konstant, K_1 a K_2 . Za pomoci těchto konstant lze stanovit délku nejdelšího a nejkratšího prvku, potřebný počet prvků a počet prvků v aktivní oblasti.

Délka nejdelšího prvku je dána vztahem

$$l_1 = K_1 \lambda_{max}, \quad (15)$$

kde λ_{max} je nejdelší vlnová délka a K_1 je dána empirickým vztahem

$$K_1 = 1,01 - 0,519\tau. \quad (16)$$

Rovnice (16) je použitelná pro τ z intervalu $0,8 < \tau < 0,95$. Pro určení délky nejkratšího prvku lze využít vztah

$$l_n = K_2 \lambda_{min}, \quad (17)$$

kde λ_{min} je nejkratší vlnová délka pásma, na které je anténa navrhována. A návrhová konstanta K_2 je dána empirickým vztahem

$$K_2 = 7,1\tau^3 - 21,3\tau^2 + 21,98\tau - 7,30 + \sigma(21,82 - 66\tau + 62,12\tau^2 - 18,29\tau^3). \quad (18)$$

Pro určení potřebného počtu prvků antény ze znalosti kmitočtového pásma a návrhových konstant je použitelný následující vztah

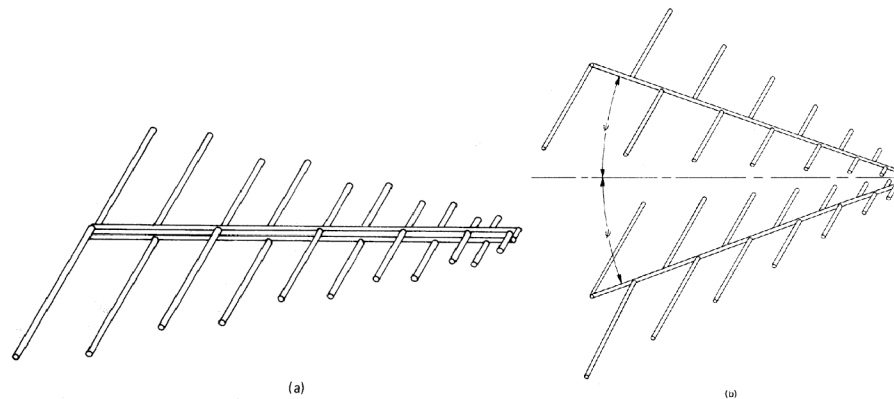
$$N = 1 + \frac{\log\left(\frac{K_2}{K_1}\right) + \log\left(\frac{f_{\min}}{f_{\max}}\right)}{\log \tau}. \quad (19)$$

Pokud jsou kmitočty f_{\min} a f_{\max} rovny, lze z předchozího vztahu určit počet prvků v aktivní oblasti. Výsledkem úpravy je následující vztah

$$N_a = 1 + \frac{\log\left(\frac{K_2}{K_1}\right)}{\log \tau}. \quad (20)$$

Tím je určen i relativní počet prvků v aktivní oblasti. Této hodnotě odpovídá i zisk, jelikož hodnota zisku je dána zejména počtem prvků v aktivní oblasti.

Jednotlivé elementy musí být připojeny střídavě k napájecímu symetrickému vedení, ale toto vedení se může rozcházet, jak je to naznačeno na obr. 3.4.



Obr. 3.4: LPDA s výškovým (elevačním) úhlem [8].

Jak je patrné, napájecí vedení se může rozcházet o úhel $\pm\psi$ od osy. Je však nezbytně nutné, aby byla zachována velikost úhlu α a jeho umístění na ose. Změna o úhel $\pm\psi$ způsobí zmenšení šířky hlavního svazku v rovině H. Zároveň však dojde k posunu fázového středu blíže k místu virtuálního úhlu α a zvýší se úroveň vyzařování zpětného laloku. Pro limitní případ, kdy $\psi = 90^\circ$ bude vyzařování vyrovnané v obou směrech, tedy jak dopředu tak dozadu.

Očekávaný fázový střed LPDA je uprostřed aktivní oblasti. Z této definice je patrné, že fázový střed antény se bude posouvat v závislosti na frekvenci. Pro dostatečně vysoký počet prvků lze fázový střed stanovit jako místo, na kterém je dipól s rezonanční délkou. Pro určení fázového středu lze využít tab. 3.1. Jsou v ní udány poměry, na základě kterých lze vypočítat místo fázového středu pro rovinu H a E. Pro určení fázového středu na zadané frekvenci je nutno znát úhel α a parametr τ .

Scaling constant τ	<i>E</i> -plane R_p/R_g	<i>H</i> -plane R_p/R_g	Scaling constant τ	<i>E</i> -plane R_p/R_g	<i>H</i> -plane R_p/R_g
0.80	0.959	0.997	0.90	0.862	0.874
0.82	0.939	0.968	0.92	0.849	0.859
0.84	0.928	0.941	0.94	0.842	0.849
0.86	0.897	0.916	0.96	0.840	0.844
0.88	0.878	0.893			

Tab. 3.1: Vzdálenost fázového středu R_p měřená od vrcholového úhlu α pro antény LPDA [8].

Pro výpočet hodnoty R_p je potřeba vypočítat velikost R_g , ta je dána vztahem

$$R_g = \frac{\lambda}{4 \tan \alpha}. \quad (21)$$

Z tabulky pak lze jednoduchou úpravou získat hodnotu R_p , což je vzdálenost fázového středu v příslušné rovině a průsečíku spojnic okrajů dipólů, tedy virtuálního vrcholu antény.

3.2 Dosahované vlastnosti LPDA

Nejvíce zmiňovanou vlastností antén LPDA je dosažitelný zisk. Značná část modifikací vznikla rovněž za účelem zvýšení zisku.

Z obr. 3.3 je patrné, že dosahované hodnoty zisku jsou mezi 6 dBi a 10,5 dBi.

Dobře navržená anténa LPDA má PSV 1,3:1 při frekvenčním rozsahu 2:1 s typickým ziskem 7dBi za předpokladu zanedbání ztrát [5]. Tyto hodnoty jsou poměrně typické i pro většinu komerčně vyráběných antén tohoto typu.

Existuje však několik metod, jak dosáhnout většího zisku. Nejjednodušší metodou jak zvýšit zisk je úprava úhlu připojení jednotlivých prvků. Náklonem prvků směrem dopředu lze zvýšit zisk o 3-5 dB. Tato konstrukce je však podstatně náročnější, jelikož je nutno přesně dodržet velikosti jednotlivých úhlů a náklon [5].

Jinou metodou pro zvýšení zisku na užším pásmu je kombinace logaritmicko-periodické antény s anténou typu YAGI. Dojde tím k zvýšení hodnot zisku a poměru dopředného ku zpětnému vyzařování. Metoda konstrukce je velmi jednoduchá, pouze se přidá k anténě LPDA několik parazitních prvků, které poslouží jako reflektor a direktory [5,7].

Se ziskem LPDA souvisí i šířka svazku v obou hlavních rovinách. V následujících dvou tabulkách jsou uvedeny průměrné hodnoty šířky hlavního svazku ve stupních pro roviny H i E v závislosti na hodnotách parametrů τ a σ . Šířka svazku se mění mezi frekvencemi, které jsou násobkem τ .

Spacing constant σ	Scaling constant τ				
	0.80	0.875	0.92	0.95	0.97
	<i>E</i> -plane beamwidth, °				
0.06		51.3	50	49	47
0.08	51.5	50.3	49	48.3	46.3
0.10	50.5	49.5	48.2	47.4	45.4
0.12	50	48.7	47.5	46.5	44.3
0.14	50	48.3	46.8	45.5	42.7
0.16	51	48.2	46.5	44	41
0.18	53	49.6	46.7	43.5	40
0.20	57	52.5	48.3	44.5	41
0.22	62	56.4	50.4	46.6	43

Tab. 3.2: Vypočítané šířky hlavního svazku v rovině E pro LPDA [8].

Spacing constant σ	Scaling constant τ				
	0.80	0.875	0.92	0.95	0.97
	<i>H</i> -plane beamwidth				
0.06			110	101	91
0.08	153	128	105	98	88
0.10	145	124	102	93	82
0.12	132	120	100	88	75
0.14	123	111	97	80	70
0.16	125	104	89	72	64
0.18	136	104	87	69	61
0.20	155	113	94	72	63
0.22	185	125	98		

Tab. 3.3: Vypočítané šířky hlavního svazku v rovině H pro LPDA [8].

Poslední nejčastěji zmiňovanou vlastností LPDA je hodnota jejich impedance, která se pohybuje v intervalu 50 Ω až 300 Ω . Jelikož napájecí vedení jednotlivých prvků je symetrické a jako napájecího kabelu se ve většině případů používá koaxiálního kabelu, tedy nesymetrického vedení, přidává se nutnost symetrizace. V tomto případě se i typické rozdělení impedancí dělí na dvě skupiny [7].

První skupinou je symetrizace bez impedančního převodu, v tom případě je impedance napájecího vedení 50 Ω nebo 75 Ω . Tou druhou je využití různých symetrizačních členů s impedančním převodem. Nejčastěji jde o poměr 4:1, impedance antén je tedy 200 Ω či 300 Ω [7].

Pro všechny provedení symetrizace je společné to, že musí vyhovovat v celém frekvenčním pásmu antény [7].

3.3 Impedance LPDA a napájení nesymetrickým napáječem

Jak je naznačeno na obr. 3.1, pro napájení jednotlivých prvků je potřeba symetrické vedení. Dále bude použito označení anténní napáječ pro symetrické vedení, na které jsou připojeny jednotlivé prvky. Pojem napájecí vedení bude označovat vedení mezi anténou a vysílačem či přijímačem.

Vstupní impedance LPDA R_0 se mění s frekvencí, přičemž se periodicky opakuje na násobcích τ . Rozsah impedance napájecího vedení závisí primárně na Z_0 , charakteristické impedanci anténního napáječe. Vstupní impedance je tedy primárně určena výběrem Z_0 , která je závislá na rozmístění a tvaru prvků a vzdálenosti obou částí napájecího vedení od sebe. Dále vstupní impedance antény závisí na průměrné charakteristické impedanci jednotlivých dipólů Z_{av} a na hlavní konstantě relativních rozestupů σ' . Pro výpočet se využívá aproximace [5]:

$$R_0 = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \frac{Z_0}{4\sigma'Z_{av}}}}, \quad (22)$$

kde R_0 je reálná část vstupní impedance antény LPDA, Z_0 je charakteristická impedance anténního napáječe, Z_{av} je průměrná impedance všech prvků a je dána vztahem

$$Z_{av} = 120 \left[\ln \left(\frac{l_n}{d_n} \right) - 2,25 \right], \quad (23)$$

l_n/d_n je poměr délky a průměru n -tého prvku. Výsledná hodnota Z_{av} by měla být tedy dána střední hodnotou takto vypočtených impedancí jednotlivých prvků.

Hlavní konstanta relativních rozestupů je dána vztahem

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}}. \quad (24)$$

Pokud je průměr prvků konstantní, poměr l/d roste podél celé struktury. Ideálně by měl být tento poměr konstantní. Bohužel z praktického hlediska to nelze většinou dodržet. Prakticky se většinou volí průměr prvků v několika krocích, aby byl tento poměr víceméně konstantní.

Zároveň je ovlivňován i poměr stojatých vln, který se rovněž mění periodicky s frekvencí. Ten nabývá hodnot 1,1:1 pro hodnoty σ_{opt} a stoupá až k hodnotám 1,8:1 pro $\sigma = 0,05$ [5].

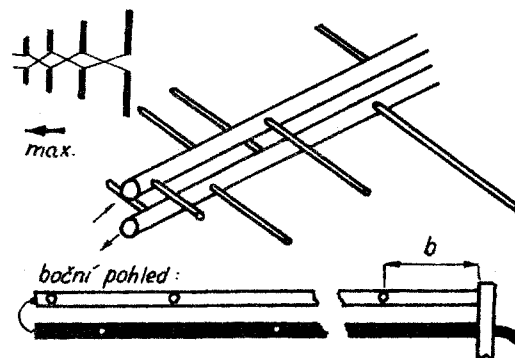
Dvou vodičové vedení rovněž vyzařuje vlnění, protože oba vodiče jsou velmi blízko sebe a proud v nich má opačnou fázi, z pohledu větší vzdálenosti se vyzařované vlnění odečte.

Jako ukončení anténního napáječe se využívá impedance Z_t , kterou je většinou úsek $\lambda_{max}/8$ nebo kratší za prvkem číslo 1, tedy nejdelším prvkem. Tento úsek je na konci zkratován. V roce 1961 napsal Dr Robert L. Carrel ve své práci, že uspokojivé výsledky pro některé případy byly dosaženy při zkratování prvku 1, tedy nejdelšího, který tak posloužil jako pasivní reflektor na nejnižších frekvencích. Tím došlo také ke zlepšení poměru dopředného ku zpětnému vyzařování na nejnižších frekvencích. Na

vyšších frekvencích není tento vliv příliš patrný, jelikož všechny nevyužité prvky za aktivní oblastí (prvky delší než nejdelší prvek v aktivní oblasti) se chovají jako parazitní reflektory [5].

Jak bylo uvedeno výše, pro napájení jednotlivých prvků je použito symetrické vedení. Ve většině případů však je vyžadováno napájení koaxiálním kabelem, vzniká tedy nutnost použít symetrikační obvod, jinak řečený balun. Tento symetrikační obvod musí mít stálé parametry v celém frekvenčním pásmu, na které je anténa navržena [8].

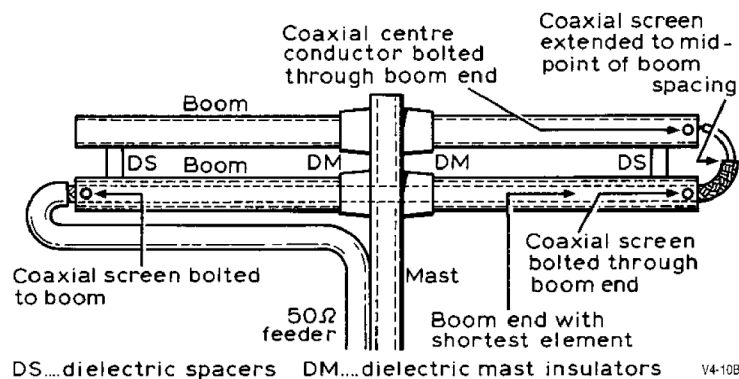
V požadovaném frekvenčním rozsahu 1-6 GHz je nejvhodnější využít takzvané frekvenčně nezávislé symetrické vedení s poměrem 1:1, která využívá rozměrů antény a toho, že se posouvá aktivní oblast, pro dosažení frekvenční nezávislosti. Typické uspořádání je naznačeno na obr. 3.5.



Obr. 3.5: Provedení symetrické 1:1 u LPDA [1]

Zkratovaný úsek „b“ má délku $\lambda_{max}/8$ a působí jako symetrikační element.

Analogický přístup je použit v literatuře [2]. Na obr. 3.6 je vidět konstrukční provedení napájecího symetrického vedení a přizpůsobení ke koaxiálnímu kabelu s impedancí 50 Ω .



Obr. 3.6: Konstrukční provedení LPDA včetně symetrické [2]

Symetrické vedení (označeno jako Boom), které napájí jednotlivé prvky, musí splňovat mechanické parametry potřebné pro stavbu antény. Musí být tedy dostatečně pevné, aby udrželo váhu jednotlivých prvků, a zároveň musí splňovat podmínku

patříčné impedance [2].

Na obr. 3.6 je naznačeno jedno z možných provedení, kdy je anténa napájena koaxiálním kabelem, který vede společně se stožárem (Mast).

Koaxiální kabel vede uvnitř jednoho z vodičů symetrického vedení, přičemž jeho stínění je propojeno s tímto vodičem na obou stranách. Střední vodič koaxiálního kabelu je poté připájen k druhému vodiči vedení.

Výsledná impedance Z_0 symetrického vedení při napájení 50Ω koaxiálním kabelem a provedením symetrizace dle obr. 3.6 je dána vztahem

$$Z_0 = 273 \log \frac{D}{d}, \quad (25)$$

kde D je vzdálenost mezi středy obou částí symetrického napájecího vedení a d je průměr použitého vodiče [2].

4 POSTUP NÁVRHU LPDA

Existuje více možností, jak se dopočítat k fyzickým rozměrům antény. Jednotlivé návrhy se liší zejména tím, které rozměry antény používají pro její popis. Návrh je rozdělen do jednotlivých bodů tak, jak by měly logicky následovat za sebou. Pro přehlednost a lepší použitelnost jsou znovu uvedeny vzorce, které již byly zmíněny v předchozích částech. Jejich číslování je tedy totožné s předchozím.

V navrženém postupu návrhu se vychází především z literatury [4,5,8,9]. Celý návrh je tedy dán kombinací těchto zdrojů.

Při návrhu LPDA je většinou zadána vstupní impedance a požadovaný zisk v zadaném frekvenčním pásmu. Zisk antény je určen pomocí dvou parametrů, σ a τ . Počet zářičů závisí zejména na parametru τ , s jeho růstem se zvětšuje i počet zářičů. Délka antény je závislá na parametru σ , se zvyšující se hodnotou roste i délka antény [4].

Je tedy zřejmé, že celý návrh je jistým kompromisem a nelze jednoznačně rozhodnout o tom, které hodnoty jsou ty „správné“, jelikož různou kombinací obou zmíněných parametrů lze dosáhnout obdobných hodnot zisku, impedance a frekvenčního pásma antény, přičemž fyzické rozměry a s nimi související náročnost konstrukce se mohou velmi lišit.

1) V prvním bodě je nutno rozhodnout o frekvenčním pásmu antény B . Frekvenční pásmo v tomto pojetí odpovídá poměru přeladitelnosti antény, jeho velikost je dána vztahem

$$B = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}, \quad (11)$$

kde f_{\min} je nejnižší frekvence pracovního pásma a f_{\max} je nejvyšší frekvence pásma.

2) V druhém bodě je zapotřebí vybrat parametry τ , σ pro požadovaný zisk antény. Hodnoty obou parametrů by se měly pohybovat v intervalech $0,8 \leq \tau \leq 0,98$ a $0,05 \leq \sigma \leq \sigma_{opt}$, přičemž hodnota σ_{opt} je určena vztahem

$$\sigma_{opt} = 0,243\tau - 0,051. \quad (14)$$

Volba je kompromisem mezi požadavkem na kvalitu přizpůsobení a délkou antény L . Hodnoty blízké přímce σ_{opt} odpovídají velmi dobrému přizpůsobení antény. Dosahovaná hodnota PSV je přibližně rovna 1,1.

Při volbě těchto hodnot se většinou využívá grafu uvedeného na obr. 3.3, kde je

naznačen dosahovaný zisk pro různé kombinace, případně tab. 3.2, 3.3, kde je uvedena šířka hlavního svazku ve stupních v závislosti na těchto parametrech.

3) Třetím bodem je určení hodnoty kotangens úhlu α . Jde o vrcholový úhel antény, často se proto označuje jako strmost nárůstu délky prvků:

$$\cot \alpha = \frac{4\sigma}{1-\tau}. \quad (26)$$

Samotnou velikost úhlu není nutné dopočítávat, jelikož není nezbytně nutná pro další výpočty. Kotangens tohoto úhlu je však dále často využívaná hodnota.

4) Dalším bodem je určení šířky aktivní oblasti, která se se změnou frekvence posouvá podél antény. Je to poměr vzdálenosti od vrcholu do místa, kde hodnota proudu v jednotlivých zářičích klesne o 10 dB. Její velikost je dána vztahem

$$B_{ar} = 1,1 + 7,7(1-\tau)^2 \cot \alpha. \quad (27)$$

5) V pátém bodě je potřeba určit šířku pásma celé antény. Náhradní šířka pásma B_s se pro zadané pásmo kmitočtů antény (f_{min} , f_{max}) vypočte na základě vztahu

$$B_s = BB_{ar}, \quad (10)$$

přičemž obě hodnoty potřebné pro výpočet již byly vypočteny v bodech 1 a 4 tohoto návrhu.

6) V šestém bodě se již vypočítávají základní rozměry antény. Jde o základní délku antény L , počet všech elementů N a délku nejdelšího elementu l_1 .

Základní délka antény L je dána vztahem

$$L = \left[\frac{1}{4} \left(1 - \frac{1}{B_s} \right) \cot \alpha \right] \lambda_{max}, \quad (28)$$

kde λ_{max} je nejdelší vlnová délka. Její velikost je dána vztahem

$$\lambda_{max} = \frac{c}{f_{min}}, \quad (29)$$

přičemž c je rychlost světla.

Pro praxi se však využívá více vztahu

$$\lambda_{max} = \frac{300}{f_{min}}, \quad (30)$$

kde f_{min} se dosazuje v MHz.

Potřebný počet zářičů je dán vztahem

$$N = 1 + \frac{\log B_s}{\log \frac{1}{\tau}} = 1 + \frac{\ln B_s}{\ln \frac{1}{\tau}} . \quad (31)$$

Vypočítaná hodnota počtu prvků obvykle není celé číslo, je proto nutno vybrat nejbližší vyšší celou hodnotu. Tím dojde ke zvětšení celkové délky L .

Délka prvního zářiče se obvykle volí $\lambda_{max}/2$, čemuž odpovídá v praxi používaný výraz

$$l_1 = \frac{150}{f_{min}} , \quad (32)$$

kde f_{min} se dosazuje v MHz.

V tuto chvíli je nutno prověřit, zda vypočtené hodnoty L , N a l_1 vyhovují pro výslednou realizaci. Pokud některé hodnoty nevyhovují, je nutno vybrat jinou kombinaci parametrů τ a σ pro požadovaný zisk antény a celý postup zopakovat (body 2 až 6).

Pokud vypočtené hodnoty L , N a l_1 vyhovují pro výslednou realizaci, je možno postoupit k dalším bodům návrhu.

7) Sedmým bodem je určení zakončovací impedance Z_t , pro vyšší frekvence (od pásma VKV) se využívá vztahu

$$Z_t = \frac{\lambda_{max}}{8} . \quad (33)$$

Tato zakončování impedance je v podstatě pouze prodloužení napájecího vedení jednotlivých prvků o vypočtenou vzdálenost a na konci propojení obou částí vedení. Její maximální velikost je dána vztahem (34), často je však na základě simulace tato hodnota menší.

8) V osmém bodě je potřeba vypočítat jednotlivé délky zbývajících prvků na základě vztahu

$$l_n = d_{n-1} , \quad (6)$$

přičemž hodnota n je dána intervalem $2 \leq n \leq N$.

9) K určení fyzických rozměrů antény zbývají jako neznámá vzdálenosti mezi jednotlivými prvky. Vzdálenost mezi prvkem 1 a 2, d_{12} , je dána vztahem

$$d_{12} = \frac{1}{2}(l_1 - l_2) \cot \alpha \quad (34)$$

(jindy je uváděn vztah $d_{12} = \sigma \lambda_{\max}$).

Zbývající vzdálenosti mezi prvky lze dopočítat pomocí vztahu

$$d_{n-1,n} = \tau d_{n-2,n-1}, \quad (7)$$

kde hodnota n je v tomto případě dána intervalem $3 \leq n \leq N$.

10) Předchozími body je dokončen návrh prvků a jejich umístění a zbývá navrhnout napájecí vedení, na které budou připojeny jednotlivé prvky.

Anténa je navrhována na zvolenou impedanci R_0 . Jde o požadovanou hodnotu impedance v místě napájení celé antény přívodním vedením. Je tedy nutno, vzhledem k této požadované hodnotě, dopočítat impedanci anténního napáječe Z_0 , tedy impedanci samotného dvou vodičového vedení, které je zatěžováno impedancí jednotlivých prvků (zářičů) Z_{av} . Impedance dvou vodičového vedení Z_0 je dána vztahem

$$Z_0 = \frac{R_0^2}{8\sigma'Z_{av}} + R_0 \sqrt{1 + \left(\frac{R_0}{8\sigma'Z_{av}} \right)^2}, \quad (35)$$

kde R_0 je zvolená impedance v místě napájení, hodnota σ' je dána vztahem

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} \quad (24)$$

a Z_{av} je impedance dipólu a měla by být pokud možno co nejméně rozdílná pro všechny prvky. Její hodnota je dána vztahem

$$Z_{av} = 120 \left[\ln \left(\frac{l_n}{d_n} \right) - 2,25 \right], \quad (23)$$

kde l_n je velikost n -tého prvku a d_n je jeho průměr. Je tedy zřejmé, že průměr jednotlivých prvků by měl být odstupňován a že výsledná Z_{av} je průměrnou hodnotou dílčích impedancí jednotlivých prvků.

11) Pro vypočtenou hodnotu impedance dvou vodičového vedení zbývá dopočítat jeho fyzické rozměry. Impedance je dána kombinací vnějšího průměru použitého vodiče a mezery mezi vodiči anténního napáječe. Jelikož jsou při konstrukci k dispozici většinou určité průměry vodičů, je praktické dopočítávat vzdálenost mezi nimi. To lze na základě vztahu

$$S = \left(\frac{d_v}{2} \right) 10^{\frac{Z_0}{276}}, \quad (36)$$

kde S je vzdálenost středů vodičů napájecího vedení, d_v je vnější průměr vodiče napájecího vedení a Z_0 je požadovaná impedance anténního napáječe.

Uvedený vztah předpokládá použití vedení s kruhovým průřezem. Pokud vychází nerealizovatelná vzdálenost středů vodičů napájecího vedení, je nutno zvolit jiný průměr a krok 11 opakovat.

V některých případech se může stát, že pro zadanou hodnotu R_0 nelze vedení realizovat. V tom případě je nutné zvolit rozdílnou hodnotu R_0 a opakovat kroky 10 a 11. Pro dosažení původní hodnoty R_0 je nutno využít transformační člen.

Tímto je návrh logaritmicko periodické dipólové antény hotov.

5 KONKRÉTNÍ NÁVRH LPDA

Na základě předchozí kapitoly jsou vypočítány fyzické rozměry LPDA. Jak již bylo uvedeno dříve, celý návrh je kompromisem. Při snaze zvýšit zisk antény nebo pokrýt příliš široké spektrum kmitočtů totiž velmi znatelně narůstá počet potřebných prvků.

Dle zadání má mít navržená anténa zisk 8 až 10 dB. Vyšší zisk je však podmíněn větším počtem prvků, konkrétně pro 10 dB a zadané pásmo 1 až 6 GHz je to 30 prvků a anténa by měla délku 62 cm. Pro případnou realizaci v planárním provedení je délka příliš velká. Pro zisk 7,3 dB a zadané frekvenční pásmo vychází 13 prvků a délka 24 cm. Anténa této délky je již vhodnější pro realizaci jak v klasickém, tak i planárním provedení. V tabulce 5.1 jsou uvedeny některé vypočítané parametry antény, které byly při návrhu využity.

f_{\min}	1000,00 MHz
f_{\max}	6000,00 MHz
B	6,00
Tau	0,80
sigma	0,14
cot alpha	2,87
Bar	1,98
Bs	11,90
N	12,10
Z_t	0,038 m
Zisk	7,3 dBi

Tab. 5.1: Zadané a vypočítané hodnoty LPDA.

V tabulce 5.2 jsou uvedeny fyzické rozměry jednotlivých zářičů, vzdálenosti mezi nimi a jejich odstupňované průměry. Označení indexů souhlasí s obr. 3.1.

n	l_n [m]	$l_n/2$ [m]	$d_{n,n+1}$ [m]	Vzdálenost od Z_t [m]	d_n [mm]
1	0,150	0,075		0,038	7,50
2	0,120	0,060	0,043	0,081	6,00
3	0,096	0,048	0,034	0,115	4,80
4	0,077	0,039	0,028	0,143	3,80
5	0,061	0,031	0,022	0,165	3,00
6	0,049	0,025	0,018	0,183	2,40
7	0,039	0,020	0,014	0,197	1,90
8	0,031	0,016	0,011	0,208	1,50
9	0,025	0,013	0,009	0,217	1,20
10	0,020	0,010	0,007	0,224	1,00
11	0,016	0,008	0,006	0,230	0,80
12	0,013	0,007	0,005	0,235	0,65
13	0,010	0,005	0,004	0,239	0,50

Tab. 5.2: Fyzické rozměry LPDA (verze 1).

Navrženým průměrům odpovídá impedance $Z_{av} = 90 \Omega$. Pro hodnotu $R_0 = 50 \Omega$ vychází impedance dvou vodičového vedení $Z_0 = 77 \Omega$. Dosazením do vztahu (26) bylo stanoveno, že pro vedení, které má vnější průměr vodičů 8 mm, je vzdálenost středů vedení 9 mm. Znamená to tedy, že mezi vodiči je mezera pouze 1 mm. Tímto je dokončen návrh fyzických rozměrů antény LPDA v provedení z vodičů s kruhovým průřezem.

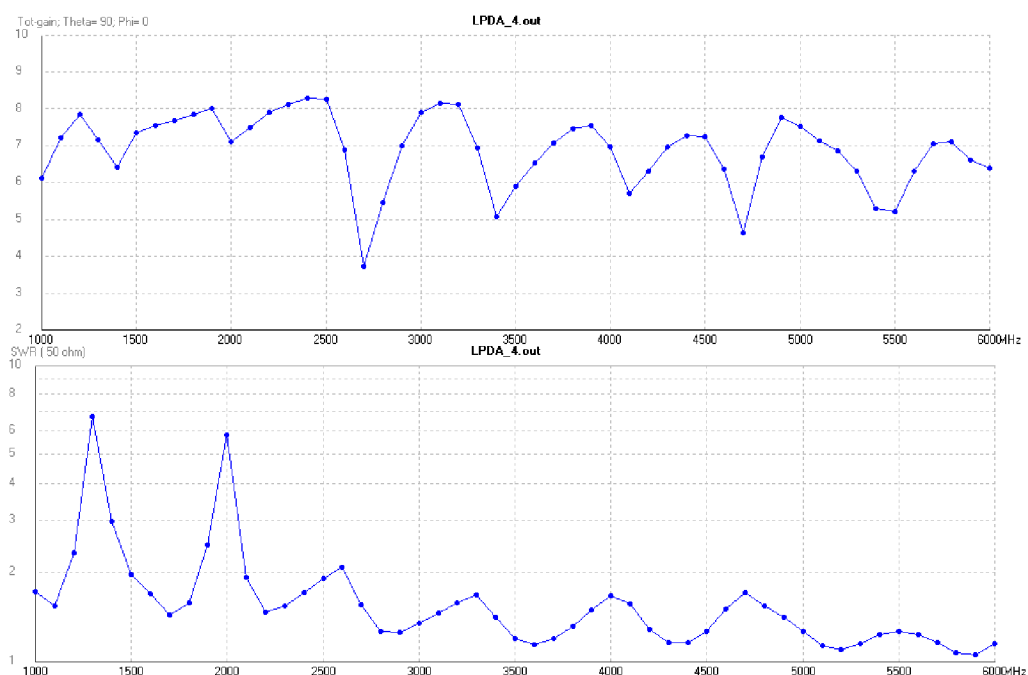
6 SIMULACE A OPTIMALIZACE NAVRŽENÉ LPDA

Dalším krokem při návrhu antény je její simulace ve vhodném programu. Mezi nejnámější programy pro simulaci parametrů antén patří zejména CST Microwave studio a Zeland IE3D. Jde o komerční programy, které mají velmi široké možnosti použití. Jako druhou skupinu jednodušších programů lze uvést různé typy NECů. Jde zejména o programy SuperNEC, EzNec a 4NEC. Poslední zmiňovaný má tu výhodu, že je volně dostupný. Většina těchto programů navíc umožňuje optimalizovat navrženou anténu. V této části práce je pro simulaci a případnou optimalizaci využit program 4NEC2, který je plnohodnotným NEC simulátorem a jako jediný je určen k volnému použití. Nevznikají tedy žádné problémy s licencí.

V programu 4NEC2 byla vytvořena struktura na základě rozměrů vypočtených v předchozí kapitole. Nevýhodou programu je, že předpokládá pro výpočet velmi tenké zářiče. Podmínka je, že jejich průměr je menší než $\lambda/100$. Nelze tedy přesně ověřit navrženou strukturu. Vzhledem k plánovanému přechodu na planární provedení však lze tento program použít k přibližnému ověření.

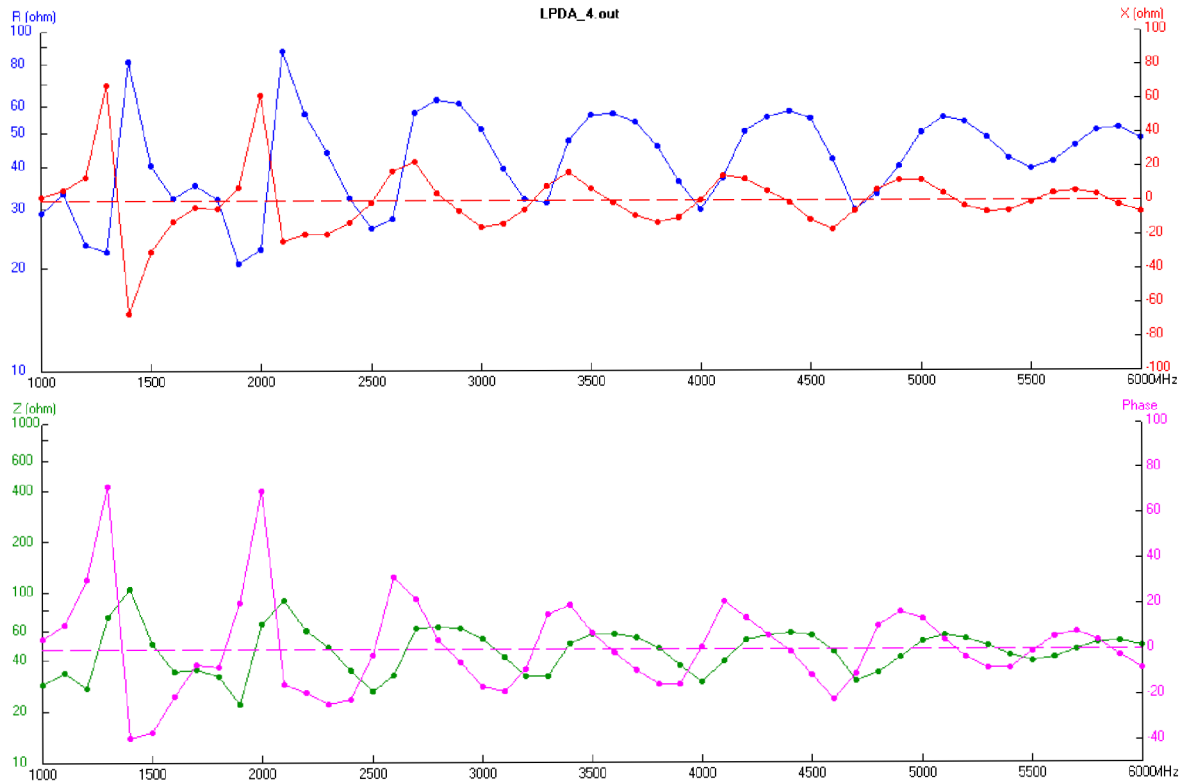
Simulací se ukázalo, že návrh z předchozí kapitoly není již na vyšších frekvencích nejvhodnější. Nejkratší zářiče ($n = 13$) jsou totiž již příliš daleko od sebe, a tím je celý vyzařovací diagram deformován. Jejich délka je pouhých 5 mm, zatímco vzdálenost mezi oběma rameny je kolem 10 mm. Jako vhodnější se tedy zdá planární provedení, kde je tento jev eliminován.

Na obr. 6.1 je uveden dosažitelný zisk a hodnoty SWR, které byly výsledkem simulace.



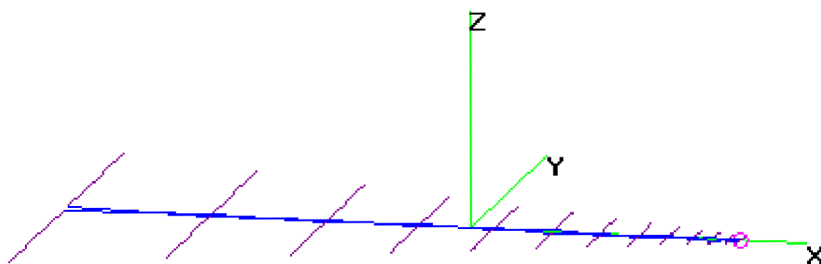
Obr. 6.1: Zisk a SWR simulované LPDA.

Velké změny hodnot SWR a zisku na jednotlivých frekvencích jsou dány zejména malým průměrem zářičů. Pokud by byl průměr jednotlivých zářičů větší, nebo by bylo použito více zářičů, byl by průběh vyrovnanější. To samé platí i pro impedanci navržené antény na obr. 6.2.

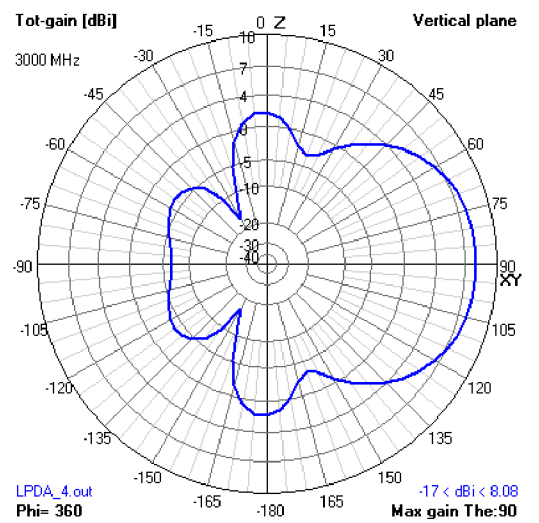
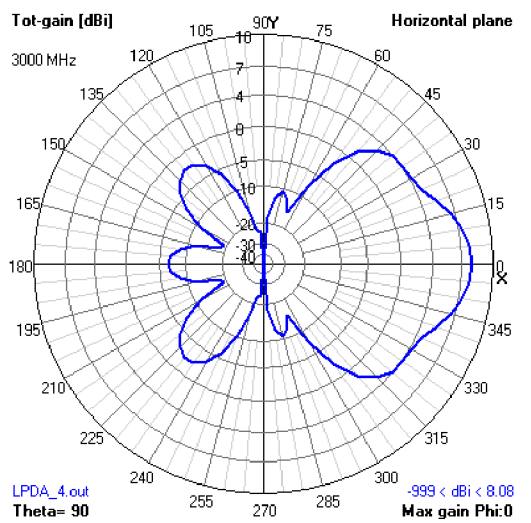
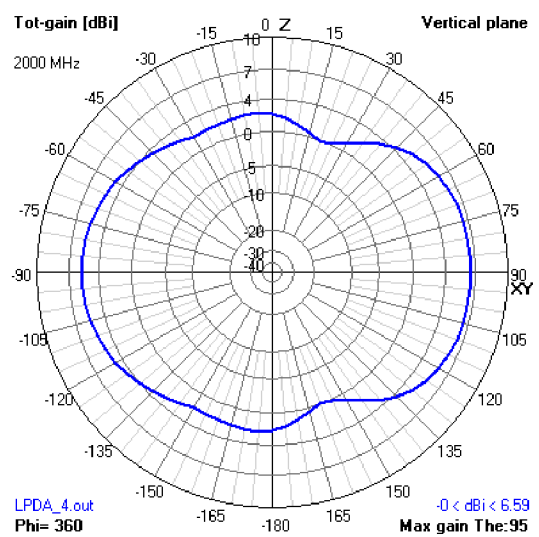
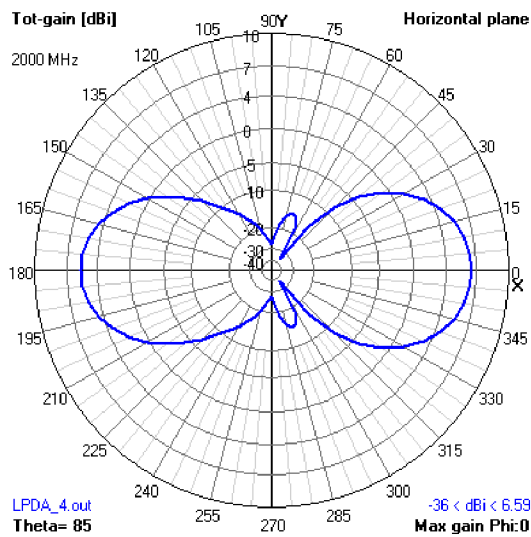
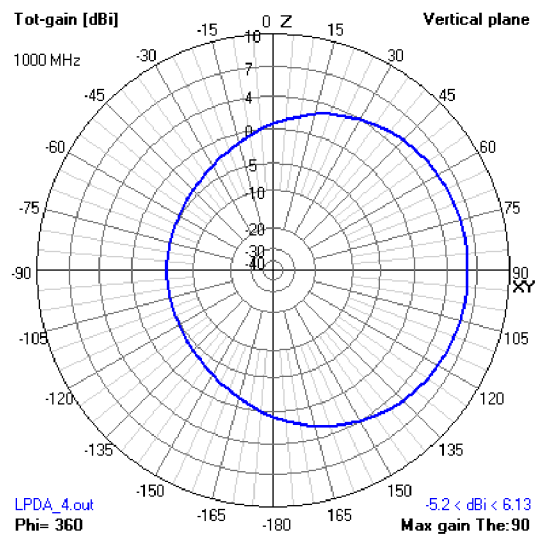
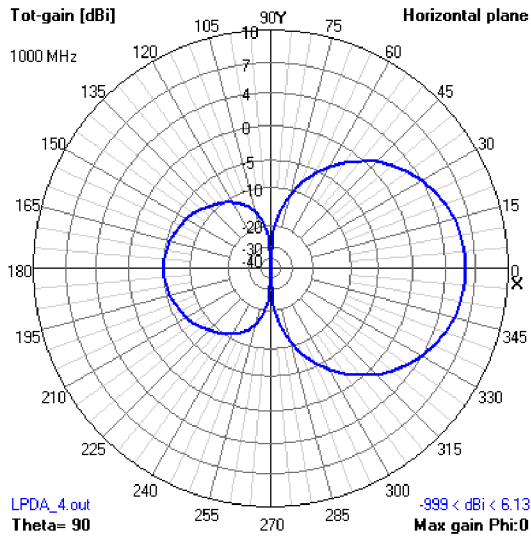


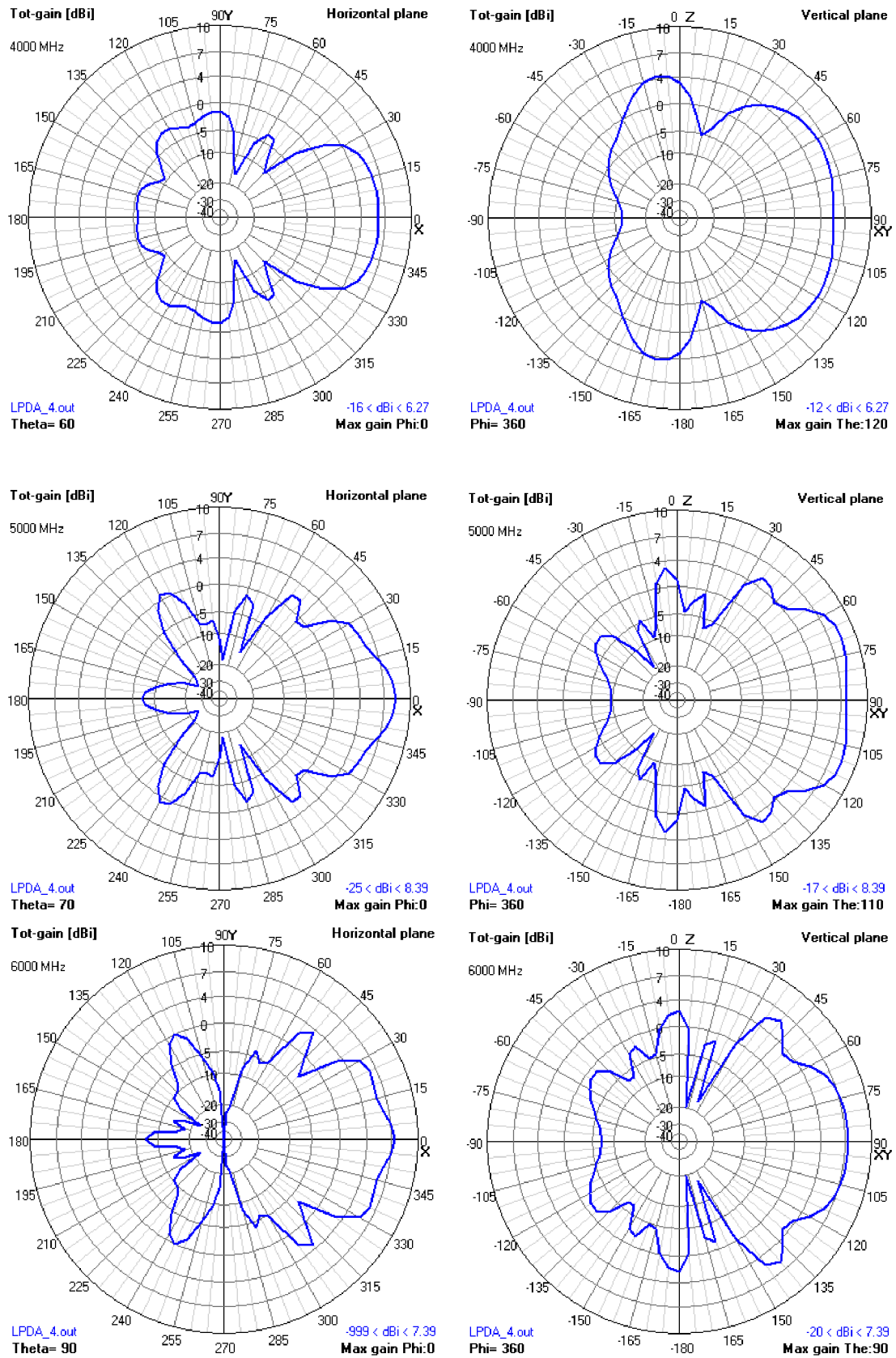
Obr. 6.2: Impedance simulované LPDA.

Dále jsou uvedeny vyzářovací charakteristiky, získané simulací návrhu v programu 4NEC2. Osy zakreslené v grafech vyzářovacích charakteristik odpovídají osám na obr. 6.3.



Obr. 6.3: Význam jednotlivých os LPDA.





Obr. 6.4: Vyzarovaci diagramy navrzené LPDA.

Z grafů i vyzařovacích charakteristik je patrné, že navržená anténa má zisk kolem 7 dBi a její impedance se pohybuje kolem 50 Ω . Výkyvy v grafech jsou dány tím, že v simulaci jsou uvažovány prvky malého průměru. V případě simulace s navrženými průměry by se charakteristiky více vyrovnaly. K simulaci s přesnými rozměry by však musel být použit jiný program (např. IE3D) a vzhledem k plánovanému přechodu na planární provedení lze považovat výsledky z programu 4NEC2 za postačující.

7 PLANÁRNÍ PROVEDENÍ LPDA

V případě klasické konstrukce LPDA, která byla popsána výše, je anténa tvořena jednotlivými dipóly, které jsou připojeny k symetrickému vedení. Tento princip lze jednoduše převést do planárního provedení. V tomto případě bude symetrické vedení, které tvořily dva paralelní kruhové vodiče nahrazeno symetrickým planárním vedením (balanced stripline).

K tomuto vedení budou připojeny jednotlivé zářiče, které budou mít tvar pásků(planární dipóly). Jelikož celá anténa bude napájena pomocí koaxiálního kabelu, je nutno dále zahrnout i přechod z nesymetrického vedení na symetrické.

Při návrhu planárního provedení LPDA je zvažován substrát ARLON 25N, jehož parametry jsou $\epsilon_r = 3,28$; $h = 0,7878 \text{ mm}$; $tg \delta = 0,0025$.

7.1 Nesymetrické planární vedení (microstrip line)

Toto vedení je složeno ze zemní plochy a signálového vodiče, které jsou odděleny substrátem s relativní permitivitou ϵ_r . Jde tedy o příčně nehomogenní vedení, neboť obsahuje ve svém průřezu dvě různá prostředí (vzduch a substrát). Díky těmto vlastnostem je analýza vedení značně komplikovaná (šíření hybridní vlny HEM), proto se při analýze využívá zjednodušení (uvažuje se šíření vlny TEM). Pro určení parametrů vedení jsou využity Wheelerovy vztahy. Jsou vždy uváděny dva vztahy pro různý poměr šířky pásku w a výšky substrátu h . Pro poměr $w/h \geq 1$ platí vztah (37) a pro $w/h \leq 1$ platí vztah (38) [12].

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{w}{h} + \frac{2}{h} \cdot \ln \left[17,08 \cdot \left(\frac{w}{2h} + 0,85 \right) \right] - \frac{\epsilon_r - 1}{3,7 \cdot \epsilon_r} \cdot \ln \left[6,28 \cdot \left(\frac{w}{2h} + 0,85 \right) \right] \right]^{-1}, \quad (27)$$

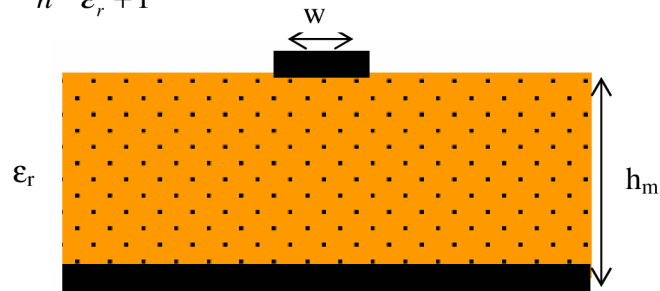
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{2}}} \cdot \left[\ln \left(\frac{8w}{h} + \frac{w}{4h} \right) - \frac{0,9}{\pi} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right]. \quad (38)$$

V praxi se často využívají odvozené vztahy, neboť se většinou určují rozměry vedení při známé impedanci. Opět platí pro $w/h \geq 1$ vztah (39) a pro $w/h \leq 1$ vztah (40)

$$\frac{w}{h} = \frac{120 \cdot \pi}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_r - 1}{3,7 \cdot \epsilon_r} \right) \cdot \ln \left(\frac{120 \cdot \pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right), \quad (39)$$

$$\frac{h}{w} = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{e^H}{2} - e^{-H} \right), \quad (40)$$

$$\text{kde } H = \sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{Z_0}{60} + \frac{0,9}{h} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}}. \quad (41)$$



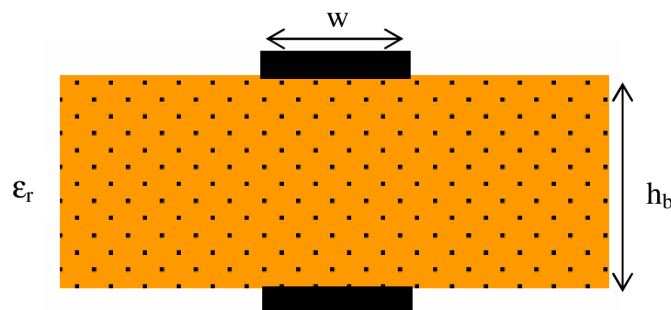
Obr. 7.1: Microstrip line [12].

Šířka zemní plochy by měla být alespoň třikrát větší než je šířka signálového vodiče w .

7.2 Symetrické planární vedení (balanced stripline)

Symetrické planární vedení se skládá ze dvou vodičů, které jsou stejně široké (w), oddělené substrátem s výškou h_b . Při výpočtu parametrů vedení lze použít vztahy platné pro nesymetrické vedení, ale je potřeba uvažovat poloviční výšku substrátu [12].

$$Z_b(w, h_b, \epsilon_r) = 2Z_m(w, h_m = h_b/2, \epsilon_r) \quad (42)$$



Obr. 7.2: Balanced stripline [12].

Z výše uvedeného tedy plyne, že pro stejnou šířku pásku bude mít jinou impedanci symetrické a nesymetrické vedení. Například pro substrát ARLON25N se šířkou pásku 1,86 mm bude mít nesymetrické vedení impedanci 50Ω , zatímco symetrické vedení bude mít impedanci $63,5 \Omega$.

7.3 Microstrip-to-balanced stripline balun

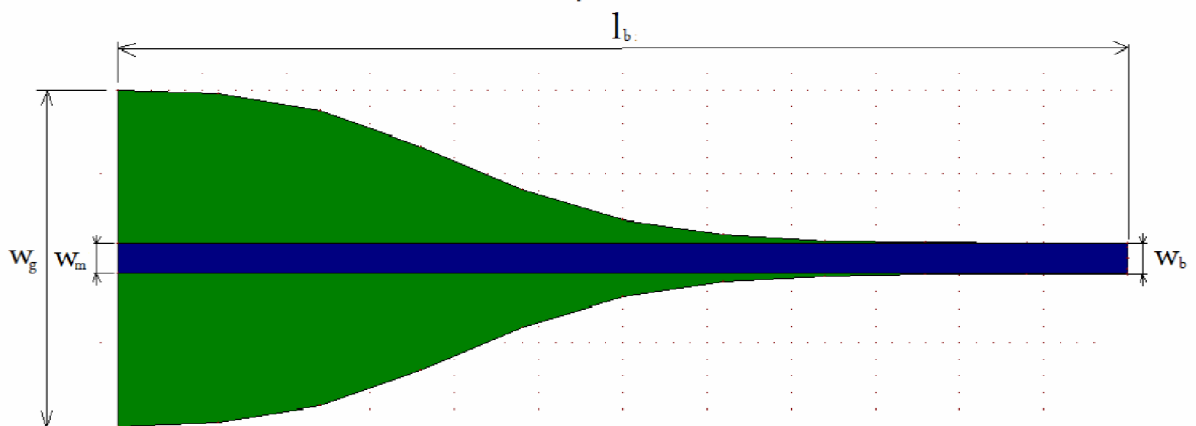
Tento balun je založen na přechodu mezi nesymetrickým a symetrickým planárním vedením. Mezi oběma typy vedení je přechodová část. Tato část určuje parametry balunu [12].

7.4 Návrh balunu

Jak již bylo zmíněno výše, tento typ balunu je tvořen nesymetrickým vedením, které v přechodové části přechází na vedení symetrické, což je v praxi realizováno tak, že zemní plocha nesymetrického vedení se směrem k symetrické straně postupně zužuje až vytvoří s horním vodičem symetrické vedení.

Šířka pásma balunu je dána délkou přechodové části a tvarem spodního vodiče. Jak bylo zmíněno v kapitole o nesymetrickém planárním vedení, šířka zemní plochy musí být alespoň trojnásobná oproti šířce horního vodiče. Je však vhodné zvolit větší šířku, například dle šířky konektoru.

Velmi často používaný je binomický průběh přechodové části. Jedinou křivkou lze totiž získat celou přechodovou část i mikropáskové vedení. Nevýhodou je však závislost tvaru na počtu bodů, kterými je křivka přechodové části definována.



Obr. 7.3: Microstrip-to-balanced stripline balun s binomickým přechodem [3].

Při samotném návrhu tohoto balunu se vychází ze vztahů uvedených v kapitole 7.1. Tvar přechodové části je popsán vztahy

$$w_{n+1} = w_n \cdot \exp\left(2^{-N} \cdot \log\left(\frac{w_g}{w_b}\right) \cdot c(n, N)\right), \quad (43)$$

kde $C(n, N)$ je binomický koeficient, pro který platí

$$C(n, N) = \frac{N!}{(N-n)! \cdot n!}. \quad (44)$$

Ve vztahu (43) je první hodnota $w_1 = w_m$.

V práci [12] byl na základě těchto vztahů realizován a proměřen balun v pásmu 1-10 GHz. Tento balun má zcela vyhovující parametry i pro aplikaci v tomto případě, proto je využito stejného návrhu. Parametry realizovaného balunu jsou uvedeny v následující tabulce.

Substrát Arlon 25N	$\epsilon_r=3,28$; $h=0,7878\text{mm}$; $\text{tg}\delta=0,0025$
Impedance nesymetrické strany	$Z_m=50\Omega$
Impedance symetrické strany	$Z_b=63\Omega$
Vlnová délka na vedení pro $f=3\text{GHz}$	$\lambda_g=60\text{mm}$
Šířka horního pásku	$w_{m,b}=1,86\text{mm}$
Šířka zemní plochy	$w_g=20\text{mm}$
Délka	$l_b=60\text{mm}$
Počet bodů na délku	10

Tab. 7.1: Parametry Microstrip-to-balanced stripline balunu.

Podrobně uvedené parametry dosažené při simulaci i následné realizaci jsou uvedeny v [12]. V celém pásmu 1-6 GHz dosahuje balun velmi dobrých S parametrů, S_{11} je pod úrovní -15 dB a S_{21} se pohybuje do úrovně -2 dB.

8 NÁVRH PLANÁRNÍHO PROVEDENÍ LPDA

Jak již bylo zmíněno výše, LPDA v planárním provedení je tvořena symetrickým planárním vedením, ke kterému se střídavě připojují jednotlivé části mikropáskových dipólů. Anténa bude s přijímačem propojena koaxiálním kabelem s impedancí 50Ω . Jelikož koaxiální kabel je nesymetrické vedení, bude připojen k microstrip-to-balanced stripline balunu, který způsobí změnu impedance z 50Ω na 63Ω . Samotná anténa je tedy navržena tak, aby měla na vstupu impedanci $R_0 = 63 \Omega$.

Vzhledem k tomu, že každá půlka mikropáskového dipólu je na jiné straně substrátu a obě části jsou odděleny mezerou pro napájecí vedení, nelze napsat jednoduchý vztah pro jeho impedanci v rezonanci. Pro zjištění impedance jednotlivých mikropáskových dipólů bylo využito postupu uvedeného v [11] a programu Ansoft Designer SV, dále bylo pro stejný účel využito programu IE3D. Průměrná impedance navržených mikropáskových dipólů $Z_{av} = 70 \Omega$.

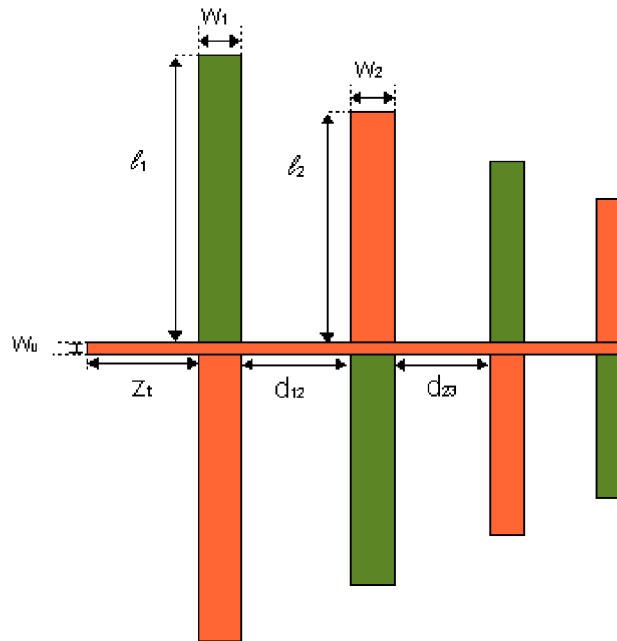
Na základě těchto hodnot a vztahu (35) je určena impedance symetrického vedení $Z_0 = 110 \Omega$. Pro tuto impedanci jsou vypočteny rozměry symetrického vedení. Bylo při tom využito vztahů (42) a (39), jejichž výsledky jsou ověřeny v programu AppCad. Na substrátu Arlon 25N má patřičnou impedanci vedení se šířkou $w_v = 0,89 \text{ mm}$.

Další proměnnou, kterou bylo potřeba zohlednit, je rozestup mezi jednotlivými planárními dipóly. Vlnová délka v substrátu je totiž kratší než ve vzduchu. Nejvíce je tento vliv patrný u již navrženého balunu, kde vlnové délce 10 cm ve vzduchu odpovídá vlnová délka 6 cm v substrátu. Tato závislost je popsána vztahem (45), kde d_v je délka vedení na substrátu a d_0 je délka vedení odděleného vzduchem.

$$d_v = \frac{d_0}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (45)$$

V případě antény je však tento vliv eliminován tím, že většina vyzářené energie se pohybuje mimo substrát a musí docházet k soufázovému sčítání příspěvků od jednotlivých dipólů. Následnou simulací a porovnáním výsledků se potvrdilo, že lepších výsledků lze dosáhnout při téměř nulovém zkrácení.

Na obr. 8.1 je uveden schematický náčrt provedení planární LPDA s významem jednotlivých proměnných, které popisují fyzické rozměry.



Obr. 8.1: Význam proměnných při popisu planární LPDA.

Napájení celé antény je v místě nejkratších dipólů. Přesněji v tomto místě bude připojen microstrip-to-balanced stripline balun s binomickým přechodem, který byl popsán již dříve.

Oranžově zvýrazněná část antény je na horní části substrátu, zelená část je na jeho spodní straně. Obě části jsou symetrické podél osy, která prochází středem symetrického vedení. Jelikož se v místě symetrického vedení obě části překrývají, není vidět jeho druhá část.

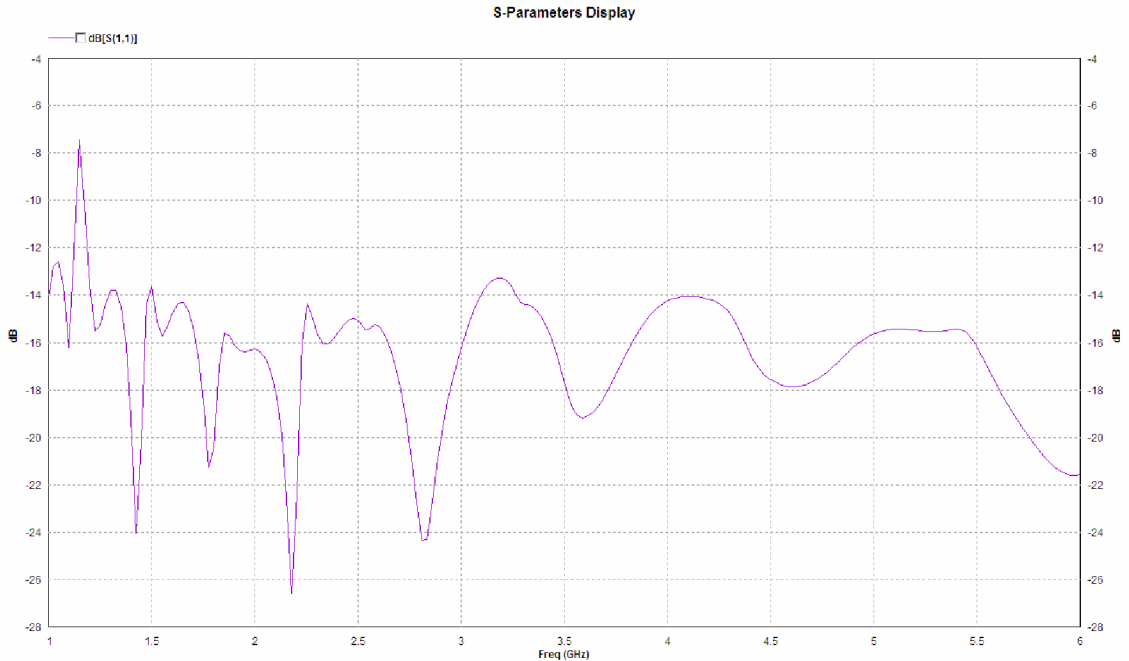
V tabulce 8.1 jsou uvedeny vypočtené fyzické rozměry antény.

n	$2 \cdot l_n$ [mm]	l_n [mm]	w_n [mm]	$d_{n,n+1}$ [mm]
1	150,0	75,0	7,5	
2	120,0	60,0	7,2	35,5
3	96,0	48,0	6,5	27,2
4	76,8	38,4	5,7	21,1
5	61,4	30,7	5,6	17,3
6	49,2	24,6	4,7	12,0
7	39,4	19,7	4,4	8,5
8	31,4	15,7	3,3	7,0
9	25,2	12,6	2,7	6,0
10	20,2	10,1	2,6	4,6
11	16,2	8,1	2,5	3,1
12	12,8	6,4	2,0	2,1
13	10,4	5,2	1,0	1,7

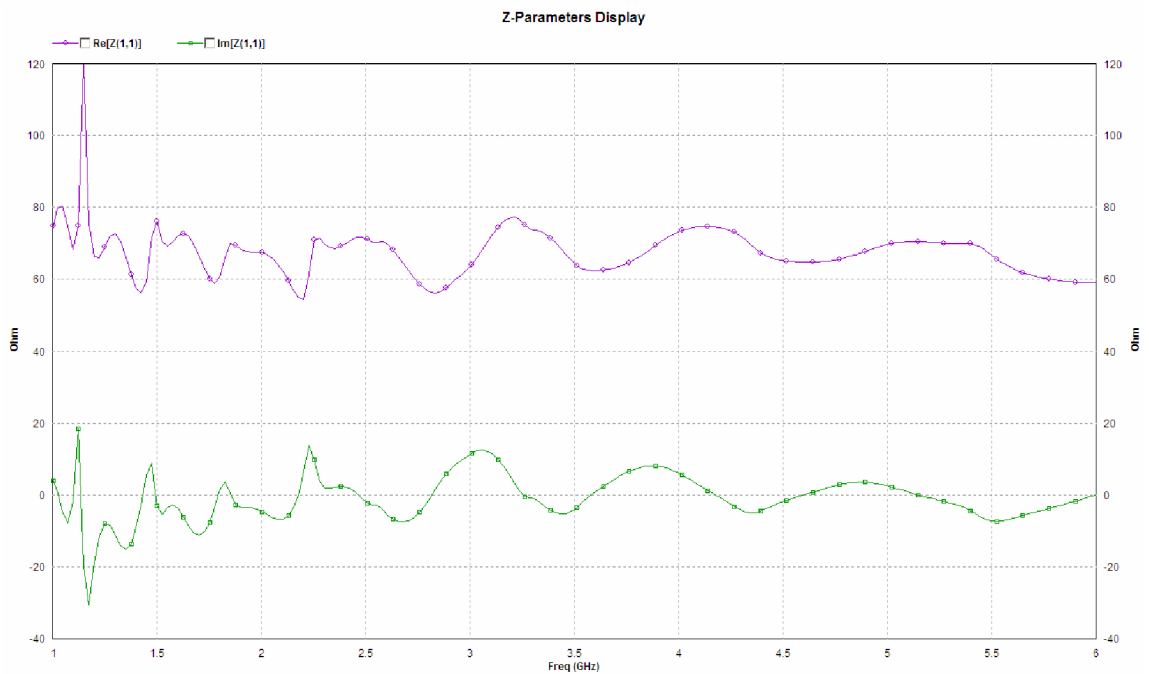
Tab. 8.1: Tabulka fyzických rozměrů navržené planární LPDA

Šířka symetrického vedení $w_v = 1 \text{ mm}$ a délka $Z_t = 36,5 \text{ mm}$, celková délka antény bez symetrizace je tedy $237,9 \text{ mm}$.

Tento návrh byl odsimulován v programu IE3D firmy Zeland. Výsledkem simulace jsou grafy, znázorňující průběh $S_{11}[dB]$ a $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci. Port při simulaci byl v místě plánovaného připojení symetrizace.



Obr. 8.2: Průběh $S_{11}[dB]$ v závislosti na frekvenci.

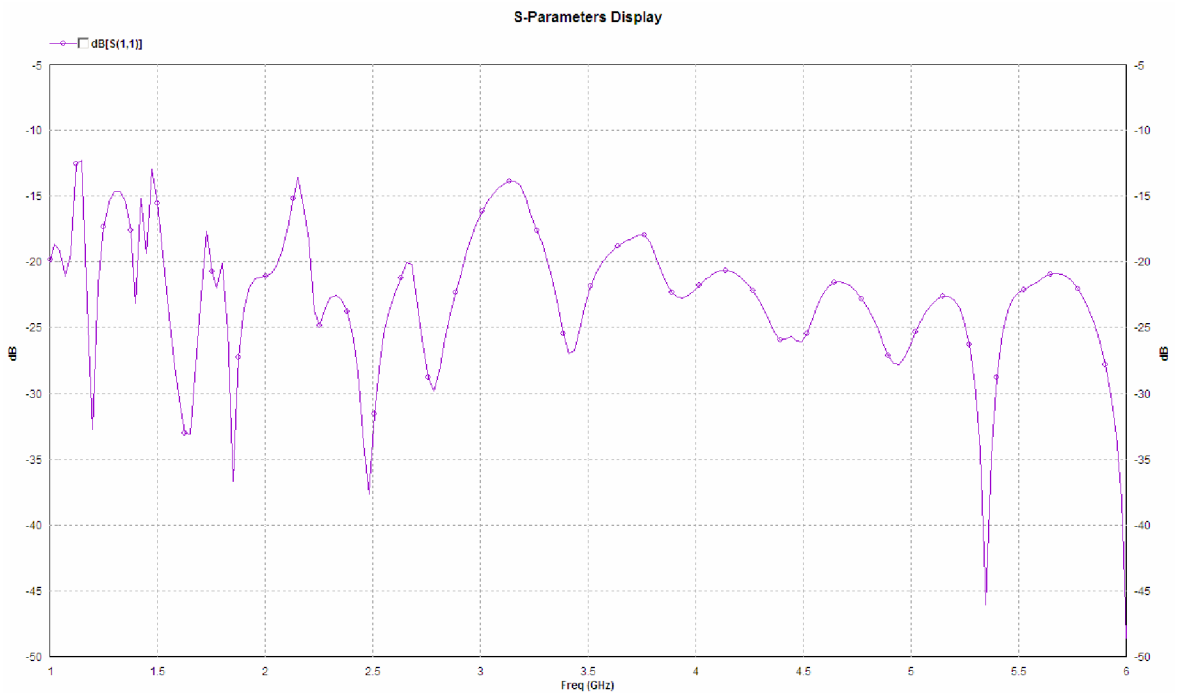


Obr. 8.3: Průběh $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci.

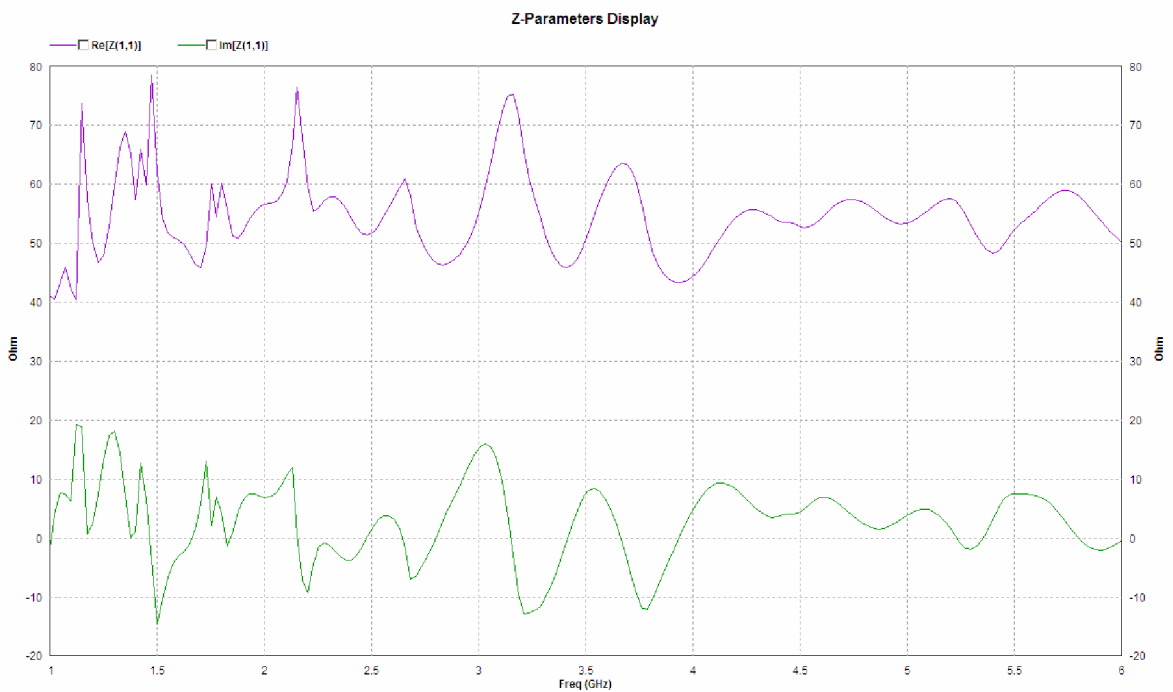
Z průběhu grafů je patrné, že anténa má uspokojivé výsledky, až na frekvenci

1,15 GHz. Dále je patrné, že reálná část impedance se pohybuje kolem hodnoty 63Ω . Dalším krokem tedy bylo připojení symetrizace k anténě a pomocí optimalizace obsažené v programu IE3D se pokusit odstranit výrazný zářít na frekvenci 1,15 GHz.

Výsledky po provedení těchto kroků jsou v grafech na obr. 8.4 a 8.5.



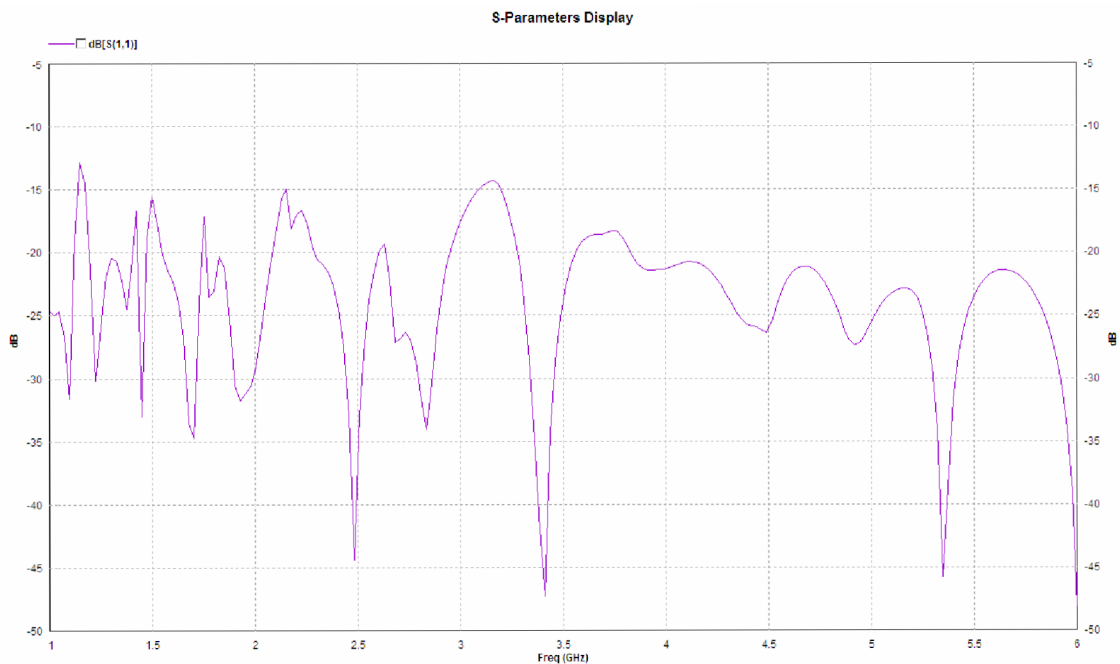
Obr. 8.4: Průběh $S_{11}[dB]$ v závislosti na frekvenci (1. optimalizace).



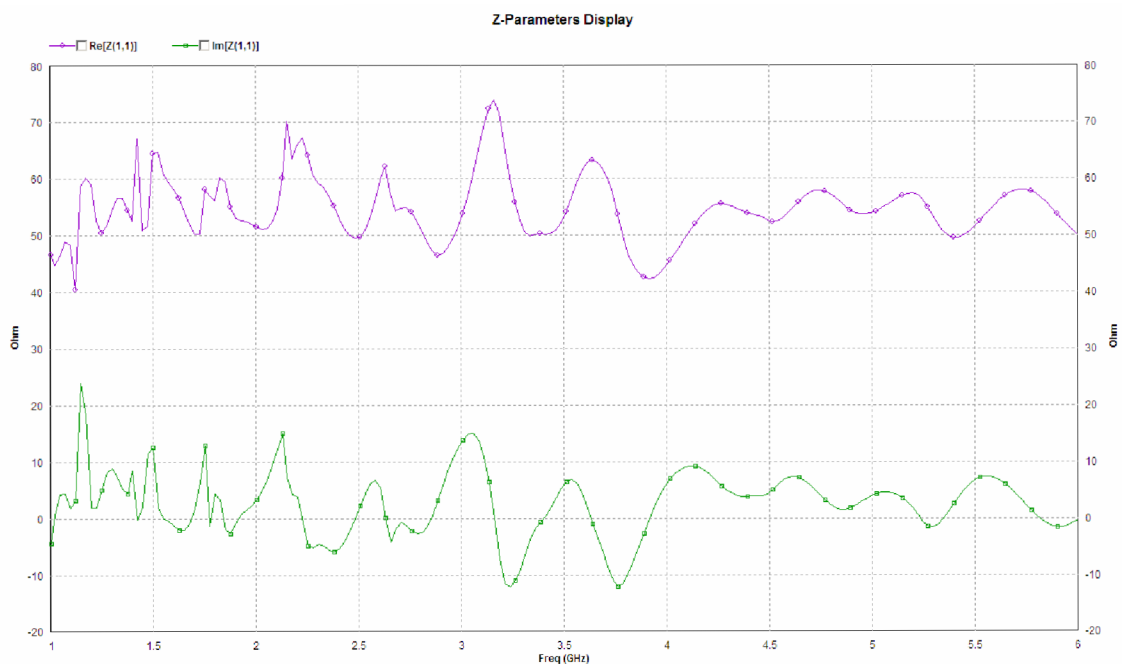
Obr. 8.5: Průběh $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci (1. optimalizace).

Z grafů na obr. 8.4 a 8.5 je patrné, že reálná část impedance se již více blíží hodnotě

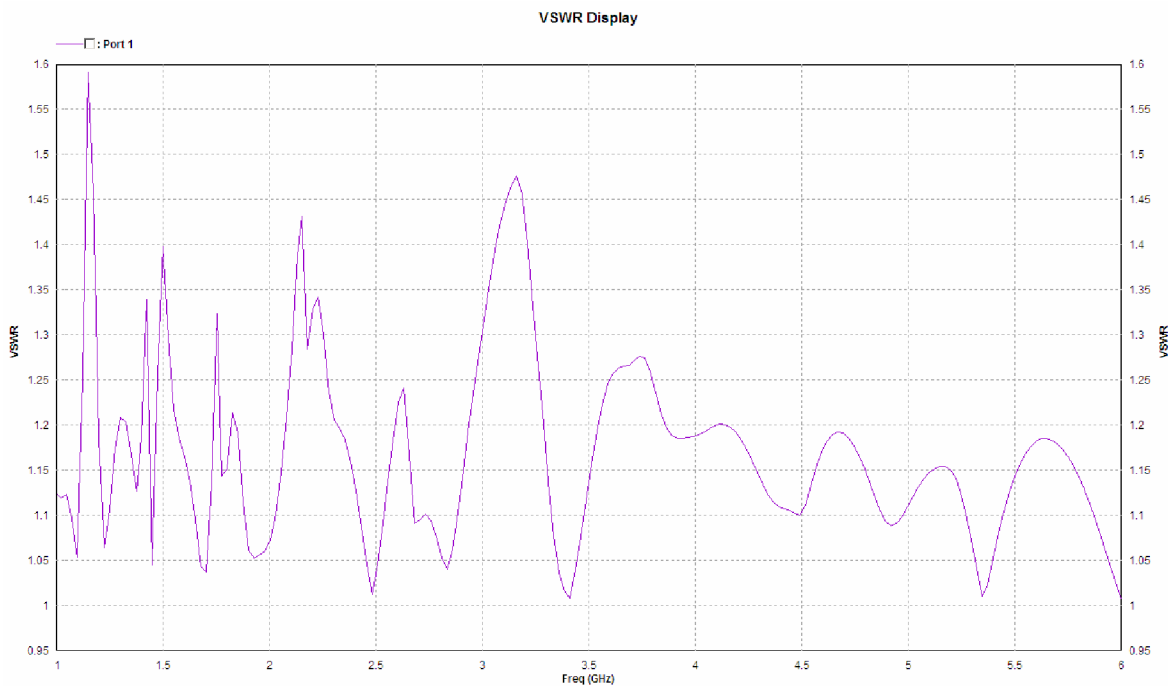
50 Ω a že se optimalizací podařilo odstranit výraznou změnu impedance na kmitočtu 1,15 GHz. Posledním krokem při návrhu byla optimalizace celé antény, za účelem vyrovnání průběhu impedance. Šlo o optimalizaci pomocí genetických algoritmů, obsaženou v programu IE3D. Optimalizací došlo k dalšímu vylepšení průběhu impedance antény a s tím souvisejícím zlepšením ostatních parametrů (S11, PSW a hodnot zisku). Výsledné průběhy jsou uvedeny v následujících grafech.



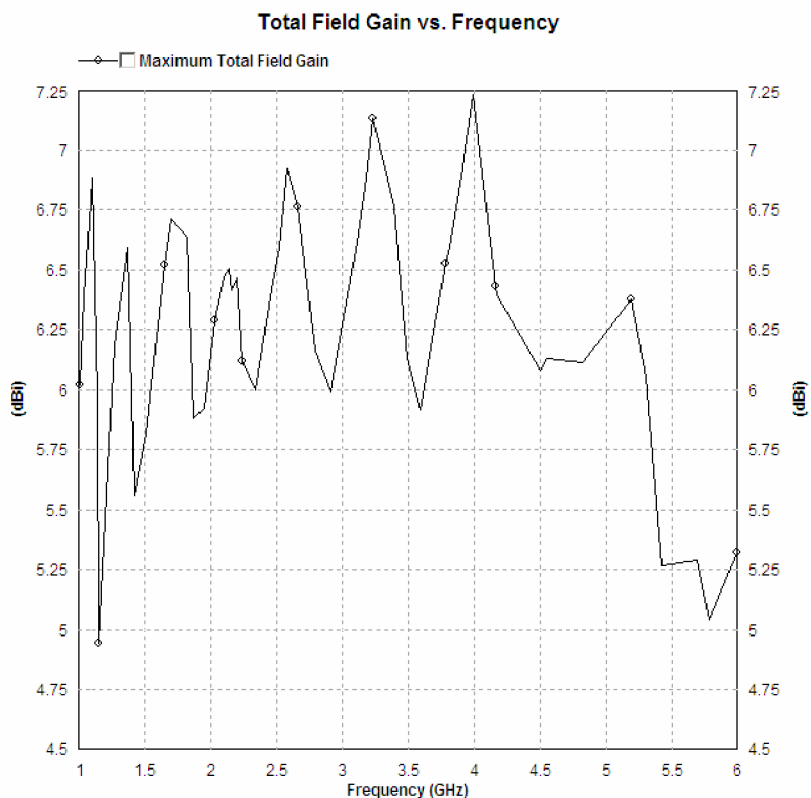
Obr. 8.6: Průběh $S_{11}[dB]$ v závislosti na frekvenci (2. optimalizace).



Obr. 8.7: Průběh $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci (2. optimalizace).



Obr. 8.8: Průběh SWR[-] v závislosti na frekvenci (2. optimalizace).



Obr. 8.9: Průběh zisku [dBi] v závislosti na frekvenci (2. optimalizace).

Z grafů je patrné další zlepšení průběhu impedance, která se pohybuje převážně mezi 50Ω a 60Ω . Rovněž hodnoty S_{11} se pohybují na většině frekvencí pod úrovní

-15 dB, čemuž odpovídají i hodnoty SWR do 1,5. Hodnoty maximálního zisku se pohybují v rozmezí 5-7 dBi, což jsou vzhledem k počtu prvků očekávané hodnoty.

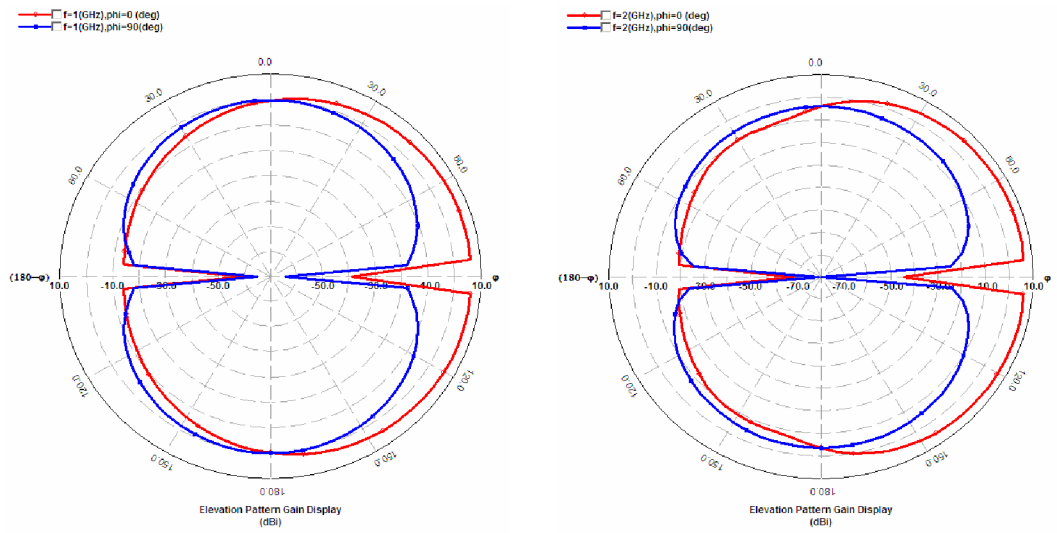
Výsledné fyzické rozměry antény po optimalizaci jsou uvedeny v tabulce 8.2.

n	$2 \cdot l_n$ [mm]	l_n [mm]	w_n [mm]	$d_{n,n+1}$ [mm]
1	150,0	75,0	10,5	
2	120,0	60,0	7,5	32,5
3	96,0	48,0	5,6	26,9
4	76,8	38,4	6,7	22,0
5	61,4	30,7	6,2	15,3
6	49,2	24,6	4,7	11,4
7	39,4	19,7	4,4	9,4
8	31,4	15,7	3,3	6,9
9	25,2	12,6	2,6	5,7
10	20,2	10,1	2,7	4,6
11	16,2	8,1	2,5	3,1
12	12,8	6,4	2,0	2,1
13	10,4	5,2	1,0	1,7

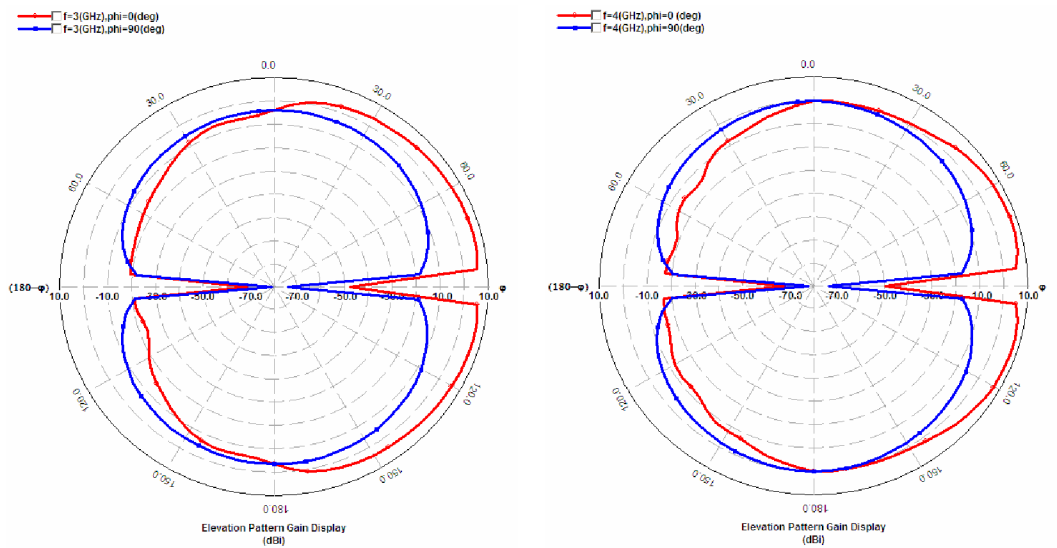
Tab. 8.2: Tabulka fyzických rozměrů optimalizované planární LPDA.

Šířka symetrického vedení $w_v = 1\text{mm}$ a délka $Z_t = 32,5\text{mm}$, celková délka antény bez symetrizace je tedy 234,5 mm. V místě nejkratších prvků je dále připojena část symetrizace, délka celé antény včetně symetrizace je tedy 294,5 mm.

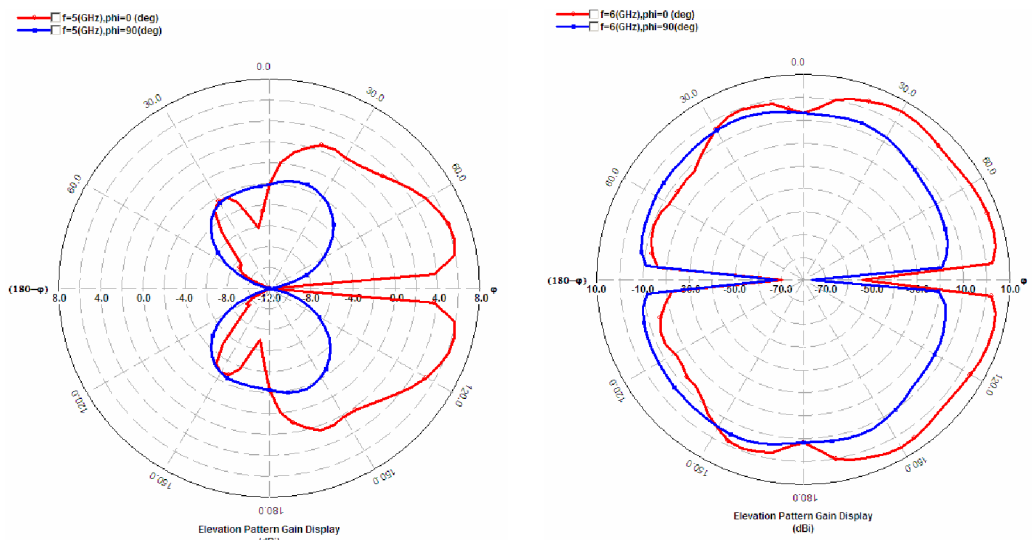
Porovnáním tabulek 8.1 a 8.2 lze zjistit, že navržené úpravy jsou zejména rozšíření jednotlivých prvků a mírné zmenšení rozstupů mezi jednotlivými prvky. Dále jsou uvedeny odsimulované vyzářovací charakteristiky pro optimalizovanou LPDA.



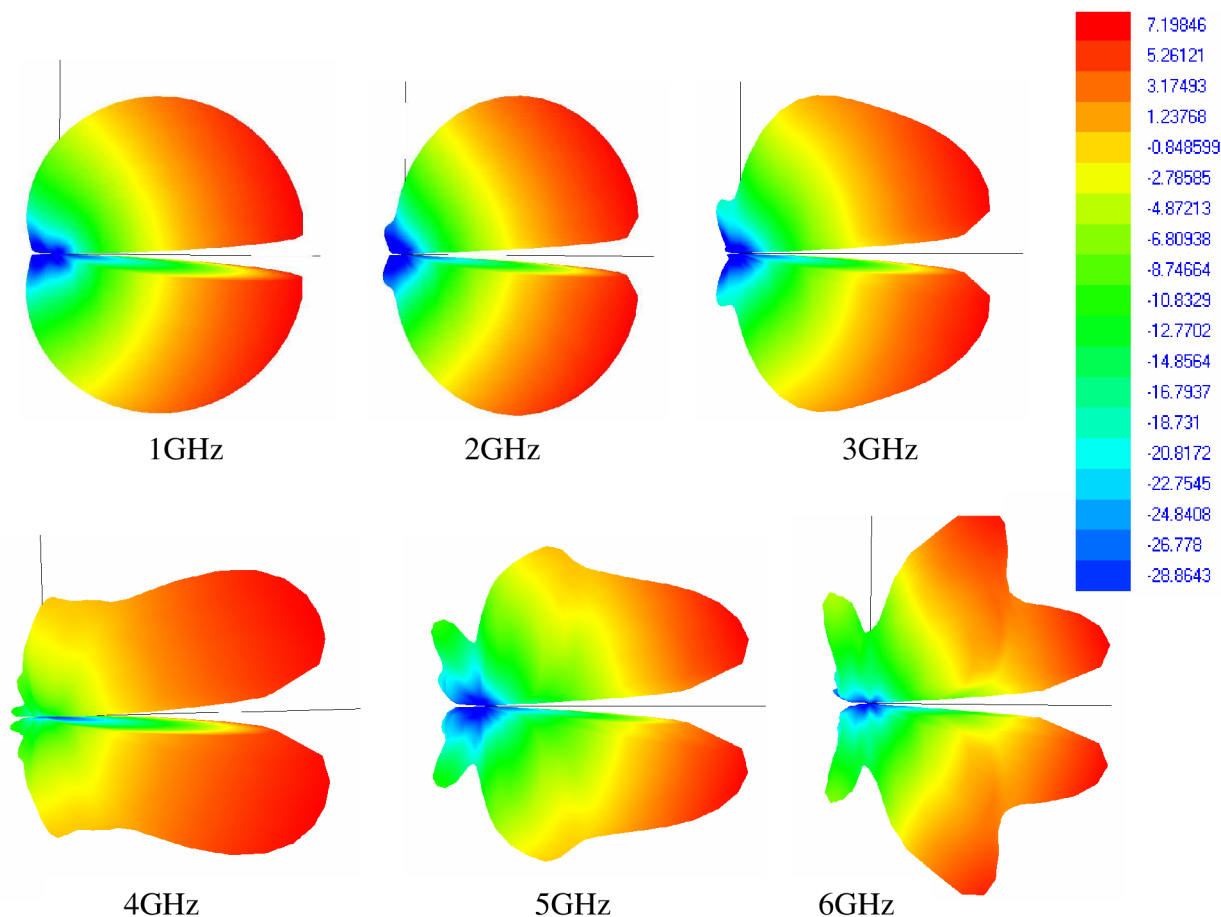
Obr. 8.10: Vyzářovací charakteristiky planární LPDA na $f = 1$ GHz (vlevo) a $f = 2$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva).



Obr. 8.11: Vyzářovací charakteristiky planární LPDA na $f = 3$ GHz (vlevo) a $f = 4$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva).



Obr. 8.12: Vyzářovací charakteristiky planární LPDA na $f = 5$ GHz (vlevo) a $f = 6$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva).



Obr. 8.13: 3D vyzařovací charakteristiky planární LPDA (verze 1).

Ostré minimum ve vyzařovacích charakteristikách je dáno tím, že při simulaci nebyla omezena rovina substrátu. Je tedy uvažována jako nekonečně rozlehlá. Ve skutečnosti bude omezena a změřené charakteristiky nebudou toto ostré minimum vykazovat.

Vzhledem k tomu, že se simulací potvrdily parametry navržené antény, byla dalším krokem její výroba. Podklady pro výrobu byly získány exportem do formátu GERBER, jehož výstupem byla horní a spodní strana návrhu (obě strany metalických spojů na substrátu, každá ve vlastním souboru). Pro zobrazení a tisk této předlohy byl použit freeware program GerbMagic, který navíc umožňuje různé otočení a inverzi barev. Výstupem tohoto programu byly přímo soubory pdf pro výrobu v dílně UREL.

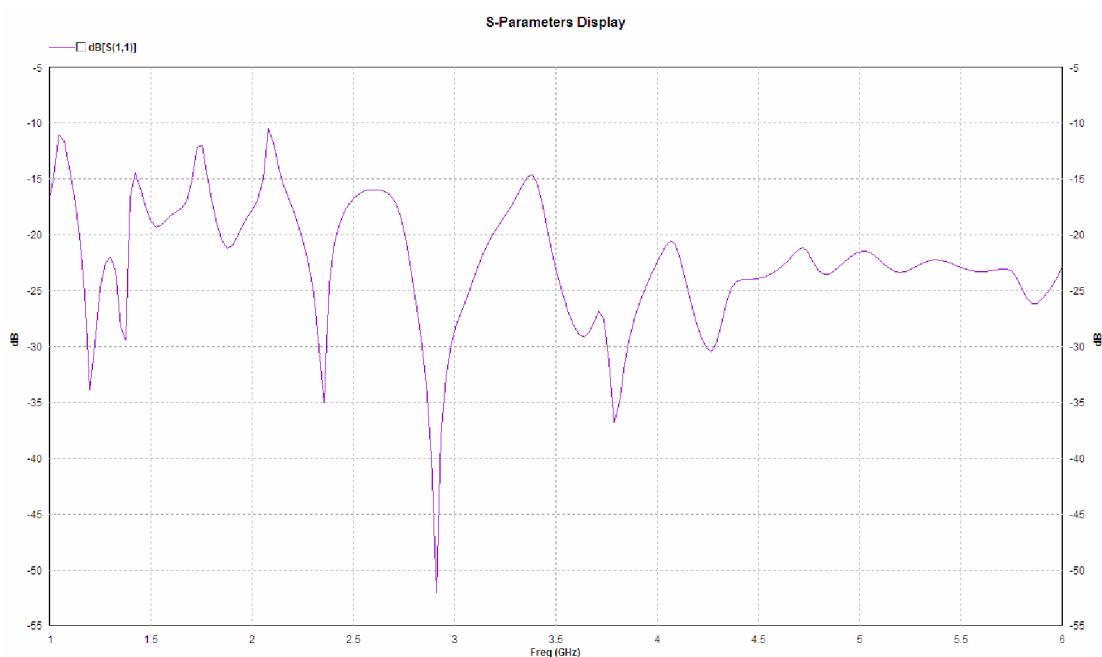
9 2. PROVEDENÍ PLANÁRNÍ LPDA

Nevýhodou předchozího návrhu je umístění konektoru a tím pádem i přívodního koaxiálního kabelu před anténou, tedy ve směru jejího vyzařování či příjmu. Jednou z možností, jak umístit konektor na opačnou stranu antény, je vyzkoušet kombinaci planárního návrhu a klasického provedení symetrizace s koaxiálním kabelem. Proto byla dále navržena anténa s impedancí 50Ω v planárním provedení. Dále je uvedena tabulka s navrženými rozměry.

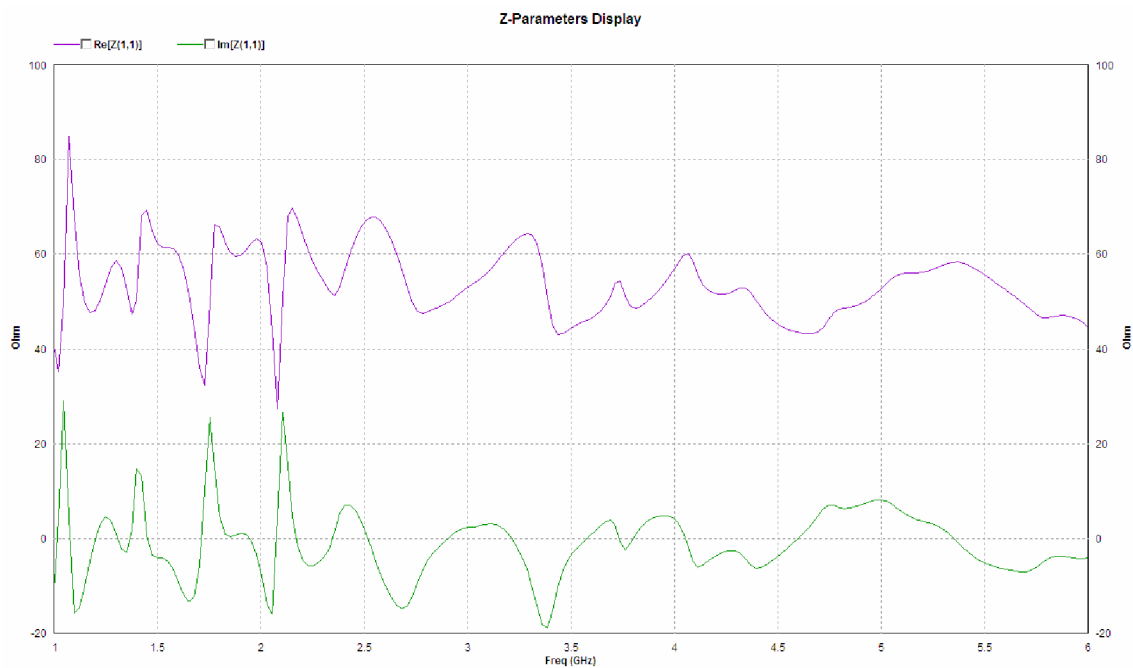
n	$2 \cdot l_n$ [mm]	l_n [mm]	w_n [mm]	$d_{n,n+1}$ [mm]
1	150,0	75,0	10,8	
2	120,0	60,0	9,4	42,0
3	96,0	48,0	8,6	25,2
4	76,8	38,4	7,3	20,3
5	61,4	30,7	6,3	15,8
6	49,2	24,6	5,1	11,6
7	39,4	19,7	4,4	8,9
8	31,4	15,7	3,6	7,4
9	25,2	12,6	2,5	6,2
10	20,2	10,1	1,8	4,7
11	16,2	8,1	1,6	4,0
12	12,8	6,4	1,6	3,0
13	10,4	5,2	1,0	2,1

Tab. 9.1: Popis fyzických rozměrů antény (2. provedení).

Pro dosažení změny impedance antény bylo potřeba především upravit šířku symetrického vedení na hodnotu 1,8 mm. Délka úseku $Z_t = 39\text{mm}$, celková délka antény je tedy 249,4 mm. Dále jsou uvedeny odsimulované hodnoty S-parametrů a impedance.

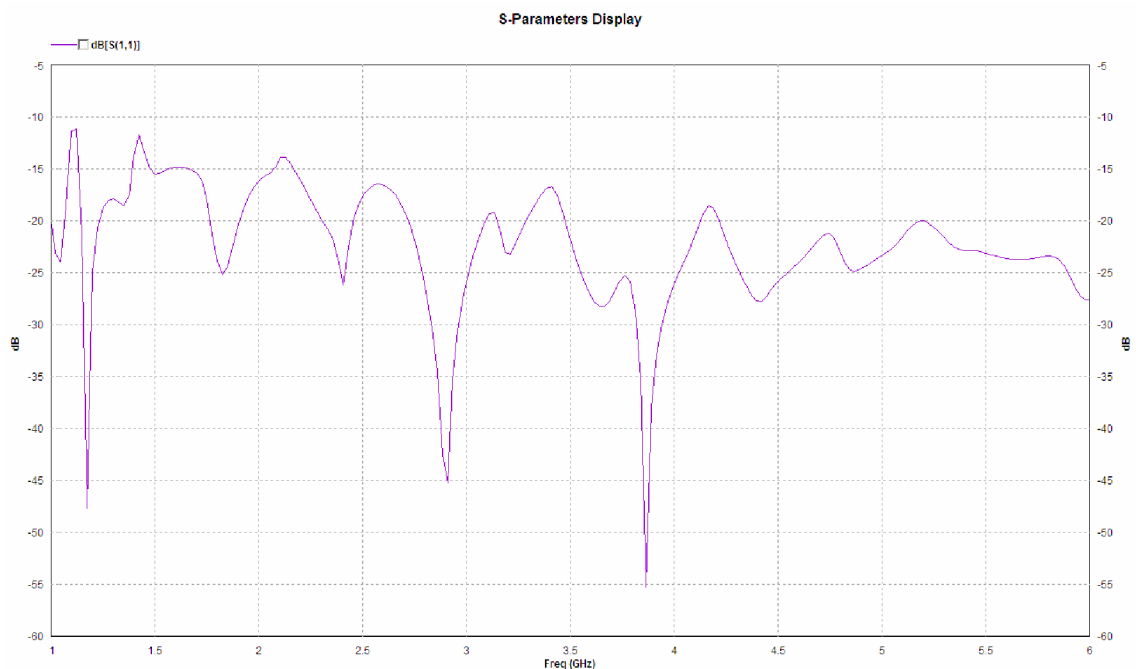


Obr. 9.1: Průběh S_{11} [dB] v závislosti na frekvenci (2. provedení).

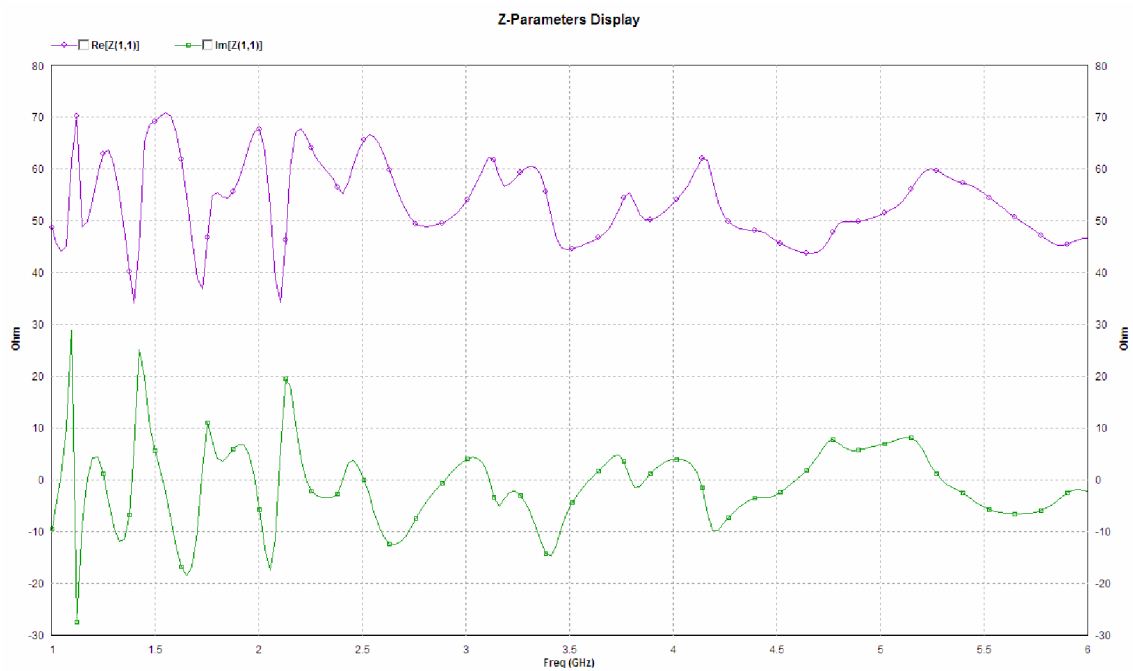


Obr. 9.2: Průběh $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci (2. provedení).

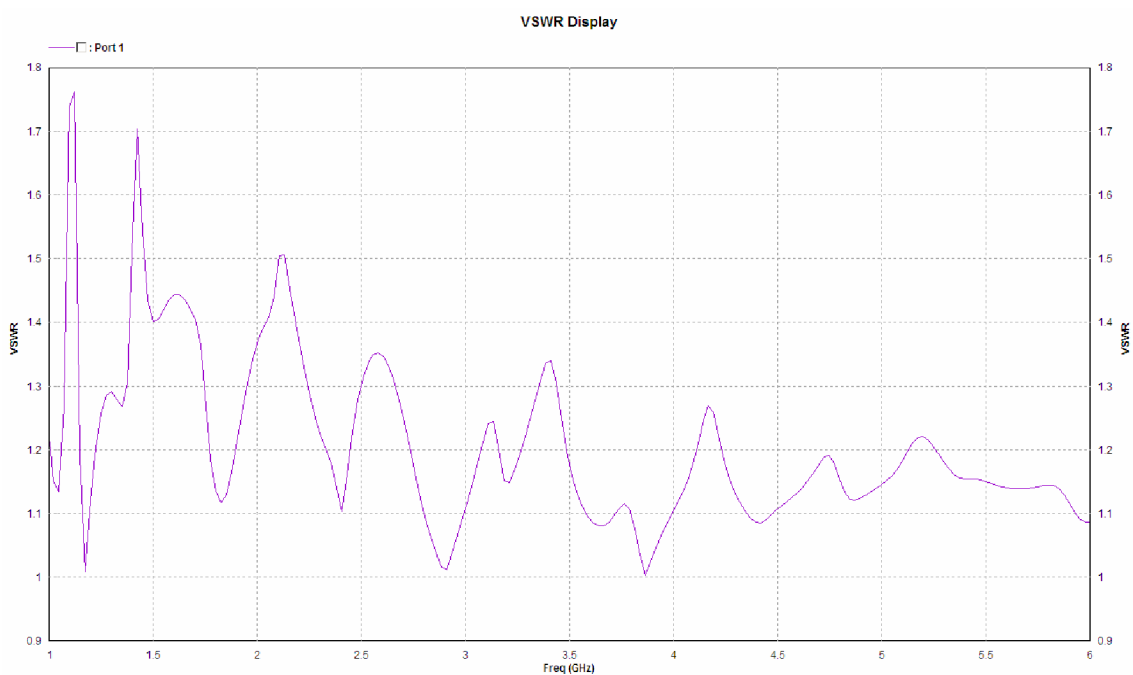
Z grafů je patrné, že anténa má horší vlastnosti, než předchozí návrh a to zejména na frekvencích 1 GHz až 2,5 GHz. Proto byla opět použita optimalizace obsažená v programu IE3D. Výsledkem jsou následující průběhy.



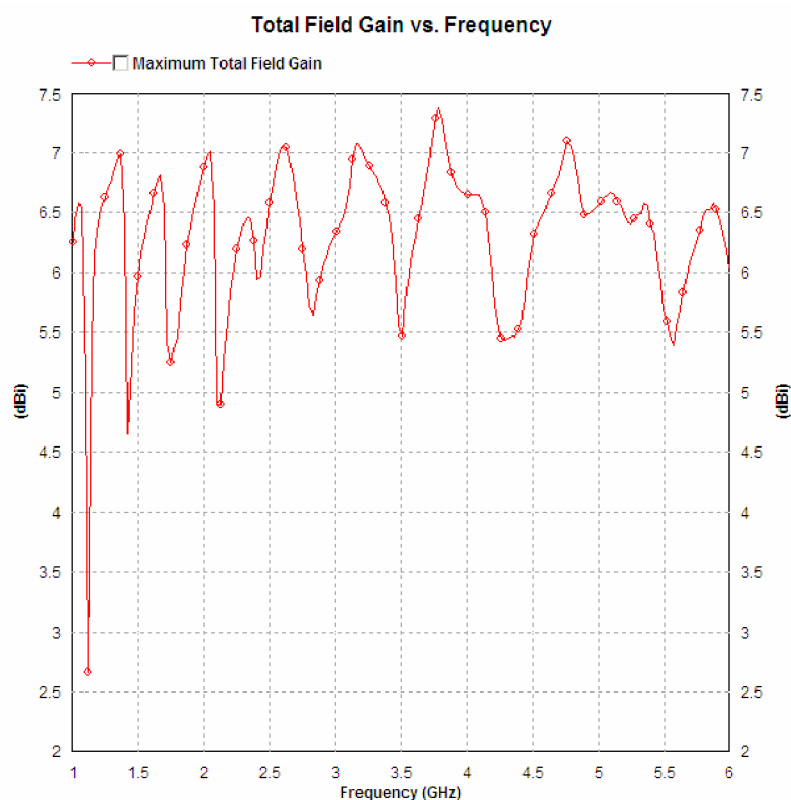
Obr. 9.3: Průběh $S_{11}[dB]$ v závislosti na frekvenci (optimalizace 2. provedení).



Obr. 9.4: Průběh $Z[\Omega]$ v závislosti na frekvenci (optimalizace 2. provedení).



Obr. 9.5: Průběh SWR[-] v závislosti na frekvenci (optimalizace 2. provedení)



Obr. 9.6: Průběh zisku [dBi] v závislosti na frekvenci (optimalizace 2. provedení).

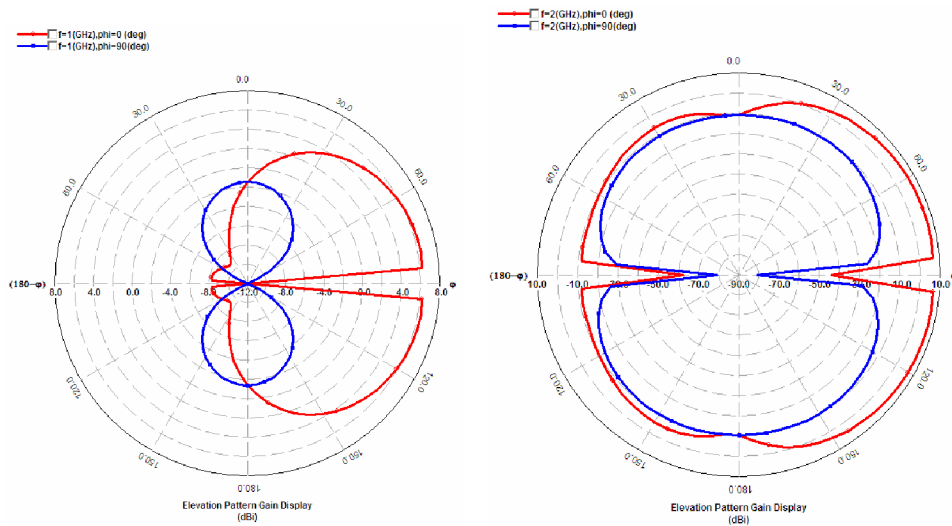
Optimalizací tedy došlo k mírnému zlepšení, přesto zejména na frekvenci 1,15 GHz je jasně patrný výrazný pokles vyzařování antény. Dále jsou uvedeny fyzické rozměry optimalizované antény.

n	$2 \cdot l_n$ [mm]	l_n [mm]	w_n [mm]	$d_{n,n+1}$ [mm]
1	147,2	73,6	9,5	
2	115,0	57,5	9,4	33,8
3	100,4	50,2	9,4	23,8
4	79,0	39,5	7,6	21,2
5	63,2	31,6	6,6	15,7
6	49,2	24,6	3,8	11,7
7	39,4	19,7	3,8	8,9
8	31,4	15,7	3,5	8,5
9	25,2	12,6	2,5	6,2
10	20,2	10,1	1,8	4,7
11	16,2	8,1	1,6	4,0
12	12,8	6,4	1,6	3,0
13	10,4	5,2	2,1	1,0

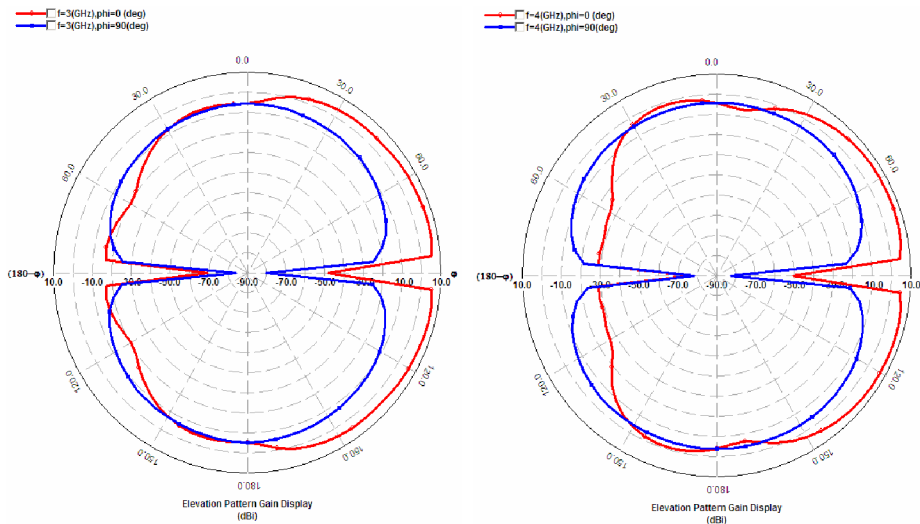
Tab. 9.2: Fyzické rozměry optimalizované antény (2. provedení).

Šířka symetrického vedení je 1,8 mm. Délka úseku Z_t je 39,4 mm, celková délka antény je tedy 245,2 mm.

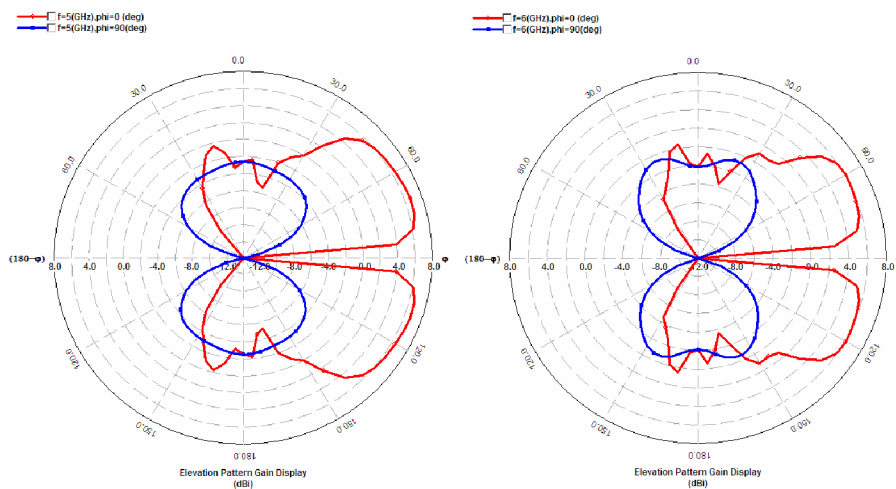
Dále jsou uvedeny odsimulované vyzařovací charakteristiky.



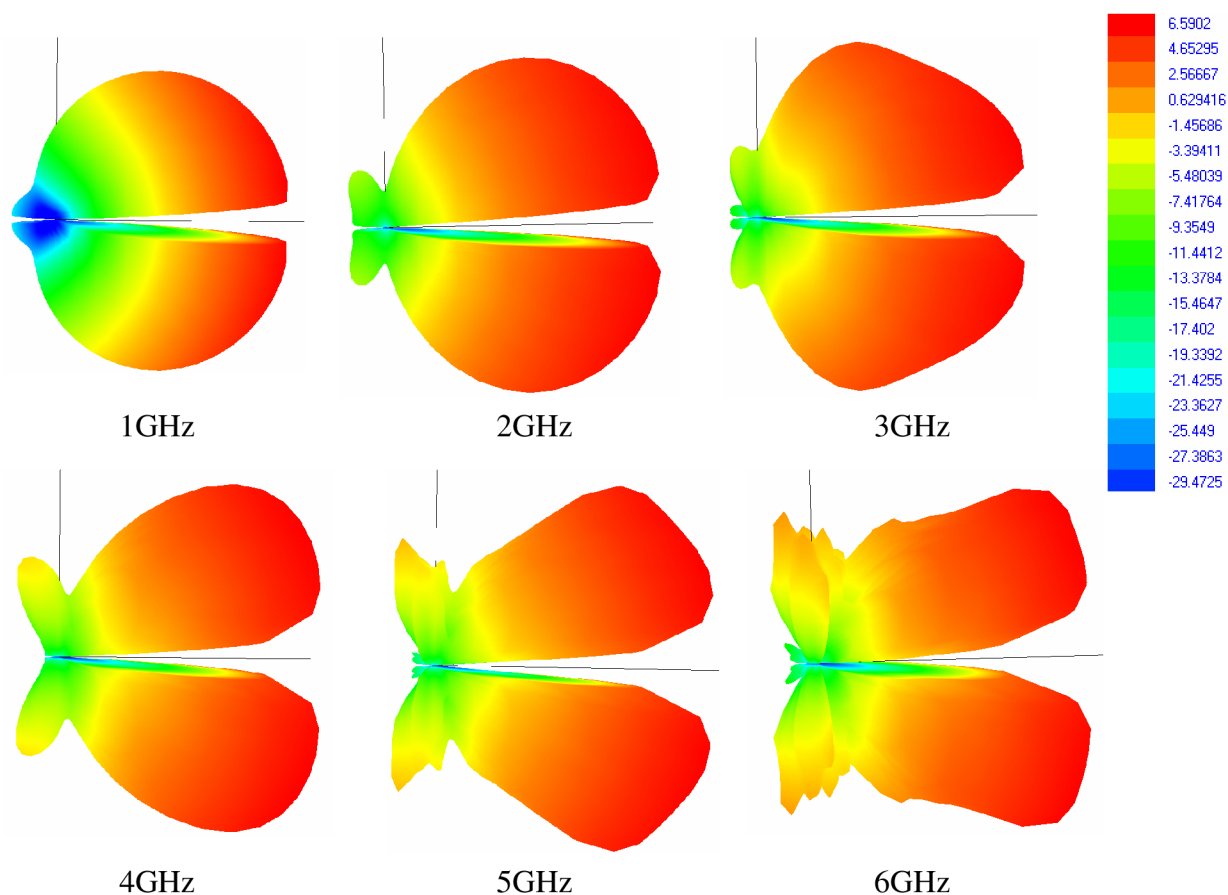
Obr. 9.7: Vyzařovací charakteristiky 2. LPDA na $f = 1$ GHz (vlevo), na $f = 2$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva)



Obr. 9.8: Vyzařovací charakteristiky 2. LPDA na $f = 3$ GHz (vlevo), na $f = 4$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva)



Obr. 9.9: Vyzařovací charakteristiky 2. LPDA na $f = 5$ GHz (vlevo), na $f = 6$ GHz (vpravo) pro rovinu H (modrá barva), rovinu E (červená barva)



Obr. 9.10: 3D vyzařovací charakteristiky planární optimalizované LPDA (2. provedení).

Stejně jako v předchozím návrhu je ostré minimum ve vyzařovacích charakteristikách dáno tím, že při simulaci nebyla omezena rovina substrátu. Je tedy uvažována jako nekonečně rozlehlá. Ve skutečnosti je omezena a změřené charakteristiky nevykazují tak výrazné minimum.

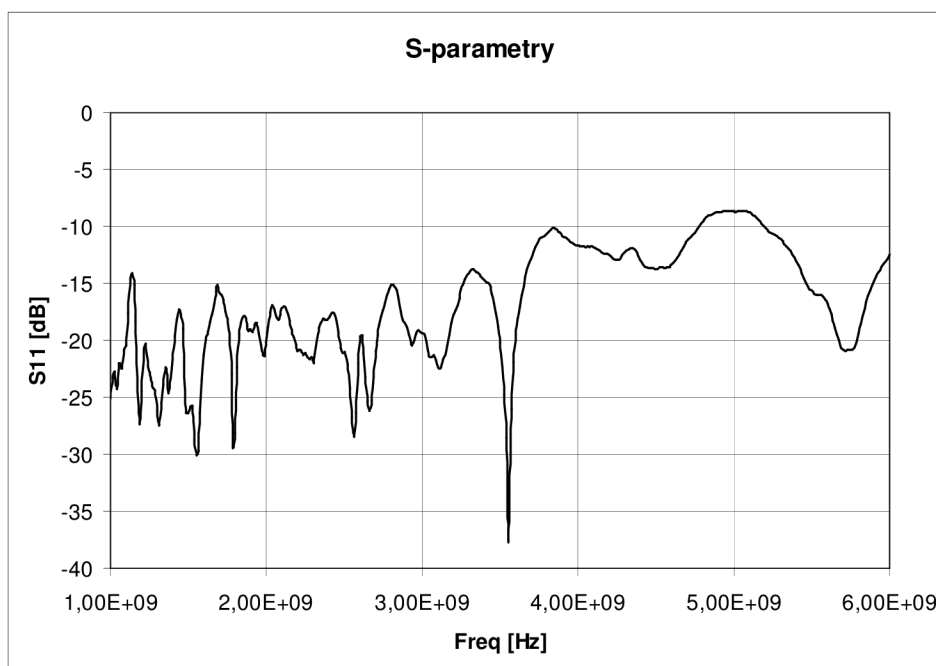
Dalším krokem byla praktická realizace navržených antén a odměření jejich parametrů. Proto byly analogicky jako v předchozím případě vygenerovány podklady pro výrobu antény. Vzhledem k plánovanému provedení symetrizace s koaxiálním kabelem, který nebyl součástí simulace, lze očekávat, že výsledky měření budou odlišné od návrhu.

10 MĚŘENÍ ANTÉN

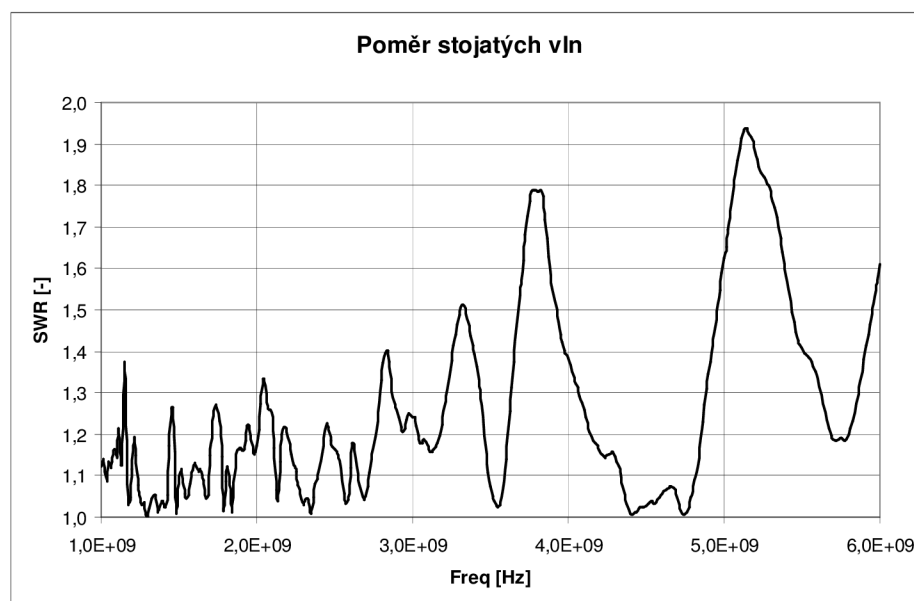
10.1 Měření antény – provedení 1

Prvním měřením, které bylo realizováno, bylo měření činitele odrazu S_{11} na vektorovém analyzátoru Agilent E8364B. Měření bylo provedeno v celém frekvenčním rozsahu antény 1-6 GHz a výsledek je uveden na obr. 10.1. Z grafu je patrné, že činitel odrazu je pod hodnotou -15 dB až do frekvence 3,7 GHz, dále se většinou pohybuje pod hodnotou -10 dB, což představuje stále dobré přizpůsobení celého systému anténa a symetrizace. Na obr. 10.2 je uveden průběh SWR, který byl vypočten z průběhu S_{11} na základě vztahu

$$SWR = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (46)$$



Obr. 10.1: Změřené hodnoty S_{11} 1. návrhu.



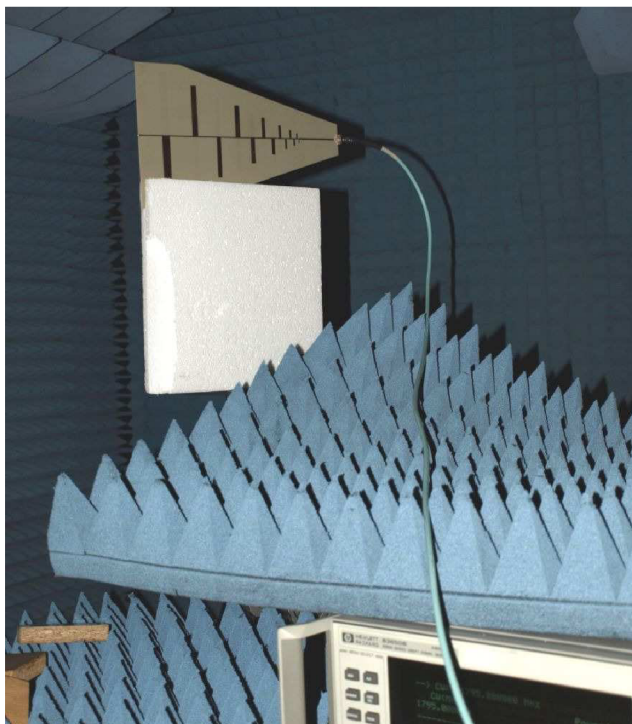
Obr. 10.2: Změřený průběh hodnot SWR.

Dalším měřením bylo měření směrových charakteristik. Protože na Ústavu radioelektroniky VUT není bezodrazová komora pro jejich měření, proběhlo měření po mírných komplikacích na Katedře radiolokace Univerzity obrany ČR pod vedením Ing. Miroslava Zemana. Na obr. 10.3 je uvedena fotografie měřené antény v bezodrazové komoře.

Měření bylo provedeno na kmitočtech 1 GHz, 3,5 GHz a 6 GHz, pro polarizaci přijímací antény vertikální i horizontální a to v rovině substrátu i kolmé na substrát. Celkem jde tedy o 12 charakteristik.

Změřené vyzářovací charakteristiky (dBm, nekalibrované) jsou kvůli jejich počtu uvedeny v příloze.

Vzhledem k provedení kabeláže (bez optického oddělení) a charakteru točny (pulsy ze snímačů) je však potřeba brát výsledky měření pouze orientačně.



Obr. 10.3: Fotografie z měření směrových charakteristik.

Pro finální provedení antény měl být stanoven i anténní faktor. Anténní faktor, $AF[1/m]$, je vztah mezi velikostí vstupní intenzity pole a výstupního napětí antény a je popsán vztahem

$$AF = \frac{E}{U}, \quad (47)$$

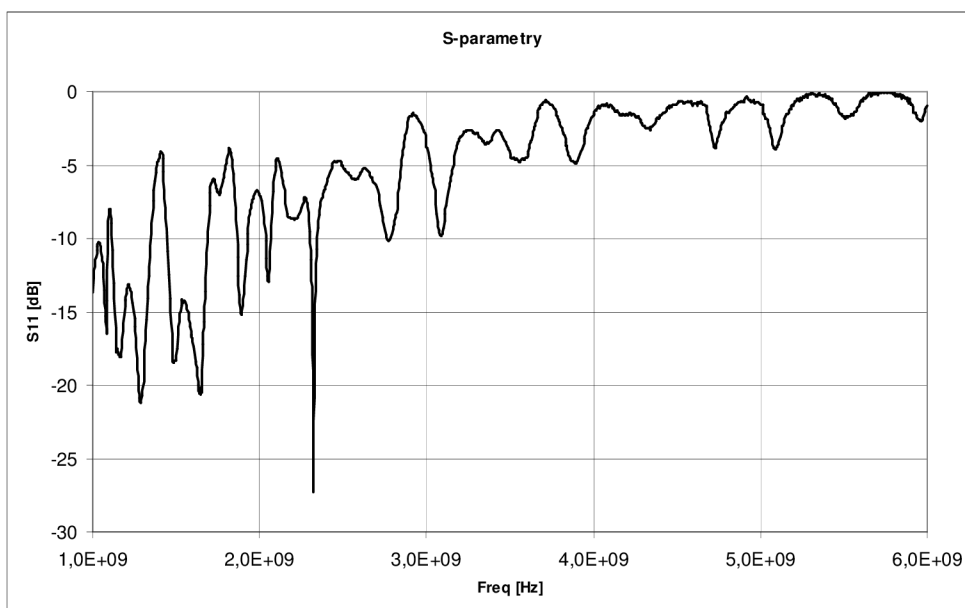
kde $E[V/m]$ je intenzita pole a $U[V]$ je napětí na uvažované zátěži. Častěji je vyjadřován v decibelech.

$$AF[dB] = E[dBV/m] - U[dBV] \quad (48)$$

Bohužel anténní komora, ve které proběhlo náhradní měření směrových charakteristik, nebyla vhodně vybavena pro jeho stanovení. Anténní faktor v daném kmitočtovém pásmu antény tedy nebylo možno stanovit.

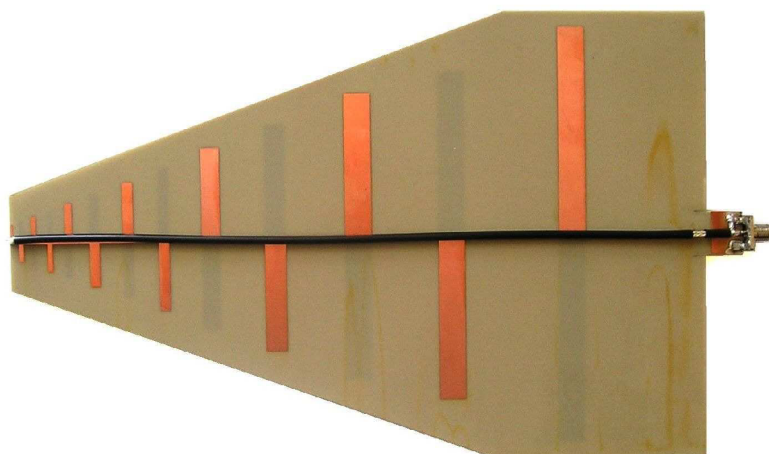
10.2 Měření antény – provedení 2

V případě druhého provedení antény bylo nejdříve realizováno měření činitele odrazu S_{11} . Měření bylo provedeno v celém frekvenčním rozsahu antény 1-6 GHz a výsledek je uveden na obr. 11.1. Z grafu je patrné, že činitel odrazu je mnohem horší, než v předchozím případě. Od frekvence 3 GHz je již vyzařování antény zcela minimální.



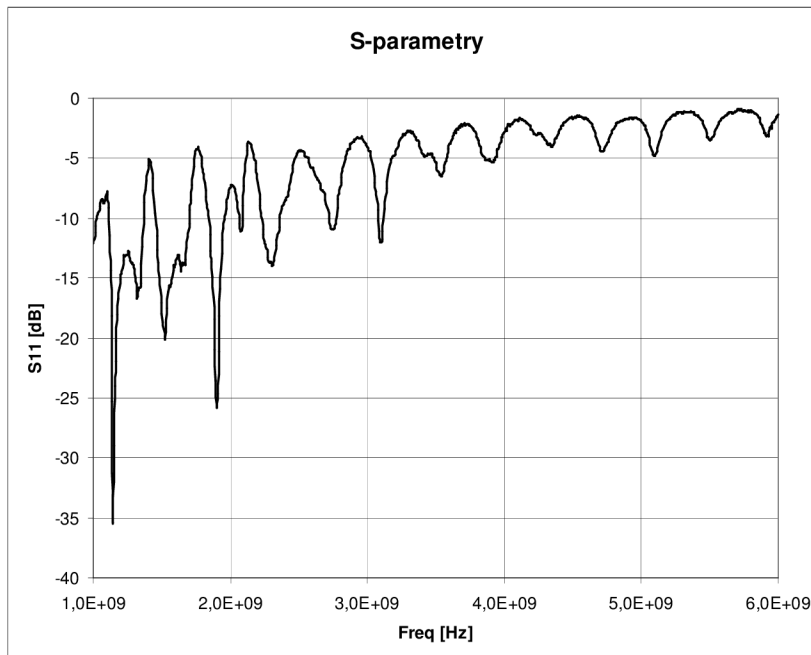
Obr. 10.4: Změřené hodnoty S11 pro 2. provedení antény.

Těmto výsledkům odpovídá provedení symetrizace z obr. 11.2. Koaxiální kabel je připájen pouze na okrajích symetrického vedení, tedy v místě Z_t a v místě napájení antény.

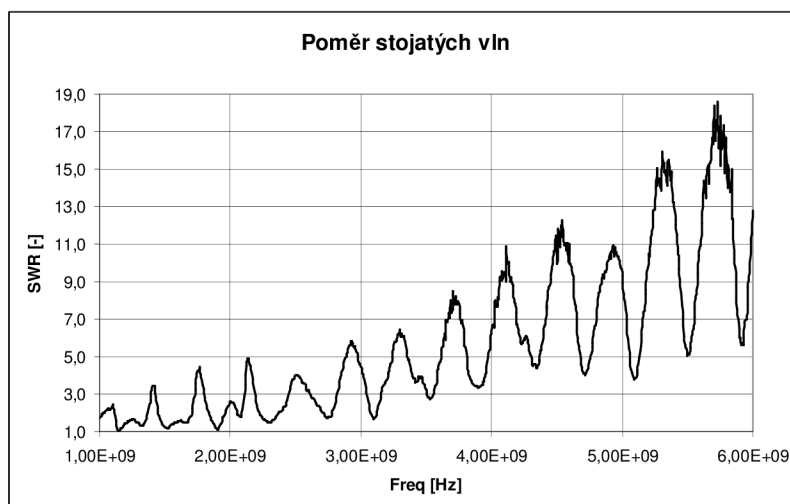


Obr. 10.5: Provedení symetrizace.

Koaxiální kabel příliš rozvážil symetrické vedení, proto jako možná úprava byl koaxiální kabel připájen po celé délce symetrického vedení a na druhou stranu původního planárního symetrického vedení byl připájen vodič stejného průměru. Tím přešlo vedení z planárního provedení na symetrické vedení z vodičů. Bohužel tím také došlo ke změně jeho impedance. Výsledné provedení je uvedeno v příloze. Změřené hodnoty S parametrů po provedených úpravách jsou na obr. 11.3 a na obr. 11.4 jsou uvedeny vypočtené hodnoty SWR.



Obr. 10.6: Změřené S parametry, provedení 2.



Obr. 10.7: Vypočtené hodnoty SWR, provedení 2.

Jak je patrné z výše uvedených průběhů, úpravou došlo k mírnému vylepšení, není však natolik výrazné, aby byla anténa použitelná pro měření signálů. Proto pro tuto anténu nebyly měřeny směrové charakteristiky.

Výrazné odchylky změřených a simulovaných hodnot jsou způsobeny změnou impedance symetrického vedení. Původní impedance planárního symetrického vedení $Z_0 \cong 80\Omega$ byla změněna připájením koaxiálního kabelu a vodiče. Tím vzniklo symetrické vedení dvou vodičů oddělených substrátem, jehož impedance je $Z_0 \cong 40\Omega$. Tím došlo k výraznému snížení impedance celé antény.

Pro úspěšnou realizaci antény s takto provedenou symetrizací, by již v návrhu musela být zahrnuta impedance dvouvodičového vedení. Aby toto vedení mělo vhodnou hodnotu impedance, musela by se zvětšit vzdálenost mezi vodiči a snížit hodnota ϵ_r , ideálně na hodnotu blízkou 1.

11 ZÁVĚR

Práce se zabývala měřicí anténou pro pásmo 1-6 GHz. Cílem bylo navrhnout anténu pro měření intenzity pole v pásmu 1 GHz až 6 GHz se ziskem 8 až 10 dB, malou úrovní záření mimo směr hlavního maxima a vyrovnanou vstupní impedancí. Prostudovat její funkci, dosahované vlastnosti a postup návrhu logaritmicko periodické antény, včetně možnosti napájení nesymetrickým napáječem. Navrhnout konstrukční provedení antény a možnost její realizace v planárním provedení. Dále tyto návrhy realizovat a za pomoci měření ověřit jejich vlastnosti.

Pro návrh byla vybrána logaritmicko periodická dipólová anténa. Nejprve jsou uvedeny teoretické poznatky, které se týkají návrhu těchto antén. Dále jejich dosahované vlastnosti a možnosti napájení nesymetrickým napáječem. Poté následuje kapitola, která se zabývá postupem návrhu LPDA a konkrétním návrhem antény pro pásmo 1-6 GHz se ziskem 7,3 dBi. Ta byla poté odsimulována v programu 4NEC2. Nevýhodou tohoto programu je, že předpokládá velmi tenké vodiče. Jednotlivé prvky tak jsou mnohem úzkopásmovější než ve skutečnosti jsou. Výsledkem simulace je poznatek, že anténa má vyrovnanou vstupní impedanci a malou úroveň záření mimo směr hlavního maxima s výjimkou frekvence 2 GHz, kde má anténa významné vyzařování i ve zpětném směru.

Dále se práce zabývá možnostmi planárního provedení LPDA. Jsou uvedeny základní vlastnosti symetrického a nesymetrického planárního vedení, které bylo využito při návrhu antény a symetrizačního obvodu (balunu). Pro symetrizaci byl využit microstrip-to-balanced stripline balun, který byl navržen v práci [12]. Tento typ balunu se vyznačuje snadnou realizovatelností a velmi širokým pásmem použitelnosti.

Poté je práce věnována návrhu provedení planární LPDA a její realizaci. Tato anténa je tvořena symetrickým planárním vedením, ke kterému jsou připojeny jednotlivé mikropáskové dipóly. Při návrhu mikropáskových dipólů byl použit program Ansoft Designer a IE3D.

Simulace celého návrhu planární LPDA byla provedena v programu Zeland IE3D. Při návrhu finálního provedení bylo využito optimalizace pomocí genetických algoritmů, která je obsažena v IE3D. Výsledkem návrhu je anténa se symetrizací, která má poměrně vyrovnanou vstupní impedanci v celém frekvenčním pásmu a dosahuje S11 pod -15 dB, čemuž odpovídá hodnota SWR do 1,5. Zisk navržené soustavy se pohybuje okolo 6 dBi. Hodnota zisku je nižší oproti zadání práce, protože anténa s větším ziskem by musela mít větší rozměry i počet prvků. Tím by se neúměrně navýšily nároky na výpočetní čas při simulaci a vznikly by problémy s její realizací. Nevýhodou tohoto návrhu je umístění konektoru ve směru vyzařování.

Z toho důvodu bylo navrženo konstrukční provedení využívající symetrizace s koaxiálním kabelem, které umožnilo umístit konektor mimo směr vyzařování.

Měřením S parametrů prvního provedení se ověřily výsledky ze simulace, kdy až do frekvence 3,7 GHz byl činitel odrazu pod hodnotou -15 dB a od 3,7 – 6 GHz pod hodnotou -10 dB. Dále byly na Katedře radiolokace Univerzity obrany ČR změřeny směrové charakteristiky této antény. Vzhledem k provedení kabeláže (bez optického oddělení) a charakteru točny (pulsy ze snímačů) je však potřeba brát výsledky měření pouze orientačně. Pro stanovení anténního faktoru nebyla komora vybavena, proto

nebyl stanoven.

Při měření S parametrů druhého provedení se ukázalo, že připojená symetrizace rozvážila planární symetrické vedení a anténa prakticky nevyzařovala. Byly realizovány úpravy pro obnovení symetrického vedení, které však již nebylo planární a mělo zcela jinou impedanci (přibližně poloviční). Došlo tím k mírnému zlepšení S parametrů. Zlepšení však nebylo natolik výrazné, aby byla anténa použitelná pro měřicí účely. Z toho důvodu nebyly stanoveny vyzařovací charakteristiky. Aby byla anténa v tomto provedení použitelná pro měřicí účely, musela by být zahrnuta impedance dvouvodičového vedení již při návrhu, což by znamenalo návrh jiné vzdálenosti mezi vodiči a jiný materiál substrátu.

LITERATURA

- [1] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z.: *Antény a šíření radiových vln. Přednášky*. Brno: VUT v Brně, 2005. 146 s.
ISBN 80-214-1946-1

- [2] DENNISON, M., LOREK, Ch.: *Radio communication Handbook*. Abingdon: Radio Society of Great Britain, 2005. 766 s.
ISBN 1-905086-08-3

- [3] JOHNSON, R., C., JASIK, H.: *Antenna Engineering Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1984.
ISBN 0-07-032291-0

- [4] VOKURKA, J.: *Antény*. Praha: ČVUT, 1974. 229 s.

- [5] STRAW, R. D. (ed.): *The ARRL Antenna Book*. Newington: ARRL 1997-1998.
ISBN 0-87259-722-9

- [6] MARTÍN, R., G. et al: Particle-Swarm Optimization in Antenna Design. In *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2007, vol. 49, no. 4, p. 34-47.
ISSN 1045-9243

- [7] MATUSZCZYK, J.: *Antény prakticky*. Praha: BEN, 2002. 240 s.
ISBN 80-7300-084-9

- [8] MILLIGAN, T. A.: *Modern antenna design*. New York: McGraw-Hill, 1985. 408 s.
ISBN 0-07-042318-0

- [9] NOVÁČEK, Z.: *Antény a šíření radiových vln. Cvičení a projekty*. Brno: VUT v Brně, 2005. 66 s.
ISBN 80-214-2195-9

- [10] PROCHÁZKA, M.: *Antény. Encyklopedická příručka*. Praha: BEN, 2005. 384 s.
ISBN 80-7300-166-7

- [11] EM: TALK. *Printed Dipole Antenna (Differential Feed)*. [online] 2008, [cit. 04-12-2008] dostupné z <http://www.emtalk.com/designer_tut_2.htm>
- [12] DVOŘÁK, O. *Modelování širokopásmových planárních symetrizačních obvodů a antén*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. 83 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

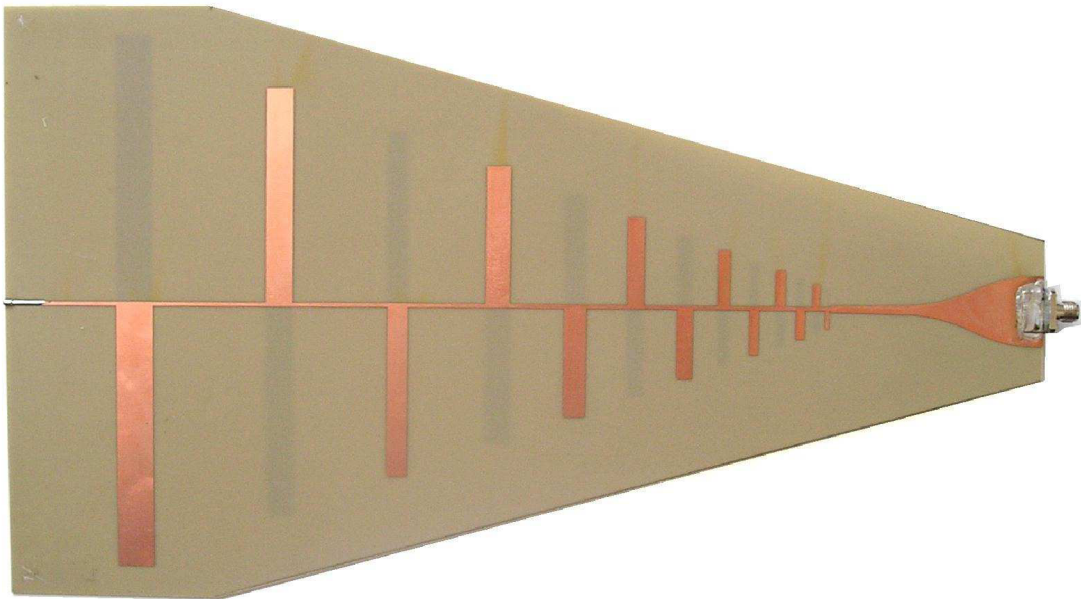
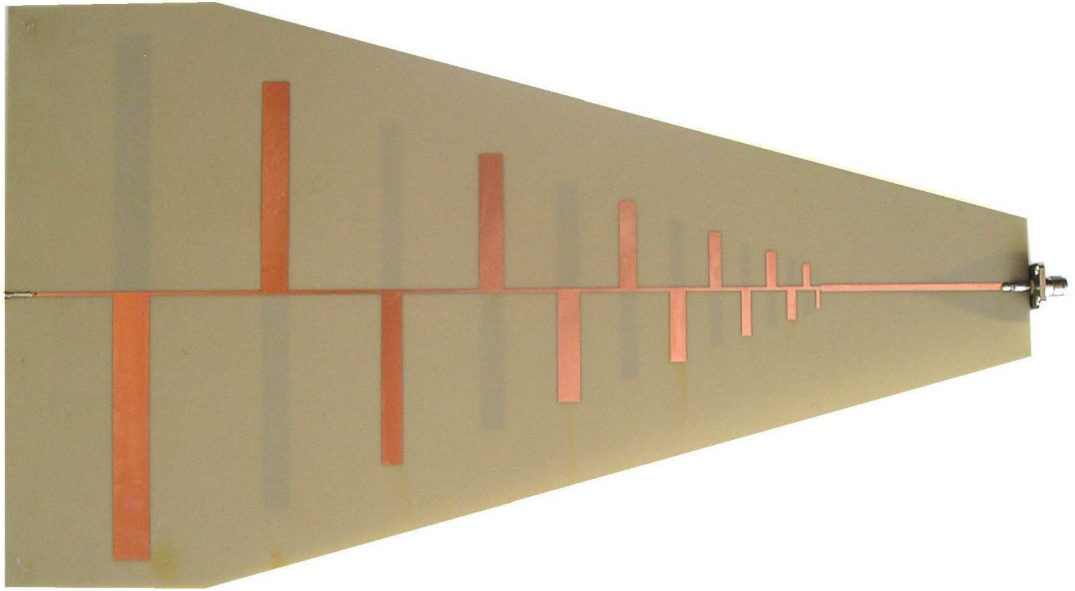
PSV, SWR	poměr stojatých vln
LPA	logaritmicko periodická anténa
LPDA	logaritmicko periodická dipólová anténa
α	vrcholový úhel antény, strmost nárůstu délky prvků
α_{SL}	úhel popisující rozměry parazitních dipólů ploché LPA
β	úhel napájecího vedení samokomplementární LPA
ε	míra šířky zubu samokomplementární LPA
ε_r	relativní permitivita
λ_{max}	nejdelší vlnová délka
λ_{min}	nejkratší vlnová délka
σ	konstanta relativních rozestupů
σ'	hlavní konstanta relativních rozestupů
σ_{opt}	optimální hodnota konstanty relativních rozestupů
τ	návrhová konstanta
$tg \delta$	ztrátový činitel
ψ	elevační úhel
AF	anténní faktor
B	šířka pásma
B_s	šířka pásma struktury
B_{ar}	šířka pásma aktivní oblasti
c	rychlost světla
d_n	průměr n-tého prvku
d_v	vnější průměr vodiče napájecího vedení
d_{12}	vzdálenosti mezi jednotlivými prvky
E	intenzita pole
f_{min}	nejnižší frekvence
f_{max}	nejvyšší frekvence
h	výška substrátu
h_b	výška substrátu symetrického planárního vedení

h_m	výška substrátu nesymetrického planárního vedení
l_1	délka nejdelšího elementu
l_b	délka microstrip-to-balanced stripline balunu
L	základní délka antény
N	počet všech elementů
R_0	požadovaná hodnota impedance v místě napájení celé antény přívodním vedením
S	vzdálenost středů napájecích vedení
S_{11}	činitel odrazu
U	napětí na zátěži
w	šířka planárního vedení
w_b	šířka symetrického planárního vedení
w_m	šířka nesymetrického planárního vedení
Z_0	charakteristická impedance napájecího symetrického vedení
Z_{av}	průměrná impedance dipólů
Z_b	impedance symetrického planárního vedení
Z_m	impedance nesymetrického planárního vedení
Z_t	zakončovací impedance

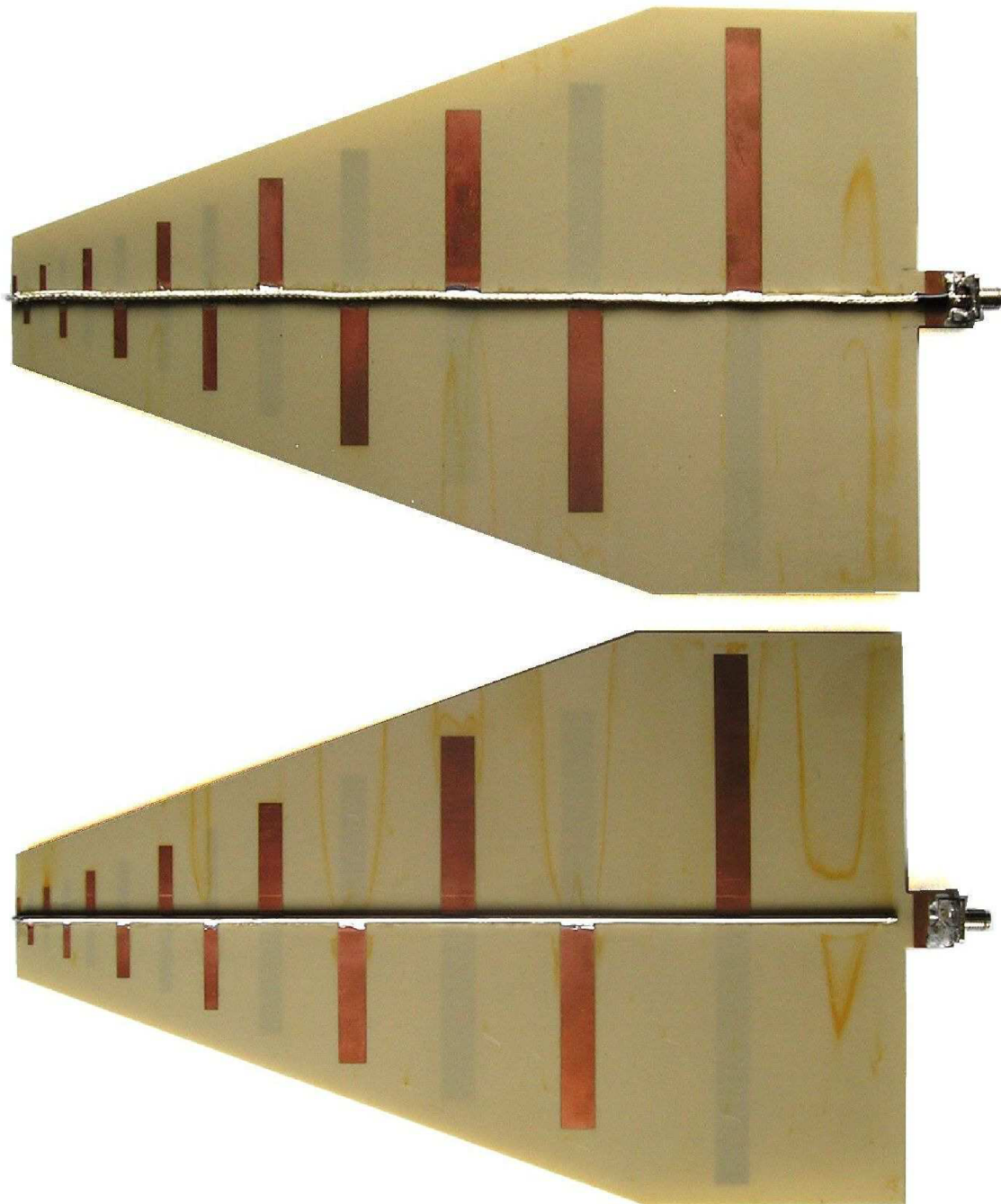
SEZNAM PŘÍLOH

A	VÝLEDNÁ LPDA, PROVEDENÍ 1	64
B	VÝLEDNÁ LPDA, PROVEDENÍ 2	65
C	ZMĚŘENÉ CHARAKTERISTIKY :	66
	C.1 Měření v rovině substrátu (rovina E).....	66
	C.2 Měření v rovině kolmé na substrát (rovina H).....	69

A VÝSLEDNÁ LPDA, PROVEDENÍ 1



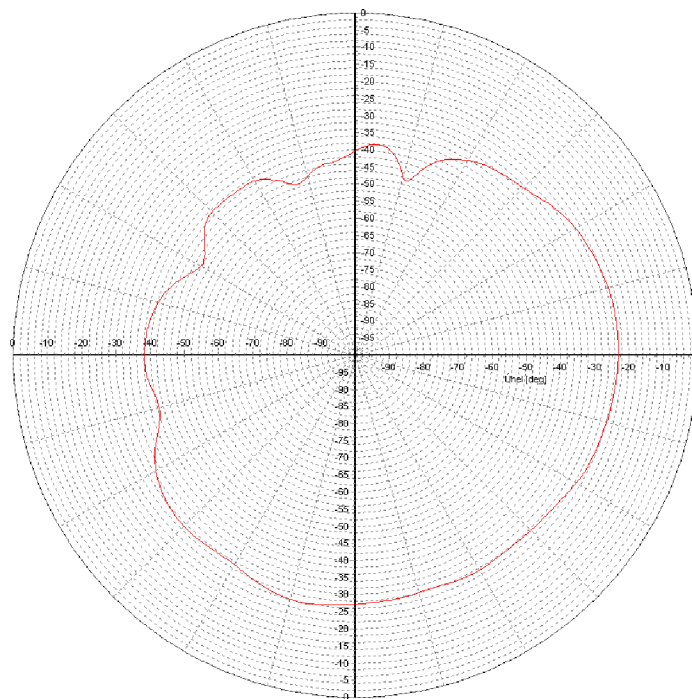
B VÝSLEDNÁ LPDA, PROVEDENÍ 2



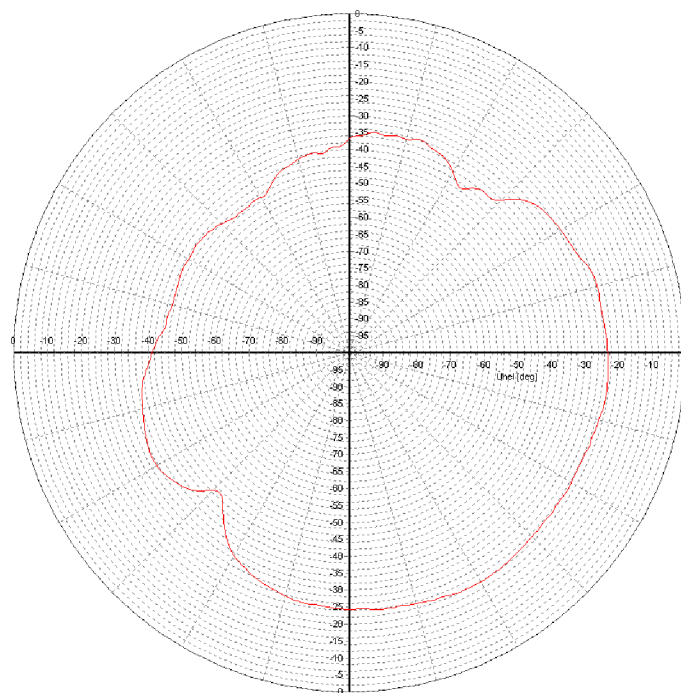
C ZMĚŘENÉ CHARAKTERISTIKY :

C.1 Měření v rovině substrátu (rovina E)

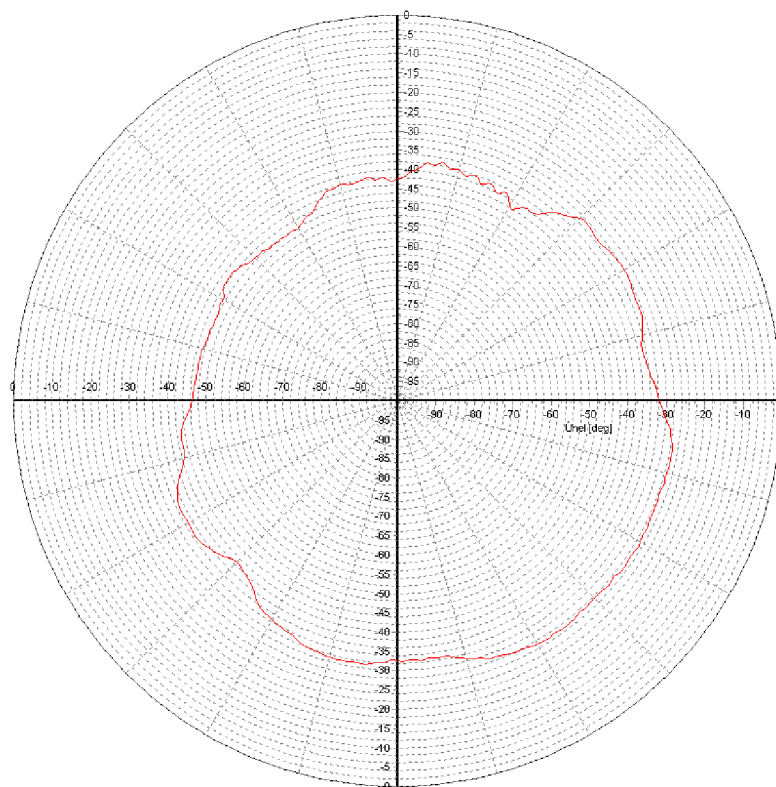
Příloha 1: Polarizace přijímací antény vertikální, 1GHz



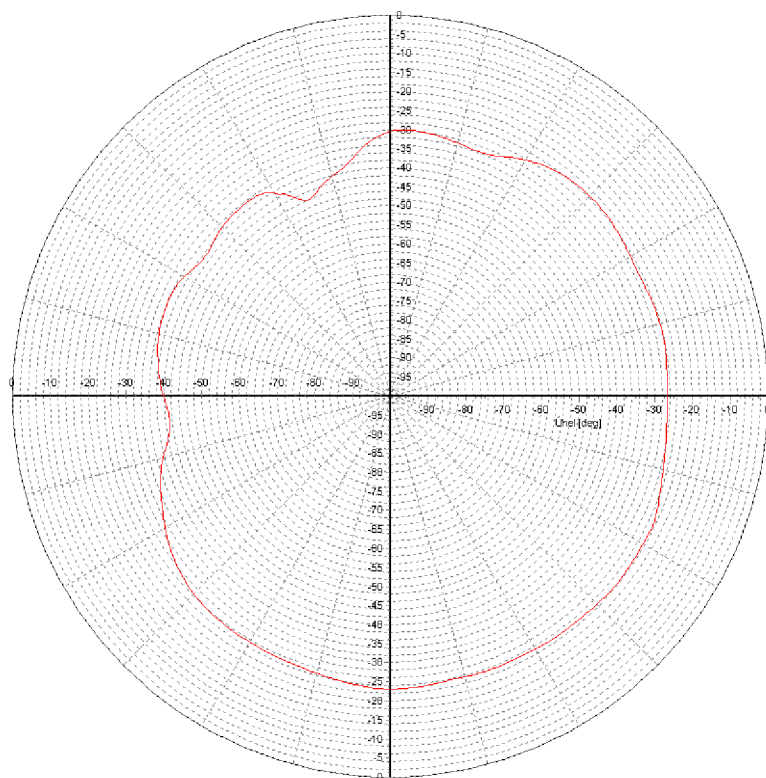
Příloha 2: Polarizace přijímací antény vertikální, 3,5GHz



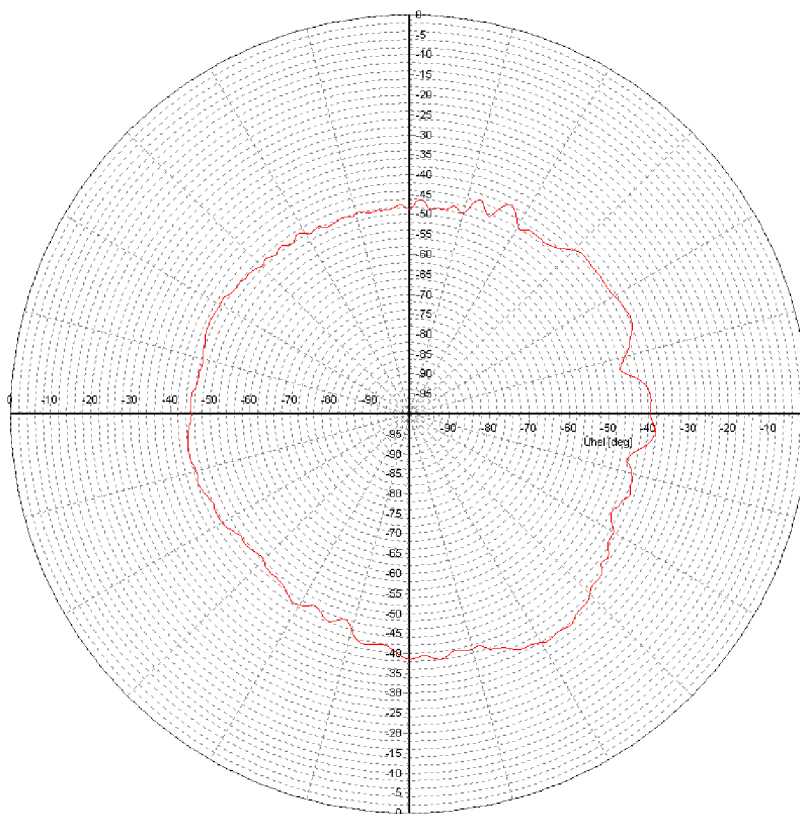
Příloha 3: Polarizace přijímací antény vertikální, 6GHz



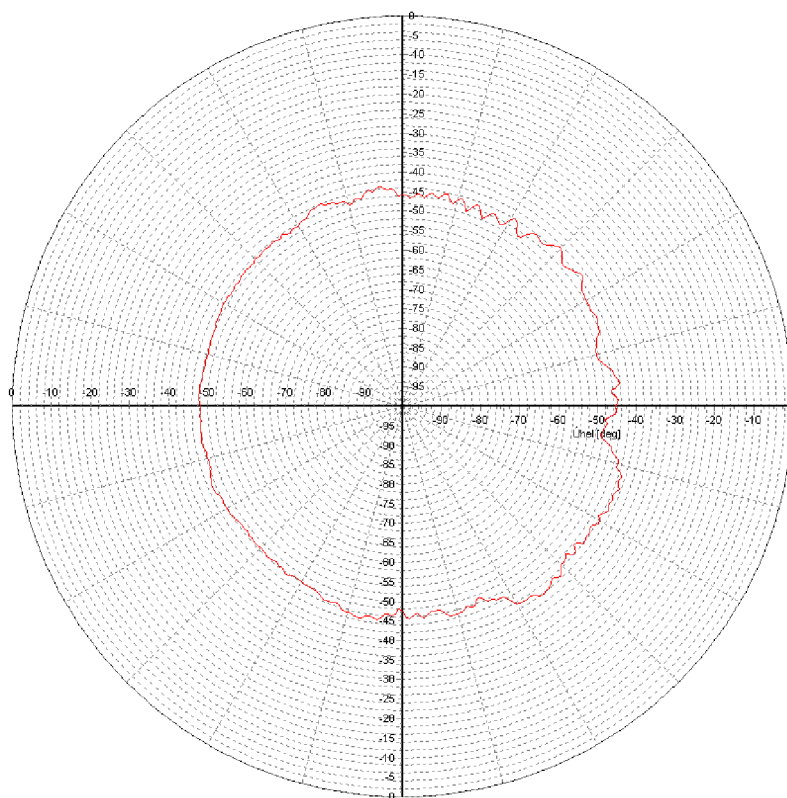
Příloha 4: Polarizace přijímací antény horizontální, 1GHz



Příloha 5: Polarizace přijímací antény horizontální, 3,5GHz

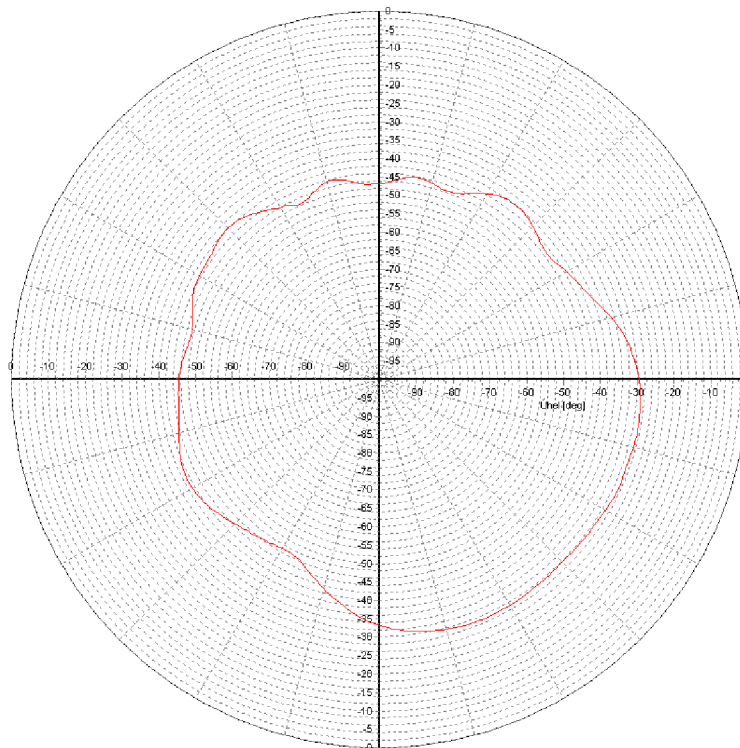


Příloha 6: Polarizace přijímací antény horizontální, 6GHz

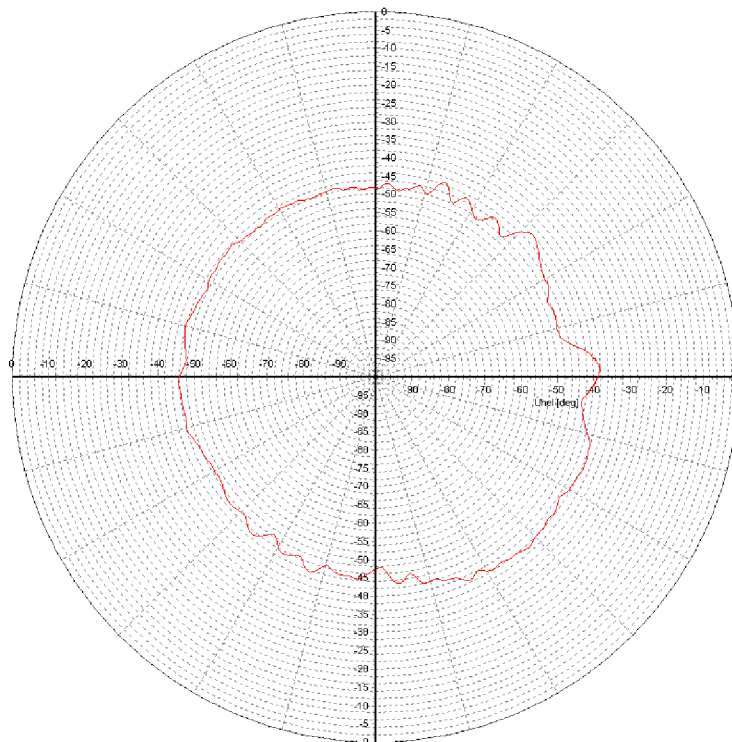


C.2 Měření v rovině kolmé na substrát (rovina H)

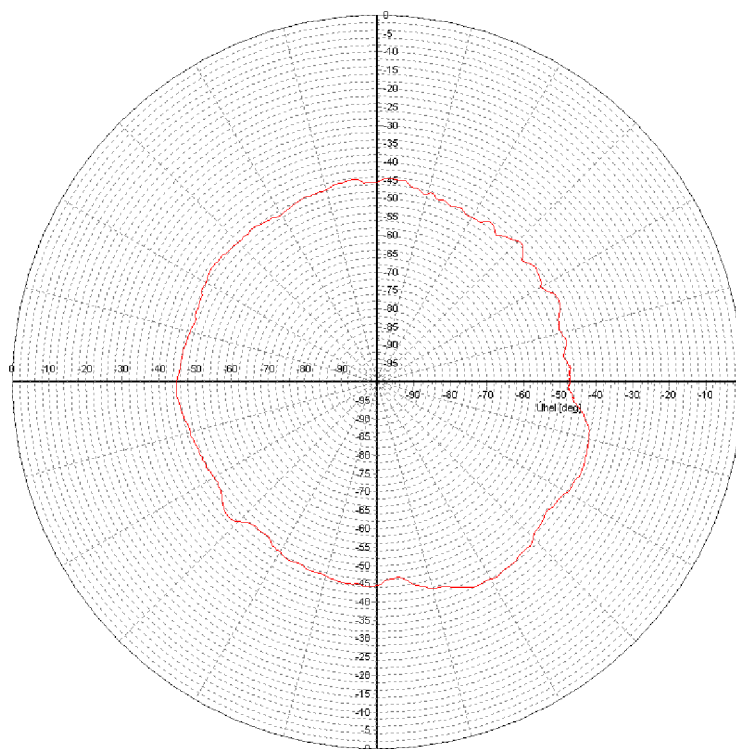
Příloha 7: Polarizace přijímací antény vertikální, 1GHz



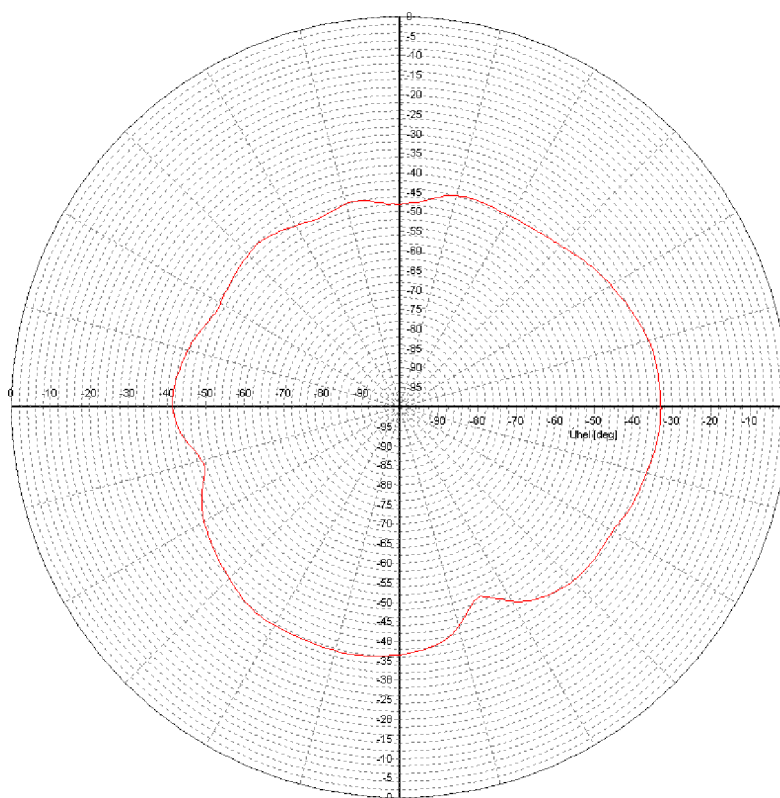
Příloha 8: Polarizace přijímací antény vertikální, 3,5GHz



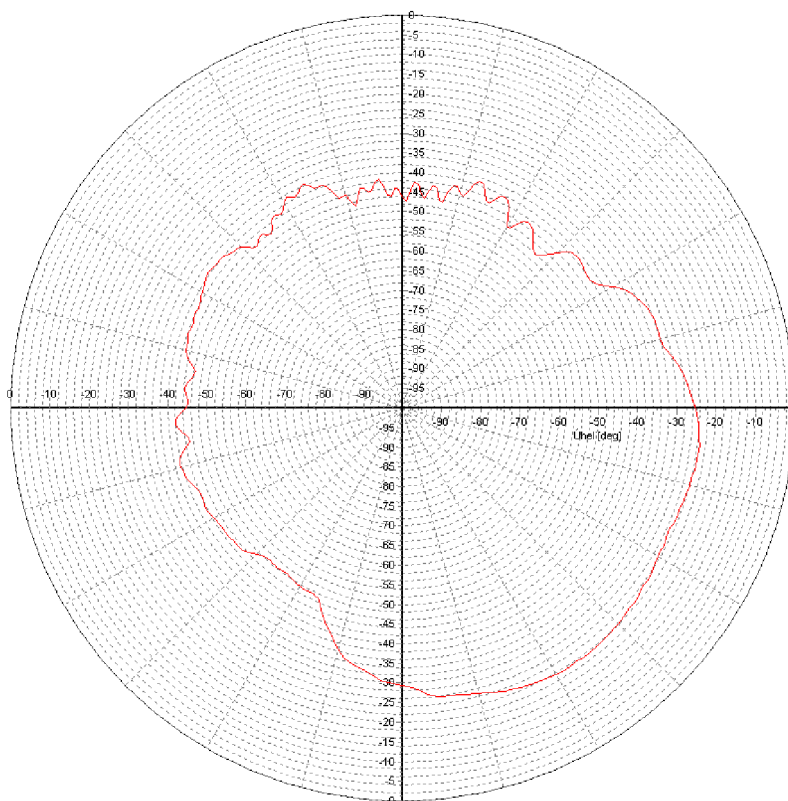
Příloha 9: Polarizace přijímací antény vertikální, 6GHz



Příloha 10: Polarizace přijímací antény horizontální, 1GHz



Příloha 11: Polarizace přijímací antény horizontální, 3,5GHz



Příloha 12: Polarizace přijímací antény horizontální, 6GHz

