

UNIVERZITA PARDUBICE  
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Anténní řada pro RFID

Bc. Tomáš Pižl

Diplomová práce  
2013

Univerzita Pardubice  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Akademický rok: 2012/2013

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE (PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Tomáš Pižl**  
Osobní číslo: **I10365**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**  
Název tématu: **Anténní řada pro RFID**  
Zadávající katedra: **Katedra elektrotechniky**

### Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Diplomová práce se bude zabývat návrhem a experimentálním ověřením speciální antény pro stacionární čtečky RFID, určené pro identifikaci rychle projíždějících železničních vozidel. Anténa bude realizována mikropáskovou technikou na měkkém (soft) substrátu ("patch" anténa) se zadanými parametry.

Student prostuduje problematiku návrhu anténních polí (arrays) a návrh mikropáskových antén. Navrhne materiál, na němž bude anténa realizována, provede návrh jednoho vyzařovacího elementu a jeho experimentální ověření i optimalizaci. Pak navrhne anténní pole a jeho napájení. Návrh experimentálně ověří a optimalizuje.

Rozsah grafických prací: 20 listů  
Rozsah pracovní zprávy: 90 - 100 stran  
Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická  
Seznam odborné literatury:

MILLIGAN, T. A. Modern Antenna Design, 2nd ed. 2005, Hoboken, John Wiley & Sons.

Introduction to Patch Antennas,

<http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/antenna.php>

ORBAN, D.: The Basics on Patch Antennas,

[http://www.orbanmicrowave.com/The\\_Basics\\_Of\\_Patch\\_Antennas.pdf](http://www.orbanmicrowave.com/The_Basics_Of_Patch_Antennas.pdf)

Vedoucí diplomové práce: prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.  
Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: 31. října 2012  
Termín odevzdání diplomové práce: 17. května 2013



prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.  
děkan



L.S.



Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.  
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2012

## **Prohlášení autora**

Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne 26. 8. 2013

Tomáš Pižl

## **Poděkování**

Na prvním místě bych velmi rád poděkoval vedoucímu práce panu, prof. Ing. Pavlovi Bezouškovi, CSc., za odbornou pomoc, udělené cenné rady a připomínky a veškerý čas, který věnoval mně i této práci.

Další velké poděkování patří panu, Ing. Tomášovi Zálabskému, za seznámení se simulačním softwarem a jeho mnohé rady a pomoc při vytváření této práce.

Rád bych také poděkoval svým rodičům a celé rodině, kteří mně zabezpečili jak materiálně, tak i morálně během celého průběhu studia a bez nichž bych studium jen těžko zvládal.

V neposlední řadě bych chtěl poděkovat své přítelkyni, která při mně stála a byla mi velkou oporou ve chvílích, když mi mé studium na univerzitě nevycházelo podle představ.

## **Anotace**

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a realizací antény pro systém RFID. Anténa je tvořena mikropáskovými vyzařovacími elementy. V teoretické části je obsažen návrh vyzařovacího elementu, anténního pole a rozvodu signálu, včetně návrhu jednotlivých děličů výkonu. V praktické části jsou všechny návrhy ověřeny experimentálními metodou, případně upraveny, aby odpovídali zadaným požadavkům. Nakonec je sestavena anténa a jsou změřeny její vyzařovací diagramy.

## **Klíčová slova**

anténní řada, patch anténa, mikropáskové vedení, Wilkinsonův dělič výkonu, odbočnice typu branch-line, vyzařovací diagram

## **Title**

Antenna array for RFID reader composed of microstrip radiating elements.

## **Annotation**

This diploma work deals with a design and an experimental verification of an antenna array for a particular RFID system. The antenna is composed of microstrip radiating elements. The theoretical part of this work includes the design of the radiating elements and of a signal distribution network, including power dividers. In the practical part, all proposals are validated by experimental methods or experimentally adapted to meet the specified requirements. Finally, the antenna was assembled and their radiation patterns was measured.

## **Keywodrs**

antenna array, patch antenna, microstrip line, Wilkinson power divider, branch-line coupler, radiation pattern

# OBSAH

Seznam zkratk.....	7
Seznam obrázků .....	8
Seznam tabulek.....	13
1 ÚVOD .....	15
2 SYSTÉMY RFID .....	16
2.1 Vznik systémů RFID a jejich aplikace .....	16
2.2 Systém RFID .....	17
2.2.1 RFID tag .....	17
2.2.2 RFID čtečka (čtecí zařízení).....	17
2.2.3 Informační systém.....	17
2.3 Kmitočtová pásma RFID.....	18
3 MIKROPÁSKOVÁ ANTÉNA .....	21
3.1 Přibližné vztahy pro návrh základního vyzařovacího elementu – patche.....	22
3.2 Anténní pole a jejich vyzařovací diagramy .....	25
3.3 Rozvod signálu .....	27
3.3.1 Wilkinsonův dělič výkonu.....	27
3.3.2 Dělič výkonu s odbočnicí branch-line .....	29
4 PRAKTICKÁ ČÁST .....	32
4.1 Návrh a realizace vyzařovacího elementu antény .....	32
4.1.1 Vyzařovací diagramy elementu antény .....	44
4.2 Návrh a realizace rozvodu signálu .....	47
4.2.1 Návrh rozložení signálu na elementech.....	49
4.2.2 Návrh a realizace děličů výkonu .....	62
4.2.3 Realizace rozložení amplitud a fází signálu .....	82
4.3 Experimentální ověření vyzařovacích charakteristik .....	106
5 ZÁVĚR.....	118
Seznam literatury.....	119
Příloha 1 – zdrojové kódy .....	120

## **SEZNAM ZKRATEK**

RFID – Radio Frequency Identification

IFF – Identification – Friend or Foe

LF – Low Frequency

HF – High Frequency

UHF – UltraHigh Frequency

MW – MicroWave

EPC – Electronic Product Code



## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 2.1 - Pasivní systém RFID .....	18
Obrázek 2.2 - Frekvenční pásma systémů RFID.....	19
Obrázek 3.1 - Základní vyzařovací element mikropáskové antény.....	21
Obrázek 3.2 - Průběhy proudu, napětí a vstupního odporu podél elementu.....	24
Obrázek 3.3 - Označení bran u Wilkinsonova děliče výkonu .....	28
Obrázek 3.4 - Schéma symetrického Wilkinsonova děliče .....	29
Obrázek 3.5 - Označení bran směrové odbočnice .....	30
Obrázek 3.6 - Vyznačené roviny symetrie odbočnice branch-line.....	30
Obrázek 3.7 - Schéma odbočnice typu branch-line.....	31
Obrázek 4.1 - Model elementu antény se substrátem z kuprexitu FR4 pro rozměry podle tabulky 4.2 .....	34
Obrázek 4.2 - Průběh parametru $S_{11}$ jednoho elementu antény pro první vypočítané rozměry.....	35
Obrázek 4.3 - Průběh parametru $S_{11}$ elementu antény s rozměry podle tabulky 4.3 .....	36
Obrázek 4.4 - Model elementu antény se substrátem z PUR .....	36
Obrázek 4.5 - Průběh parametru $S_{11}$ antény pro vypočítané rozměry, uvedené v tabulce 4.4.....	37
Obrázek 4.6 - Průběh parametru $S_{11}$ pro rozměry elementu získané optimalizací .....	38
Obrázek 4.7 - Změřené průběhy parametru $S_{11}$ antény pro různé délky $L$ .....	39
Obrázek 4.8 - Odsimulovaný průběh parametru $S_{11}$ elementu antény s rozměry získané experimentální metodou, uvedené v tabulce 4.7 .....	40
Obrázek 4.9 - Struktura kombinovaného elementu antény složeného z více dielektrik.....	40
Obrázek 4.10 - Model kombinovaného elementu antény .....	41
Obrázek 4.11 - Průběh parametru $S_{11}$ kombinovaného elementu antény získaný optimalizací .....	41
Obrázek 4.12 - Vyrobený vyzařovací element antény pro ověření průběhu parametru $S_{11}$ .....	42
Obrázek 4.13 - Měření parametru $S_{11}$ navrženého elementu antény .....	42
Obrázek 4.14 - Změřené průběhy parametru $S_{11}$ kombinovaného elementu v závislosti na jednotlivých rozměrech elementu .....	43
Obrázek 4.15 - Rozměry elementu antény .....	43
Obrázek 4.16 - Znázorněné roviny elementu antény.....	44
Obrázek 4.17 - Vyzařovací diagram elementu antény s vertikální polarizací.....	44
Obrázek 4.18 - Vyzařovací diagram elementu antény s vertikální polarizací v rovině $xz$ .....	45
Obrázek 4.19 - Vyzařovací diagram elementu antény s vertikální polarizací v rovině $yz$ .....	45
Obrázek 4.20 - Vyzařovací diagram elementu antény s horizontální polarizací.....	46
Obrázek 4.21 - Vyzařovací diagram elementu antény s horizontální polarizací v rovině $xz$ .....	46
Obrázek 4.22 - Vyzařovací diagram elementu antény s horizontální polarizací v rovině $yz$ .....	47

Obrázek 4.23 - Požadované vyzářovací charakteristiky antény a) horizontální diagram, b) vertikální diagram.....	47
Obrázek 4.24 - Anténa umístěná podélně podél trati .....	48
Obrázek 4.25 - Anténa umístěná kolmo vůči trati.....	49
Obrázek 4.26 - Obecné rozložení amplitudy a fáze signálu pro vytvoření vertikálního diagramu antény .....	49
Obrázek 4.27 - Porovnání vertikálních diagramů pro různé počty elementů antény $N_y$ .....	50
Obrázek 4.28 - Porovnání vertikálních diagramů pro různé rozestupy mezi elementy $\Delta y$ .....	51
Obrázek 4.29 - Vertikální diagram antény získaný pomocí výpočtu v Matlabu .....	52
Obrázek 4.30 - Vyzářovací charakteristika ve tvaru kosekanty .....	53
Obrázek 4.31 - Porovnání horizontálních diagramů antény pro různé počty elementů $N_x$ .....	55
Obrázek 4.32 - Průběhy horizontálních diagramů pro vysoké počty elementů $N_x$ .....	56
Obrázek 4.33 - Porovnání horizontálních diagramů antény pro různé rozestupy $\Delta x$ .....	57
Obrázek 4.34 - Průběh horizontálního diagramu antény s parametry podle tabulky 4.11 .....	58
Obrázek 4.35 - Horizontální diagram antény pro hodnoty rozložení amplitudy (tabulka 4.12) a fází signálu (tabulka 4.13) .....	60
Obrázek 4.36 - Detail maxima horizontálního diagramu .....	61
Obrázek 4.37 - Grafické znázornění rozložení amplitud a fází signálu na jednotlivých elementech antény .....	61
Obrázek 4.38 - Blokové schéma rozvodu signálu .....	62
Obrázek 4.39 - Model mikropáskového vedení .....	63
Obrázek 4.40 - Model Wilkinsonova děliče výkonu.....	64
Obrázek 4.41 - Obecné parametry Wilkinsonova děliče výkonu .....	65
Obrázek 4.42 - Vytvořený model podle vypočítaných rozměrů.....	67
Obrázek 4.43 - Průběh parametru $S_{11}$ Wilkinsonova děliče výkonu .....	67
Obrázek 4.44 - Vliv parametru $r_{\text{WilK}}$ na průběh parametru $S_{11}$ .....	68
Obrázek 4.45 - Vliv parametru $W_{70,7}$ na průběh parametru $S_{11}$ .....	68
Obrázek 4.46 - Průběh parametru $S_{11}$ Wilkinsonova děliče výkonu .....	69
Obrázek 4.47 - Kmitočtový průběh relativní impedance Wilkinsonova děliče.....	69
Obrázek 4.48 - Detail přidaných výstupků pro odstranění komplexní složky impedance .....	70
Obrázek 4.49 - Průběh parametru $S_{11}$ .....	70
Obrázek 4.50 - Kmitočtový průběh relativní impedance Wilkinsonova děliče.....	71
Obrázek 4.51 - Rozměry jednotlivých úseků Wilkinsonova děliče výkonu .....	71
Obrázek 4.52 - Vyrobený Wilkinsonův dělič výkonu pro ověření vlastností .....	72
Obrázek 4.53 - Ukázka měření vlastností Wilkinsonova děliče výkonu.....	72
Obrázek 4.54 - Změřené rozptylové parametry vyrobeného Wilkinsonova děliče výkonu .....	72
Obrázek 4.55 - Model konektoru .....	73

Obrázek 4.56 - Model Wilkinsonova děliče výkonu s konektory .....	73
Obrázek 4.57 - Průběh parametru $S_{11}$ modelu Wilkinsonova děliče výkonu s konektory.....	74
Obrázek 4.58 - Struktura děliče výkonu s odbočnicí branch-line .....	75
Obrázek 4.59 - Model odbočnice branch-line .....	77
Obrázek 4.60 - Průběhy parametrů $S_{11}$ , $S_{21}$ , $S_{31}$ a $S_{41}$ odbočnice branch-line .....	78
Obrázek 4.61 - Průběhy parametrů $S_{11}$ , $S_{21}$ , $S_{31}$ a $S_{41}$ zoptimalizované odbočnice branch-line.....	79
Obrázek 4.62 - Porovnání původního vypočítaného horizontálního diagramu antény s dělicím poměrem odbočnice branch-line $\eta = -7,96$ dB a horizontálního diagramu simulovaného modelu odbočnice branch-line s dělicím poměrem $\eta = -7,71$ dB .....	80
Obrázek 4.63 - Hodnoty rozměrů děliče výkonu s odbočnicí branch-line .....	80
Obrázek 4.64 - Vyroběný dělič výkonu s odbočnicí branch-line .....	81
Obrázek 4.65 - Změřené průběhy parametrů $S_{11}$ , $S_{21}$ , $S_{31}$ a $S_{41}$ vyrobeného děliče výkonu s odbočnicí branch-line.....	81
Obrázek 4.66 - Změřené zbývající S-parametry děliče výkonu s odbočnicí branch-line .....	82
Obrázek 4.67 - Zalomení mikropáskového vedení a) bez úprav b) oříznutého.....	83
Obrázek 4.68 - Průběh parametru $S_{11}$ zalomeného mikropáskového vedení bez ořezu .....	83
Obrázek 4.69 - Závislost změny průběhu parametru $S_{11}$ zalomeného vedení na velikosti ořezu $v$ .....	84
Obrázek 4.70 - Polovina rozvodu signálu s přímými úseky vedení .....	85
Obrázek 4.71 - Rozložení amplitud v modelu poloviny rozvodu signálu .....	85
Obrázek 4.72 - Detailní řez připojení ztrátového rezistoru $R$ .....	86
Obrázek 4.73 - Rozměry vedení pro připojení ztrátového rezistoru $R$ .....	86
Obrázek 4.74 - Fáze signálu v modelu s rovnými úseky vedení .....	87
Obrázek 4.75 - Model poloviny rozvodu signálu s použitím meandrů pro nastavení fází signálu .....	87
Obrázek 4.76 - Průběh fáze signálu na portu 3.....	88
Obrázek 4.77 - Ukázka nastavení požadavků na fáze signálu v optimalizačním procesu v programu CST Studio .....	89
Obrázek 4.78 - Průběhy fází signálu na jednotlivých portech poloviny rozvodu signálu po optimalizaci délek meandrů .....	89
Obrázek 4.79 - Porovnání původního vypočítaného horizontálního diagramu antény s diagramem, s rozložením fází v obr. 4.78 .....	90
Obrázek 4.80 - Vyroběná polovina rozvodu signálu.....	90
Obrázek 4.81 - Změřené průběhy parametrů $S_{11}$ , $S_{21}$ , $S_{31}$ , $S_{41}$ a $S_{51}$ vyrobené poloviny rozvodu signálu .....	91
Obrázek 4.82 - Změřené průběhy fází poloviny rozvodu signálu .....	92
Obrázek 4.83 - Detail průběhů fází signálu na frekvenci $f_0 = 2,45$ GHz.....	92
Obrázek 4.84 - Porovnání původního vypočítaného horizontálního diagramu antény a horizontálního diagramu, vytvořeného pomocí změřených rozložení signálu .....	93

Obrázek 4.85 - Změřené průběhy parametrů $S_{11}$ , $S_{22}$ , $S_{33}$ , $S_{44}$ a $S_{55}$ poloviny rozvodu signálu.....	94
Obrázek 4.86 - Délky úseků vedení poloviny rozvodu signálu.....	95
Obrázek 4.87 - Princip funkce rozdílového Wilkinsonova děliče.....	96
Obrázek 4.88 - Jednotlivé rozteče při návrhu rozdílového Wilkinsonova děliče.....	97
Obrázek 4.89 - Model rozdílového Wilkinsonova děliče výkonu.....	97
Obrázek 4.90 - Průběhy fází signálu na portech 2 a 3 rozdílového Wilkinsonova děliče výkonu.....	98
Obrázek 4.91 - Délky vedení rozdílového Wilkinsonova děliče výkonu.....	98
Obrázek 4.92 - Model rozvodu signálu.....	99
Obrázek 4.93 - Rozložení amplitud signálu v modelu.....	99
Obrázek 4.94 - Rozložení fází signálu v modelu.....	100
Obrázek 4.95 - Porovnání původního vypočítaného horizontálního diagramu antény s diagramem, vytvořeným rozložením signálu získaným simulací rozvodu signálu.....	101
Obrázek 4.96 - Model antény.....	102
Obrázek 4.97 - Průběh parametru $S_{11}$ modelu antény.....	102
Obrázek 4.98 - Celková vyzářovací charakteristika antény zobrazená v prostoru – pohled 1.....	103
Obrázek 4.99 - Celková vyzářovací charakteristika antény zobrazená v prostoru - pohled 2.....	103
Obrázek 4.100 - Celkový horizontální diagram modelu antény v dB.....	104
Obrázek 4.101 - Celkový horizontální diagram modelu antény v dBi.....	104
Obrázek 4.102 - Celkový vertikální diagram modelu antény v dB.....	105
Obrázek 4.103 - Celkový vertikální diagram modelu antény v dBi.....	105
Obrázek 4.104 - Vyrobená deska s rozvodem signálu.....	106
Obrázek 4.105 - Vyrobená deska s rozmístěnými vyzářovacími elementy.....	106
Obrázek 4.106 - Vyrobená anténa.....	107
Obrázek 4.107 - Pozice elementů na desce.....	107
Obrázek 4.108 - Náčrt celého rozvodu signálu, včetně koncových Wilkinsonových děličů výkonu.....	107
Obrázek 4.109 - Měření parametru $S_{11}$ antény.....	108
Obrázek 4.110 - Změřený průběh parametru $S_{11}$ .....	108
Obrázek 4.111 - Anténa Yagi, typ BD2G4.....	109
Obrázek 4.112 - Schéma měřicího pracoviště.....	110
Obrázek 4.113 - Měření vyzářovacích charakteristik antény.....	110
Obrázek 4.114 - Měření diagramu antény a) horizontálního, b) vertikálního.....	111
Obrázek 4.115 - Změřené vysílací horizontální diagramy antény.....	111
Obrázek 4.116 - Horizontální vysílací diagram antény vytvořený zprůměrováním jednotlivých měření.....	112
Obrázek 4.117 - Změřené vysílací vertikální diagramy antény.....	112
Obrázek 4.118 - Vertikální vysílací diagram antény vytvořený zprůměrováním jednotlivých měření.....	113

Obrázek 4.119 - Změřený horizontální přijímací diagram antény .....	113
Obrázek 4.120 - Změřený vertikální přijímací diagram antény .....	114
Obrázek 4.121 - Porovnání horizontálních diagramů získaných výpočtem, simulací a měřením.....	115
Obrázek 4.122 - Porovnání vertikálních diagramů získaných výpočtem, simulací a měřením.....	116
Obrázek 4.123 - Vypočítané horizontální diagramy antény pro $\theta \in \langle 0^\circ; 360^\circ \rangle$ .....	117

## SEZNAM TABULEK

Tabulka 4.1 - Zadané požadavky pro mikropáskovou anténu.....	32
Tabulka 4.2 - Rozměr jednoho prvku antény získané přibližným výpočtem.....	34
Tabulka 4.3 - Rozměry elementu antény po optimalizaci.....	35
Tabulka 4.4 - Rozměry elementu antény s PUR, získané výpočtem.....	37
Tabulka 4.5 - Rozměry elementu antény získané optimalizací.....	37
Tabulka 4.6 - Rozměry patch antény zadané pro výrobu.....	38
Tabulka 4.7 - Rozměry patch antény získané experimentálním měřením.....	39
Tabulka 4.8 - Rozměry kombinovaného elementu antény získané optimalizací.....	41
Tabulka 4.9 - Shrnutí parametrů vertikálního diagramu získaného výpočtem.....	52
Tabulka 4.10 - Rozložení amplitud a fází signálu získané výpočtem.....	54
Tabulka 4.11 - Shrnutí parametrů rozložení signálu, získané prvním výpočtem horizontálního diagramu v Matlabu.....	58
Tabulka 4.12 - Rozložení amplitudy signálu na elementech antény po úpravě dělicího poměru.....	59
Tabulka 4.13 - Rozdíly fází mezi sousedními elementy antény po úpravě dělicího poměru.....	59
Tabulka 4.14 - Vypočítané šířky mikropáskového vedení $W_m$ .....	63
Tabulka 4.15 - Hodnoty impedancí $Z$ mikropáskového vedení pro šířky vedení $W_m$ zjištěné v programu TxLine.....	63
Tabulka 4.16 - Zoptimalizované šířky mikropásku $W_m$ pro zadané hodnoty charakteristické impedance $Z$ .....	64
Tabulka 4.17 - Parametry navrženého Wilkinsonova děliče výkonu.....	66
Tabulka 4.18 - Hodnoty rozměrů jednotlivých parametrů Wilkinsonova děliče výkonu.....	69
Tabulka 4.19 - Požadované hodnoty $S$ -parametrů.....	75
Tabulka 4.20 - Hodnoty charakteristických impedancí větví $Z_a$ a $Z_b$ v závislosti na impedanci děliče $Z_D$ .....	76
Tabulka 4.21 - Hodnoty impedance $Z_T$ v závislosti na impedanci děliče $Z_D$ .....	76
Tabulka 4.22 - Impedance jednotlivých částí odbočnice branch-line.....	76
Tabulka 4.23 - Šířky mikropásků $W_m$ úseků odbočnice branch-line.....	77
Tabulka 4.24 - Hodnoty rozměrů úseků odbočnice branch-line.....	78
Tabulka 4.25 - Rozdíly fází signálu mezi sousedními porty v modelu s rovnými úseky vedení.....	87
Tabulka 4.26 - Vypočítané rozložení fází signálu.....	88
Tabulka 4.27 - Předpokládané a změřené dělicí poměry.....	91
Tabulka 4.28 - Předpokládané a změřené rozdíly fází signálu.....	93
Tabulka 4.29 - Porovnání rozložení amplitud signálu v modelu s vypočítaným rozložením amplitud signálu.....	100

Tabulka 4.30 - Porovnání rozložení fází signálu v modelu s vypočítaným rozložením fází signálu ..	101
Tabulka 4.31 - Parametry antény Yagi, typ BD2G4 .....	109

# 1 ÚVOD

Diplomová práce je věnována rozboru, návrhu a ověření antény pro čtečku RFID systému v pásmu 2,45 GHz. Čtečka je umístěna v blízkosti železniční tratě a komunikuje s tagy, upevněnými na vozech projíždějících vlaků. Optimální funkce systému vyžaduje, aby byl dosah čtečky ve směru podél trati podstatně větší, než ve směru kolmém. To vyžaduje speciální tvar diagramu antény se dvěma postranními maximy a s minimem ve směru hlavní osy antény. Tento neobvyklý průběh anténního diagramu umožní lepší využití vysílaného výkonu i citlivosti přijímače čtečky. Základní tvar diagramu byl součástí širšího zadání diplomové práce. Cílem práce byl návrh a ověření hlavních částí mikropáskové antény s uvedenými vlastnostmi.



## 2 SYSTÉMY RFID

### 2.1 Vznik systémů RFID a jejich aplikace

RFID (*Radio Frequency Identification*) neboli Radio Frekvenční Identifikace je bezkontaktní automatická identifikace sloužící k přenosu a ukládání dat pomocí elektromagnetických vln.

Systémy RFID jsou schopny zaznamenávat, uchovávat a poskytovat objektivní informace o objektech v reálném čase.

Tuto technologii lze najít v různých odvětvích průmyslu jako je kontrola výrobních procesů, logistika, dodávky a expedice, v obchodních řetězcích, ale i v identifikaci zvířat, ať už jde o jednotlivé domácí mazlíčky, tak i o velké stáda dobytka. RFID systémy se nacházejí rovněž i v automobilovém průmyslu nebo ve zdravotnictví. Dá se říci, že RFID zvyšuje kvalitu, rozšiřuje možnosti procesu identifikace ve všech oblastech a odvětvích průmyslu, bezpečnosti, dopravy atd. [1].

Mezi hlavní výhody RFID patří:

- 1) Bezkontaktní povaha technologie, která nevyžaduje pro identifikaci objektu jeho přímou viditelnost, ani přesné polohování.
- 2) Přenosu dat z čipu nebrání ani špatné optické či atmosférické podmínky.
- 3) Vysoká rychlost čtení, možnost současného čtení mnoha.
- 4) Tag nemusí být na povrchu snímaného objektu, ochrana před poškozením vnějšími vlivy.

Historie zasahuje až do 20. let minulého století, kdy se k navigaci letadel začaly používat rádiové vysílače, tzv. radiomajáky. Z roku 1939 pochází technologie podobná RFID tzv. IFF (*Identification - Friend or Foe*), používaná za války k odlišení vlastních a nepřátelských letadel [1].

Roku 1970 si nechal Mario Cardullo patentovat vysílací zařízení s pamětí a dalšími funkcemi RFID čipu. První skutečný RFID čip předvedla americká Los Alamos Scientific Laboratory roku 1973. V sedmdesátých letech se na vývoji podílela řada firem, mimo jiné IBM, ComServ a FairChild. Od roku 1980 až 1990 začaly vznikat komerční aplikace (např. bezkontaktní karty, sloužící k identifikaci vstupů do budov, lyžařských vleků, mýtné brány atd.). V devadesátých letech, s vytvořením prvních standardů, nastaly podmínky pro mezinárodní využívání RFID [1].

## **2.2 Systém RFID**

Systém RFID se skládá ze tří základních komponent:

### **2.2.1 RFID tag**

Nosič informací v RFID systému nazýváme tag respektive transpondér, jehož význam vznikl sloučením anglických slov transmit - přenos a response - odpověď. Základní funkcí RFID tagu je uložení dat do vnitřní paměti a poskytnutí tohoto uloženého údaje systému. Tag je obvykle umístěn na sledovaných objektech (výrobky, osoby, zvířata, identifikační nebo platební karty). Každý tag se skládá z mikročipu a antény, případně ze zdroje energie. RFID tagy se dělí podle výrobní technologie, druhu paměti, zdroje energie a frekvenčního pásma, ve kterém pracují [1].

### **2.2.2 RFID čtečka (čtecí zařízení)**

RFID čtečka (RFID reader) působí jako most mezi RFID tagem a informačním systémem a má několik základních funkcí.

- Dodávat energii pasivním tagům
- Přečtení údajů, které obsahuje RFID tag
- Zapsání dat do tagu (v případě Read-Write tagů)
- Přenos dat z a do řídicího počítače

Čtečka je napájena ze systému a bývá součástí vnější infrastruktury.

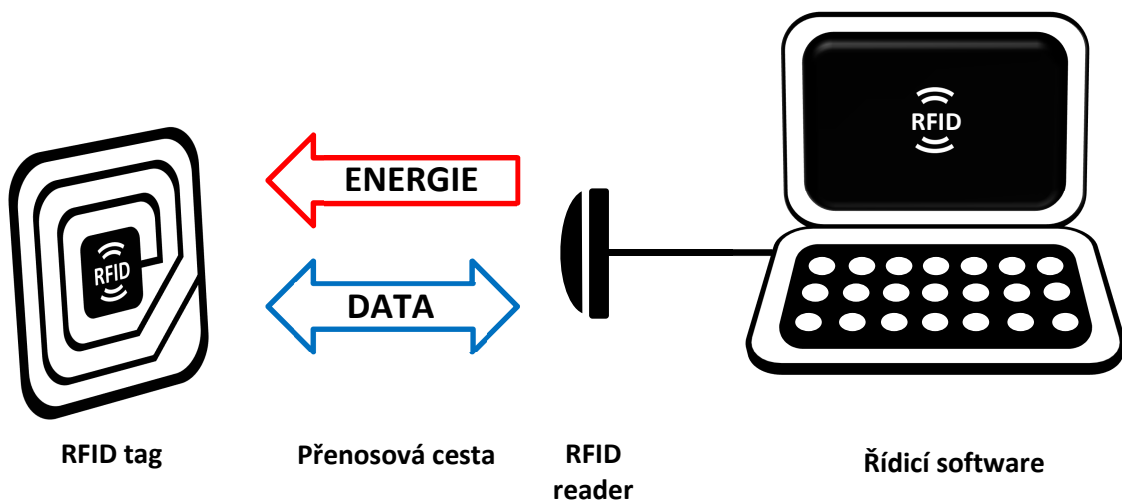
### **2.2.3 Informační systém**

Využívá informací, získaných čtečkou a obsahuje řídicí software (middleware), řídicí počítače, databáze, telekomunikační sítě a systémy na strategické úrovni řízení.

Systémy RFID se dělí podle několika hledisek. Jedním z důležitých je způsob napájení tagů energií.

## 1. Pasivní systém

RFID tag neobsahuje vlastní zdroj energie a je závislý na dodávce energie z antény čtecího zařízení. Čtecí zařízení šíří pomocí antény elektromagnetické pole, které slouží jako zdroj energie pro RFID tag a také jako komunikační kanál ve směru od čtecího zařízení k RFID tagu. Schematicky je tento systém zobrazen na obr. 2.1. Primárním účelem nasazení pasivního RFID je identifikace objektů. Pasivní tagy mají prakticky neomezenou životnost, ale v důsledku nutnosti přenosu energie ze čtečky na tag je komunikace mezi pasivním RFID tagem a čtečkou omezena pouze na krátké vzdálenosti [1].



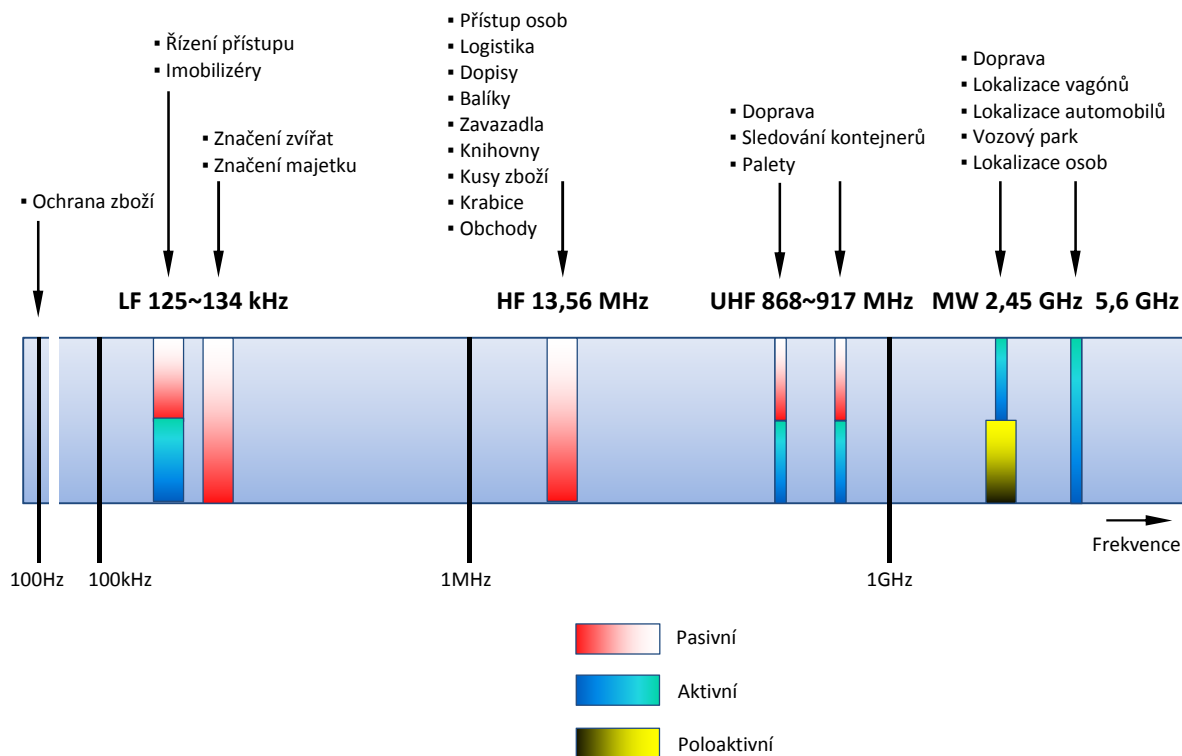
Obrázek 2.1 - Pasivní systém RFID

## 2. Aktivní RFID systém

Aktivní RFID systém využívá aktivní RFID tagy, které na rozdíl od pasivních obsahují vlastní zdroje napájení (baterie) a jejich činnost může být nezávislá na čtecím zařízení. Aktivní tag může plnit i další funkce jako například lokalizaci, měření teploty a podobně. Komunikace s aktivními tagy může probíhat na velké vzdálenosti (až stovky metrů), ale doba funkce tagu je omezena životností baterie [1].

### 2.3 Kmitočtová pásma RFID

Volba vhodné frekvence pro konkrétní aplikaci je jedna z nejdůležitějších fází návrhu řešení systému RFID. Z této volby vyplývá celá řada dalších nejen fyzikálních omezení, jako jsou například dosah čtení, zákonná omezení vyzářené energie, rychlost snímání a zapisování, použitelnost v různém prostředí. Pro systémy RFID byla stanovena čtyři hlavní frekvenční pásma, zobrazená na obr. 2.2 [2].



Obrázek 2.2 - Frekvenční pásma systémů RFID.

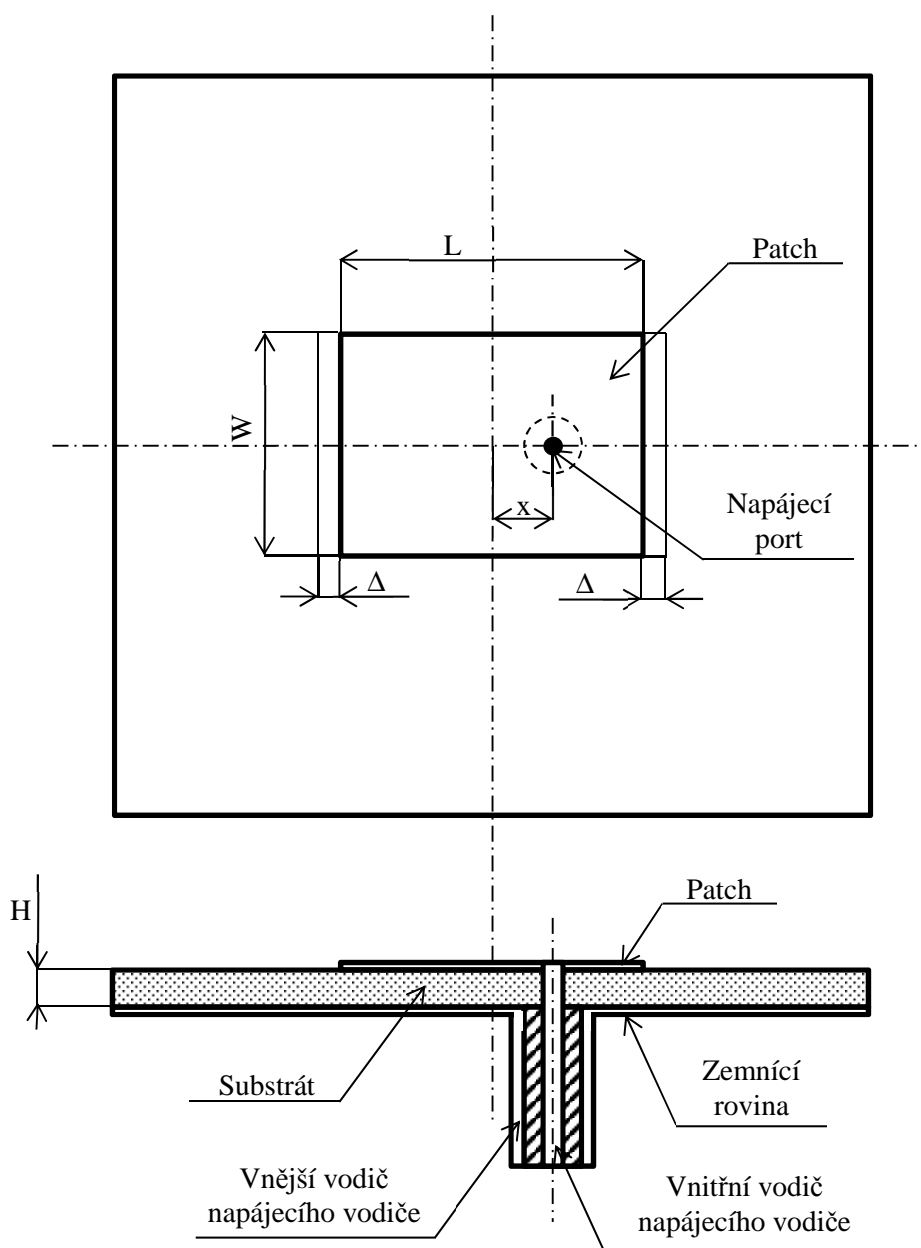
- 1) **LF (Low Frequency)** pásmo 125 -134 kHz – Frekvenční pásmo LF má velmi krátkou (téměř kontaktní) čtecí vzdálenost (do cca. 20 cm) a nízkou přenosovou rychlost. Tato technologie se využívá převážně v identifikačních průkazech (evidence docházky), k identifikaci komponent v zařízení během výroby, k identifikaci pivních sudů, na evidenci domácích zvířat atd. Využívá se pasivních tagů, které se skládají z cívky a nepřepisovatelné paměti [1].
- 2) **HF (High Frequency)** pásmo 13,56 MHz - Toto pásmo má vyšší čtecí vzdálenost než LF (do cca. 1 metru). V aktivním provedení umožňuje i několikametrové čtecí vzdálenosti. Tento systém však využívá opět především pasivních tagů. Má také nižší přenosovou rychlost a v blízkosti kovů a tekutin poskytuje vysokou spolehlivost. Anténa tagu je vyrobena z měděného drátu nebo může být vytištěna vodivým inkoustem na papírovou podložku a doplněná čipem. V této kategorii jsou čipy většinou k dispozici ve variantách RO (*Read Only* – pouze čtení) nebo může obsahovat také snímače pro měření fyzikálních veličin a často je schopen optické a akustické komunikace s uživateli. RW (*Read Write* – možnost čtení i zápisu) s kapacitou paměti od několika bytů až po kilobyty. Tato technologie se

nejčastěji využívá pro knihovní systémy, docházkové systémy, pro identifikační karty (e-peněženky, přístupové systémy) [1].

- 3) **UHF** (*Ultra High Frequency*) pásmo 860 - 960 MHz) - UHF pásmo umožňuje přenos informace na vzdálenosti jednotek metrů. Systémy UHF v různých zemích světa mají přiděleny různá frekvenční pásma. U této technologie se využívá standard ISO 18000 určený pro knihovní systémy, docházkové systémy, identifikace palet. V současné době představuje RFID pásmo s největším počtem uživatelů, pro identifikaci zboží a logistických jednotek a to také díky zavedení jednotného číselného standardu EPC (Electronic Product Code) elektronického kódu produktu, který je spravován a přidělován světovou organizací Global Standards GS1 [1].
- 4) **MW** (*Microwave*) pásma 2,45, a 5,6 GHz – MW pásma jsou v blízkosti frekvenčních pásem často používaných Wi-Fi sítí. Charakteristickým znakem této technologie je velká čtecí vzdálenost a vysoká přenosová rychlost, ale s omezenou funkcí v blízkosti kovu a vody. Tato pásma jsou spjata s aktivními tagy, protože vlastní zdroj energie tagu dokáže zvýšit čtecí vzdálenost až na desítky metrů. Využívají se např. pro identifikace vozidel a pohybujících se předmětů, případně pro jejich vyhledávání (Real Time Location Services) [1].

### 3 MIKROPÁSKOVÁ ANTÉNA

Máme navrhnout anténu pro pásmo 2,45 GHz, která bude používána v provozu a jejíž výroba by měla být co nejjednodušší. V mikrovlnné technice jsou hojně používány mikropáskové antény (často nazývané patch antény) kvůli jejich jednoduchosti a kompatibilitě s technologií tištěných spojů. Tuto technologii můžeme využít k vyleptání antény na vhodný podklad a tím můžeme produkovat levné, úzkoprofilové antény, jejichž výroba je lehce opakovatelná. Ukázka základního vyzařovacího elementu takové antény je na obr. 3.1 [3].



Obrázek 3.1 - Základní vyzařovací element mikropáskové antény.

Anténa zhotovená na vhodném podkladu vydrží velké otřesy a tak není problém s jejím využitím v prostředích, kde se často vyskytují vibrace. Výrobci základnových stanic pro mobilní komunikace často vyrábí antény z kusu plechu a připevňují je různými způsoby přímo na nevodivé sloupky nebo pěnu za účelem snížení výdajů za nevodivý substrát a leptání antén. Tento způsob montáže antén také eliminuje problém s povrchovým vybuzením vln při použití tlustých substrátů, které se používají pro zvětšení šířky pásma antény [4].

Nejčastěji používané tvary základního elementu mikropáskových antén jsou obdélník nebo kruh a oba mají podobné vyzařovací charakteristiky. Malá velikost základního vyzařovacího elementu mikropáskové antény limituje možnosti návrhu jejího vyzařovacího diagramu a proto je musíme sdružovat do anténních polí. Antény tvořené spojením koplanárních patchů, za účelem rozšíření impedanční šířky pásma, budou vyzařovat v užších svazcích, ale základní patch má poměrně široký vyzařovací diagram. Pokud tedy sdružíme několik patchů do jedné roviny, můžeme očekávat, že se svazek začne zužovat nebo bude měnit svůj tvar.

Patche jsou vlastně kovové plíšky umístěné nad velkými zemnicími rovinami. Elektrické proudy protékající zářičem a zemnicí deskou pak vyzařují.

Pokud k buzení patche použijeme vertikální sondy, napájené z koaxiálního vedení, musíme navíc k výslednému vyzařovacímu diagramu přičíst záření sondy způsobené protékajícími proudy.

### **3.1 Přibližné vztahy pro návrh základního vyzařovacího elementu – patche**

Prvním krokem návrhu mikropáskové antény je určení dielektrického materiálu (substrátu) mezi patchem a zemnicí deskou. Jako hlavní vlastnost tohoto materiálu je z hlediska návrhu považována jeho relativní permitivita  $\epsilon_r$ . Druhá hodnota, která nás z hlediska návrhu antény zajímá, je tloušťka substrátu  $H$ .

Vstupními parametry jsou kmitočet  $f_0$ , na kterém bude anténa vysílat a vstupní impedance  $Z_0$ , při níž bude anténa přizpůsobená. Ze znalosti materiálu, kmitočtu a impedance lze pak vypočítat jednotlivé rozměry elementu.

Návrh elementu je realizován pomocí numerických vzorců [3], které sice nejsou zcela přesné, ale pro první přibližný návrh postačují. Pro konečné přesné návrhy se používají

komerční softwarové nástroje, jako je například námi použitý solver elektromagnetického pole CST Studio.

Pomocí vztahu (3.1) vypočítáme vlnovou délku  $\lambda$  pro příslušnou frekvenci  $f_0$ .

$$\lambda = \frac{c}{f_0} \quad (3.1)$$

kde  $\lambda$  je vlnová délka [m]

$c$  je rychlost šíření světla ve vakuu [ $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ ] a je přibližně rovna  $c \doteq 3\cdot 10^8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$

$f_0$  je kmitočet, na kterém patch vysílá [Hz]

Prvním rozměrem, který se určí, je šířka patche  $W$  (3.2).

$$W = \frac{c}{2\cdot f_0\cdot\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.2)$$

kde  $W$  je šířka patche [m]

$\varepsilon_r$  je relativní permitivita substrátu [-]

Dalším parametrem k výpočtu je efektivní relativní permitivita  $\varepsilon_{\text{eff}}$  (3.3).

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10\cdot H}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.3)$$

kde  $\varepsilon_{\text{eff}}$  je efektivní relativní permitivita [-]

$H$  je tloušťka substrátu [m]

Pomocí výše vypočítaných hodnot lze spočítat, tzv. činitel zkrácení antény  $\Delta$  (3.4).

$$\Delta = H \cdot 0,412 \cdot \frac{\varepsilon_{\text{eff}}+0,3}{\varepsilon_{\text{eff}}-0,258} \cdot \frac{\frac{W}{H}+0,262}{\frac{W}{H}+0,813} \quad (3.4)$$

kde  $\Delta$  je činitel zkrácení [m]



Délka rezonanční strany  $L$  patche se určí podle následujícího vztahu (3.5).

$$L = \frac{\lambda}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} - 2 \cdot \Delta \quad (3.5)$$

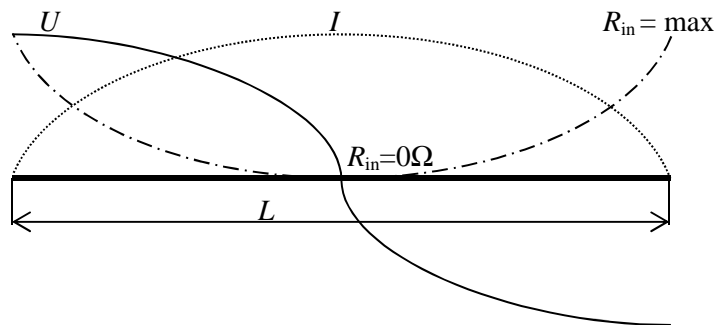
kde  $L$  je délka patche [m]

K dalšímu postupu návrhu je nutné znát hodnotu konstanty šíření  $k$  (3.6).

$$k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \quad (3.6)$$

kde  $k$  je konstanta šíření [ $\text{m}^{-1}$ ]

Impedance antény  $R_{\text{in}}$  se mění v závislosti na poloze napájecího pinu  $x$  od středu patche v rozsahu od  $0 \Omega$  ve středu patche do mezní hodnoty impedance  $R_e$  na okraji patche (obrázek 3.2).



Obrázek 3.2 - Průběhy proudu, napětí a vstupního odporu podél elementu.

Závislost vstupní impedance patche  $R_{\text{in}}$  na pozici napájecího portu  $x$  lze přibližně charakterizovat podle vztahu (3.7).

$$R_{\text{in}} = R_e \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi \cdot x}{L} \right) \quad (3.7)$$

kde  $R_{in}$  je vstupní impedance patche [ $\Omega$ ]

$R_e$  je impedance patche na okraji patche [ $\Omega$ ], (typická hodnota  $R_e \approx 200 \Omega$ )

$x$  je pozice napájecího portu [m] a platí pro něj vztah (3.8)

$$0 \leq x \leq \frac{L}{2} \quad (3.8)$$

K výpočtu pozice napájecího portu  $x$  je tedy nutné znát impedanci na okraji patche  $R_e$ .

Tu získáme pomocí vodivosti  $G$  (3.9).

$$G = \frac{\pi \cdot W}{120 \cdot \pi \cdot \lambda} \cdot \left[ 1 - \frac{(k \cdot H)^2}{24} \right] \quad (3.9)$$

Pro vstupní impedanci na krajích patche  $R_e$  pak platí následující vztah (3.10):

$$R_e = \frac{1}{2 \cdot G} \quad (3.10)$$

A nakonec ze vztahu pro výpočet vstupní impedance  $R_{in}$  v závislosti na pozici napájecího portu  $x$  vyjádříme tento parametr (3.11).

$$x = \frac{L}{\pi} \cdot \arcsin \sqrt{\frac{R_{in}}{R_e}} \quad (3.11)$$

kde pro přizpůsobení patche musí platit:  $R_{in} = Z_0$ .

## 3.2 Anténní pole a jejich vyzařovací diagramy

Anténní pole (řady) sestávají z množství anténních prvků (elementů), které jsou koherentně napájené s různými amplitudami a fázemi. To umožní vytvářet požadované vyzařovací diagramy případně adaptivně a směřovat svazky do požadovaných směrů. Anténní pole s možností změny směřování svazku se nazývají fázované anténní řady. Požadavky na špičkové vlastnosti antén, jako jsou úzké svazky, nízké postranní laloky, široká kmitočtová pásma a vysoký výkon drží jejich cenu vysoko (obecně cena velkých aperturových antén bývá 10 – 40% ceny celého systému a fázované řady bývají až o 100% dražší). Velikost postranních laloků lze ovlivnit rozložením amplitudy signálu v apertuře. Pro fázované řady

Lze kontrolovat amplitudu každého elementu individuálně, a tedy lze docílit dobré ovládní. Pro spojitě apertury je vyzařovací diagram ve vzdálené zóně roven Fourierově transformaci rozložení na apertuře. Pro řady se berou vzorky spojitěho rozložení v každém diskretním místě (diskretní transformace) [4].

Rovnoměrné rozložení amplitudy signálu v apertuře (ozáření) vede sice na největší zisk antény (a proto i nejužší vyzařovací diagram), ale za cenu nejvyšších postranních laloků. S potlačením amplitud na okrajích klesá zisk, rozšiřuje se hlavní svazek a zmenšují se postranní laloky. Konstruktor antény tedy volí účinnou a realizovatelnou funkci rozložení, která poskytuje nízké postranní laloky a minimální ztráty na zisku.

Každý prvek řady má směrový diagram, který závisí na úhlu a v blízkosti elementu i na vzdálenosti. Pro velké vzdálenosti se prvek chová jako zdroj kulové vlny, takže vyzařovací diagram prvku  $f(\theta, \phi)$  závisí jen na úhlech  $\theta$  a  $\phi$ . Pro intenzitu elektrického pole  $i$ -tého prvku lze ve vzdáleném poli psát (3.12):

$$E_i(R_i, \theta, \phi) = f_i(\theta, \phi) \frac{e^{-jkR_i}}{R_i} \quad (3.12)$$

kde  $R_i$  je vzdálenost mezi  $i$ -tým prvkem a bodem pozorování a  $k$  je velikost vlnového vektoru.

Další postup je převzat z [5].  $R_i$  lze vyjádřit pomocí polohového vektoru  $\mathbf{R}$  bodu pozorování a polohového vektoru  $\mathbf{r}_i$   $i$ -tého prvku řady vůči libovolnému středu souřadnic. Protože

$$R_i^2 = |\mathbf{R}|^2 + |\mathbf{r}_i|^2 - 2(\mathbf{R} \cdot \mathbf{r}_i) \quad (3.13)$$

dostaneme pro velké vzdálenosti

$$R_i \cong R - \mathbf{r}^0 \cdot \mathbf{r}_i \quad (3.14)$$

kde  $R$  je délka vektoru  $\mathbf{R}$  (vzdálenost bodu pozorování od středu soustavy)

$\mathbf{r}^0$  je jednotkový vektor ve směru bodu pozorování

Pak lze pro vzdálené elektrické pole celé řady psát:

$$E(R, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_{i=1}^N a_i f_i(\theta, \phi) e^{jk(\mathbf{r}^0 \cdot \mathbf{r}_i)} \quad (3.15)$$

Koeficienty  $a_i$  jsou vložené komplexní amplitudy signálu na  $i$ -tém prvku. Obecně jsou vektorové diagramy prvků pro každý prvek jiné, i když se používají stejné prvky a to vlivem jiných vzájemným interakcím prvků blízko okrajů řady. Pokud však předpokládáme stejné diagramy  $f_i(\theta, \phi)$ , bude:

$$E(R, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkR}}{R} f_i(\theta, \phi) \sum_{i=1}^N a_i e^{jk(\mathbf{r}^0 \cdot \mathbf{r}_i)} \quad (3.16)$$

Na povrchu koule o poloměru  $R$  je člen  $\frac{e^{-jkR}}{R}$  konstantní a pak je tento člen pouze normalizační konstanta. Proto se obvykle uvažuje diagram jako součin vektorového diagramu jednoho prvku  $f_i(\theta, \phi)$  a skalárního činitele řady  $F(\theta, \phi)$ , kde

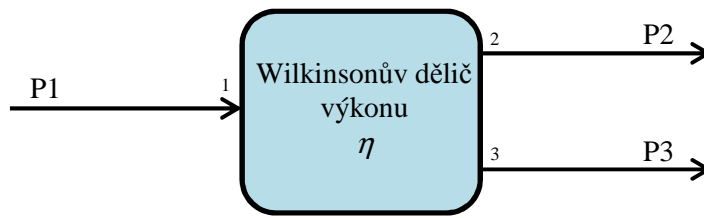
$$F(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N a_i e^{jk(\mathbf{r}^0 \cdot \mathbf{r}_i)} \quad (3.17)$$

### 3.3 Rozvod signálu

Požadované rozložení amplitud a fází signálu na jednotlivých prvcích anténního pole zajišťují rozvody signálů. U antén s neměnným anténním diagramem se skládají z děličů výkonu a propojovacích vedení. Existuje velké množství různých typů děličů výkonu, používaných pro tyto účely. U mikropáskových obvodů se používá převážně Wilkinsonových děličů nebo směrových odbočnic s odbočnými větvemi (branch-line couplers). Proto dále popíšeme právě tyto dva typy.

#### 3.3.1 Wilkinsonův dělič výkonu

Jedná se o trojbran (obr. 3.3), který rozděluje vstupní výkon  $P_1$  z brány 1 do dvou výstupních bran 2 a 3 ( $P_2, P_3$ ) v předepsaném poměru.  $\eta$  je napěťový činitel vazby  $\eta = |S_{31}/S_{21}|$ . Přitom se předpokládá, že od brány 1 se nic neodráží, je přizpůsobená [6].



Obrázek 3.3 - Označení bran u Wilkinsonova děliče výkonu

Obecná rozptylová matice Wilkinsonova děliče má tvar:

$$|\mathbf{S}| = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{vmatrix}$$

kde  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  a  $S_{33}$  odpovídají odrazům od bran 1, 2 a 3 při přizpůsobení zbývajících dvou bran.

$S_{ij}$  odpovídá přenosu z  $j$ -té do  $i$ -té brány v případě přizpůsobení třetí zbývající brány

Wilkinsonův dělič výkonu lze konstruovat jako symetrický dělič s rovnoměrným dělením výkonu mezi brány 2 a 3:  $S_{21} = S_{31}$  ( $\eta = 1$ ) nebo jako nesymetrický dělič, kde  $\eta \neq 1$ .

### Symetrický Wilkinsonův dělič výkonu

Uvažujeme dokonalý přenos výkonu z brány 1 do bran 2 a 3, což znamená, že se žádný výkon neodráží zpět a není ani spotřebováván během průchodu děličem. Pro takovýto dělič platí následující vztahy:

$$P_1 = P_2 + P_3$$

$$S_{11} = 0$$

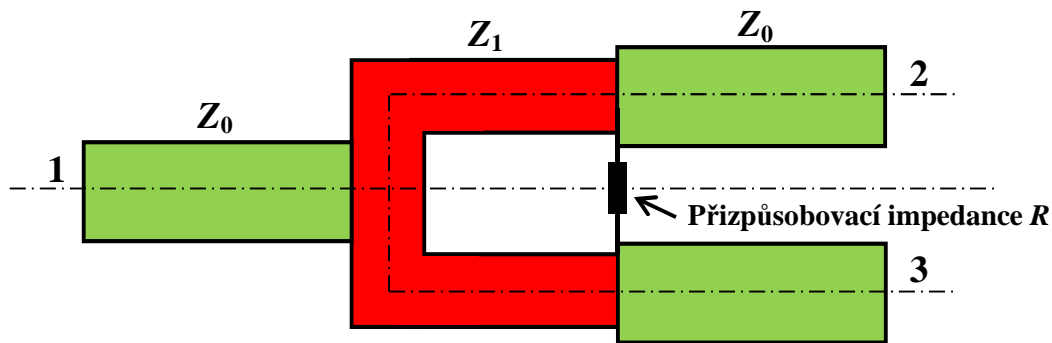
$$|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$$

Symetrický Wilkinsonův dělič výkonu představuje reciprokový obvod, pro který platí

$$|\mathbf{S}| = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & e^{j\varphi} & e^{j\varphi} \\ e^{j\varphi} & 0 & 0 \\ e^{j\varphi} & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (3.18)$$

kde  $\varphi$  je argument koeficientu  $S_{21}$

Wilkinsonův dělič se skládá z úseků homogenního vedení podle obr. 3.4 [6].



Obrázek 3.4 - Schéma symetrického Wilkinsonova děliče

Zelené úseky na obr. 3.4 představují části děliče s charakteristickou impedancí  $Z_0$  (přívodní vedení). Červená část o impedanci  $Z_1$  se nazývá impedanční transformátor. Tento úsek má délku  $\lambda/4$  a má za úkol bezodrazově impedančně přizpůsobit impedanci děliče vůči vstupní a výstupní impedanci  $Z_0$ . Pro impedanci části  $Z_1$  potom platí vztah (3.19):

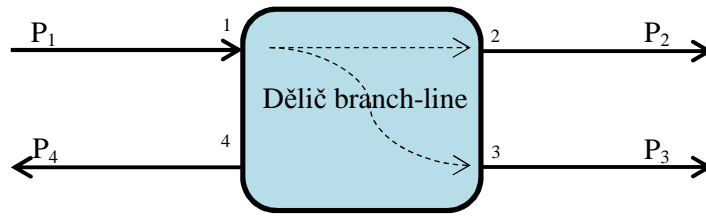
$$Z_1 = \sqrt{2 \cdot Z_0 \cdot Z_0} = \sqrt{2} \cdot Z_0 \quad (3.19)$$

Pro tento dělič platí, že nelze přizpůsobit všechny brány najednou. Z tohoto důvodu je do tohoto děliče přidána přizpůsobovací impedance  $R$ , která má velikost (3.20) [6]:

$$R = 2 \cdot Z_0 \quad (3.20)$$

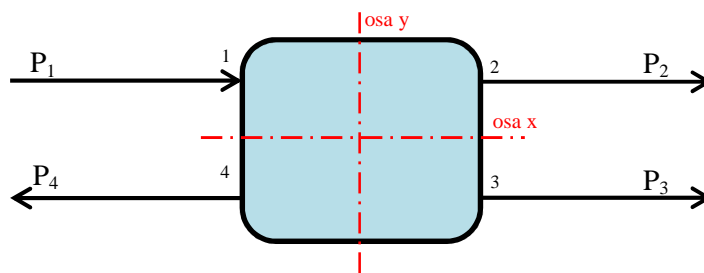
### 3.3.2 Dělič výkonu s odbočnicí branch-line

Tento dělič využívá čtyřbran podle obr 3.5 (směrovou odbočnicí), přičemž brána 1 je vstupní, brány 2 a 3 jsou branami výstupními a z brány 4 ideálně nevystupuje žádný signál. Tato brána je zakončena přizpůsobenou impedancí  $Z_0$  a tím se ze čtyřbranu stane trojbran – dělič výkonu [6].



Obrázek 3.5 - Označení bran směrové odbočnice

Tento obvod se často označuje jako dvojnásobně zrcadlově symetrická směrová odbočnice se směrovostí 2. druhu. Dvojnásobně zrcadlově symetrická znamená, že má dvě navzájem kolmé roviny symetrie [6].



Obrázek 3.6 - Vyznačené roviny symetrie odbočnice branch-line

Obecná rozptylová matice odbočnice branch-line má tvar:

$$|\mathbf{S}| = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{vmatrix}$$

V případě ideálního děliče, se opět žádný výkon uvnitř nespotebovává a ani se neodráží zpět do vstupní brány a do brány 4 nevstupuje také žádný výkon. Pro tyto podmínky pak přechází rozptylová matice do tvaru [6]:

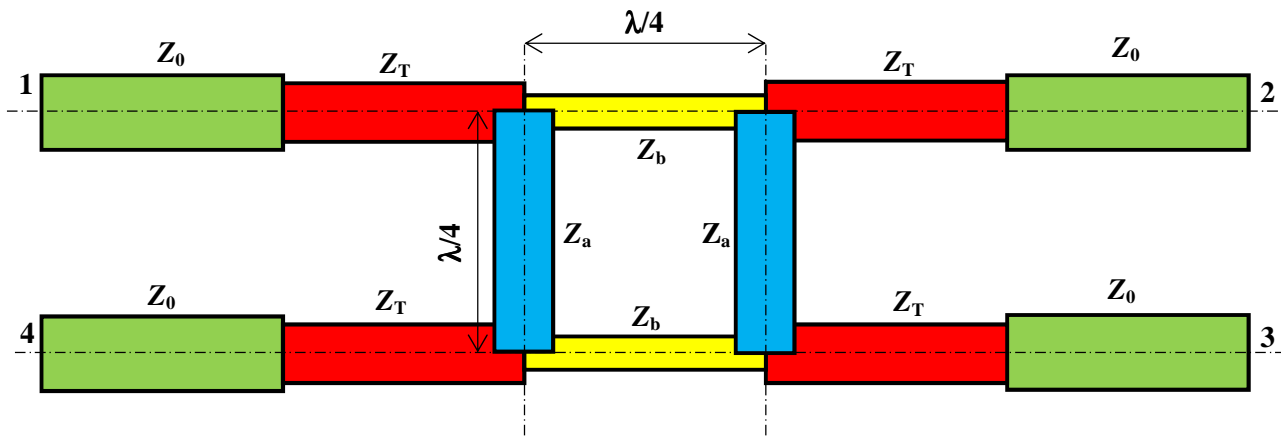
$$|\mathbf{S}| = \begin{vmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & -j\sqrt{1-k_v^2} & -k_v & 0 \\ -j\sqrt{1-k_v^2} & 0 & 0 & -k_v \\ -k_v & 0 & 0 & -j\sqrt{1-k_v^2} \\ 0 & -k_v & -j\sqrt{1-k_v^2} & 0 \end{vmatrix} \quad (3.21)$$

kde  $k_v$  je napěťový koeficient vazby a platí

$$k_v = |S_{31}| \Rightarrow k_v^2 = \frac{P_{31}}{P_1} \quad (3.22)$$

Imaginární jednotka  $j$  představuje fázový posuv signálu o  $\pi/2$  oproti signálu na druhé výstupní bráně.

Dělič s odbočnicí typu branch-line, je podobně jako Wilkinsonův dělič, složen z několika úseků homogenního vedení o různých impedancích (obr 3.7) [6].



Obrázek 3.7 - Schéma odbočnice typu branch-line

Zelené úseky děliče představují úseky vedení o charakteristické impedanci  $Z_0$ . Červené části jsou impedanční transformátory s impedancí  $Z_T$ . Žlutě a modře jsou vyznačeny jednotlivé větve děliče s charakteristickou impedancí  $Z_1$  a  $Z_2$ . Na velikostech těchto impedancí závisí dělicí poměr děliče  $\eta$ . Obě větve mají shodnou délku rovnou čtvrtině vlnové délky  $\lambda/4$ . Transformátory se používají v případě, kdy je požadovaný dělicí poměr celkového děliče příliš veliký a nebylo by možné ho dosáhnout poměrem úseků  $Z_1$  a  $Z_2$ . V ideálním případě neprochází do brány 4 žádný signál z brány 1, tudíž  $S_{41} = 0$ . V reálném případě děliče, ale malá část výkonu do brány 4 projde a tudíž je nutné tuto bránu přizpůsobit. Toho se dosáhne tím, že se na výstup této brány připojí zatěžovací impedance  $R$  o velikosti charakteristické impedance  $Z_0$ . Tato impedance představuje ztrátový prvek a zabrání odrazu signálu zpět do děliče.



## 4 PRAKTICKÁ ČÁST

### 4.1 Návrh a realizace vyzařovacího elementu antény

V našem případě byly zadány následující požadavky (tabulka 4.1).

Tabulka 4.1 - Zadané požadavky pro mikropáskovou anténu

Název	Hodnota
Materiál substrátu	FR4 ( $\epsilon_r = 4,3$ )
Tloušťka substrátu $H$	3,2 mm
Vysílací kmitočet $f_0$	2450 MHz
Šířka pásma $B$	$\pm 25$ MHz
Vstupní impedance $R_{in}$	50 $\Omega$

Z těchto hodnot lze navrhnout přibližné rozměry jednoho elementu antény.

Vlnová délka  $\lambda$ :

$$\lambda = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,45 \cdot 10^9} \doteq 0,12245 \text{ m}$$

Šířka patche  $W$ :

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2,45 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{4,3}} = 0,02953 \text{ m}$$

Efektivní relativní permitivita  $\epsilon_{eff}$ :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot H}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} = \frac{4,3 + 1}{2} + \frac{4,3 - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 3,2 \cdot 10^{-3}}{2,953 \cdot 10^{-2}}\right)^{-\frac{1}{2}} = 3,79302$$

Činitel zkrácení antény  $\Delta$  :

$$\Delta = H \cdot 0,412 \cdot \frac{\varepsilon_{\text{eff}}+0,3}{\varepsilon_{\text{eff}}-0,258} \cdot \frac{\frac{W}{H}+0,262}{\frac{W}{H}+0,813} = 3,2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,412 \cdot \frac{3,79302+0,3}{3,79302-0,258} \cdot \frac{\frac{2,953 \cdot 10^{-2}}{3,2 \cdot 10^{-3}}+0,262}{\frac{2,953 \cdot 10^{-2}}{3,2 \cdot 10^{-3}}+0,813} =$$

$$= 1,44303 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

Délka patche  $L$ :

$$L = \frac{\lambda}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} - 2 \cdot \Delta = \frac{0,12245}{2 \cdot \sqrt{3,79302}} - 2 \cdot 1,44303 \cdot 10^{-3} = 2,85503 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

Konstanta šíření  $k$ :

$$k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} = \frac{2 \cdot \pi}{0,12245} = 5,13126 \cdot 10^1 \text{ m}^{-1}$$

Vodivost  $G$  na okraji patche:

$$G = \frac{\pi \cdot W}{120 \cdot \pi \cdot \lambda} \cdot \left[ 1 - \frac{(k \cdot H)^2}{24} \right] = \frac{\pi \cdot 2,953 \cdot 10^{-2}}{120 \cdot \pi \cdot 0,12245} \cdot \left[ 1 - \frac{(5,13126 \cdot 10^1 \cdot 3,2 \cdot 10^{-3})^2}{24} \right] =$$

$$= 2,00708 \cdot 10^{-3} \text{ S}$$

Vstupní impedance na okraji patche  $R_e$ :

$$R_e = \frac{1}{2 \cdot G} = \frac{1}{2 \cdot 2,00708 \cdot 10^{-3}} = 2,491171 \cdot 10^2 \Omega$$

Pozice napájecího portu od středu patche  $x$ :

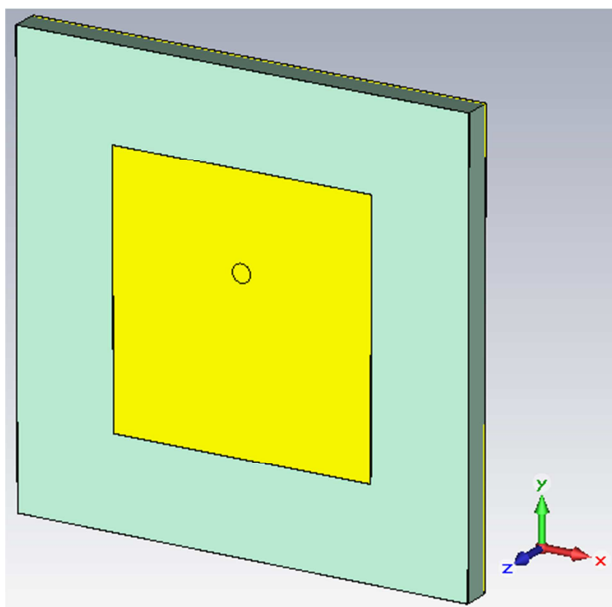
$$x = \frac{L}{\pi} \cdot \arcsin \sqrt{\frac{R_{\text{in}}}{R_e}} = \frac{2,85503 \cdot 10^{-2}}{\pi} \cdot \arcsin \sqrt{\frac{50}{250}} = 4,22160 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

Přehledně jsou vypočítané rozměry, nutné pro výrobu antény, vypsány v tabulce 4.2.

Tabulka 4.2 - Rozměr jednoho prvku antény získané přibližným výpočtem

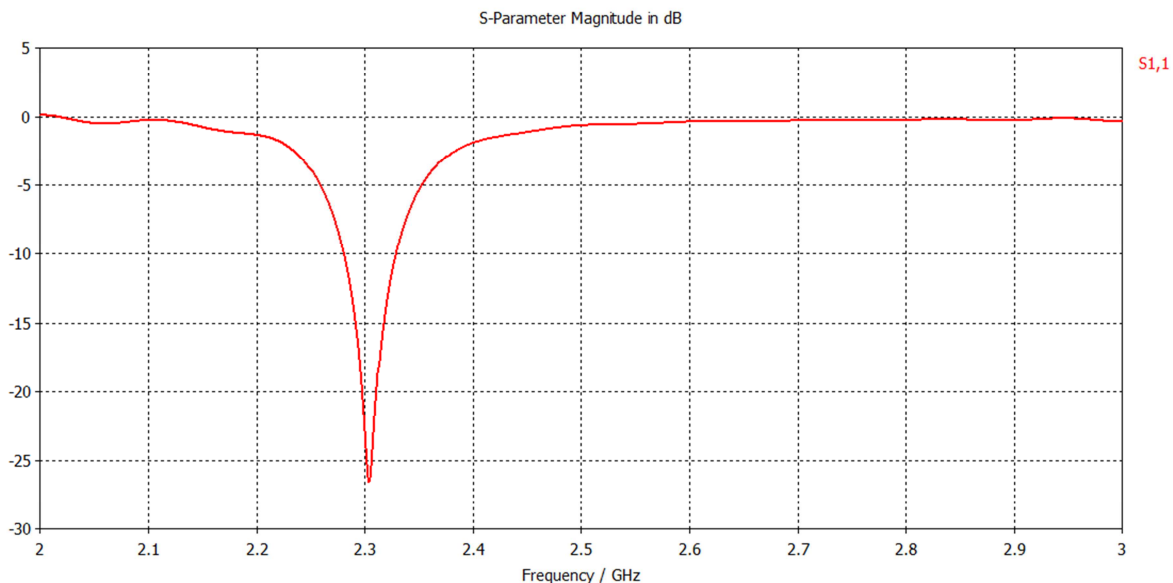
Název	Hodnota
Tloušťka substrátu $H$	0,00320 m
Délka patche $L$	0,02855 m
Šířka patche $W$	0,02953 m
Pozice napájecího portu od středu patche $x$	0,00042 m

Pro tyto hodnoty byl vytvořen model v komerčním softwaru CST Studio a poté byl odsimulován. Obrázek 4.1 zobrazuje zhotovený model.



Obrázek 4.1 - Model elementu antény se substrátem z kuprexitu FR4 pro rozměry podle tabulky 4.2

Graf na obr. 4.2 zobrazuje průběh parametru  $S_{11}$  v závislosti na kmitočtu  $f$ . Tento parametr nám udává impedanční přizpůsobení antény.



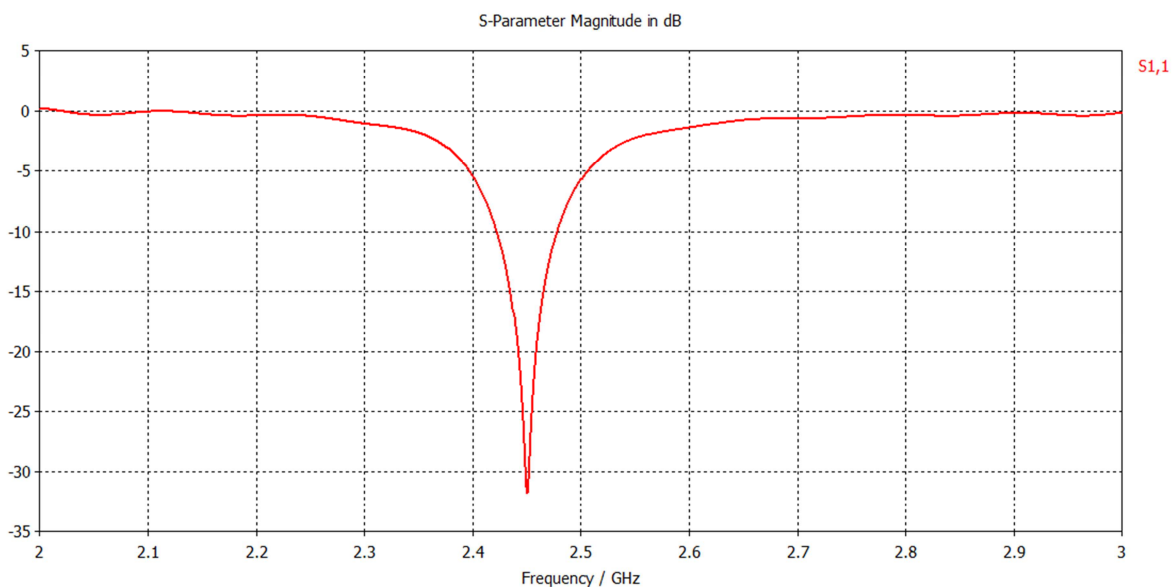
Obrázek 4.2 - Průběh parametru  $S_{11}$  jednoho elementu antény pro první vypočítané rozměry

Z grafu je zřejmé, že tato anténa nesplňuje požadavek na impedanční přizpůsobení na kmitočtu  $f_0 = 2,45$  GHz. Proto bylo nutné pomocí programu optimalizovat jednotlivé rozměry elementu antény, aby byly tyto požadavky splněny. Pomocí optimalizačního procesu programu CST Studio byly zjištěny následující hodnoty (tabulka 4.3).

Tabulka 4.3 - Rozměry elementu antény po optimalizaci

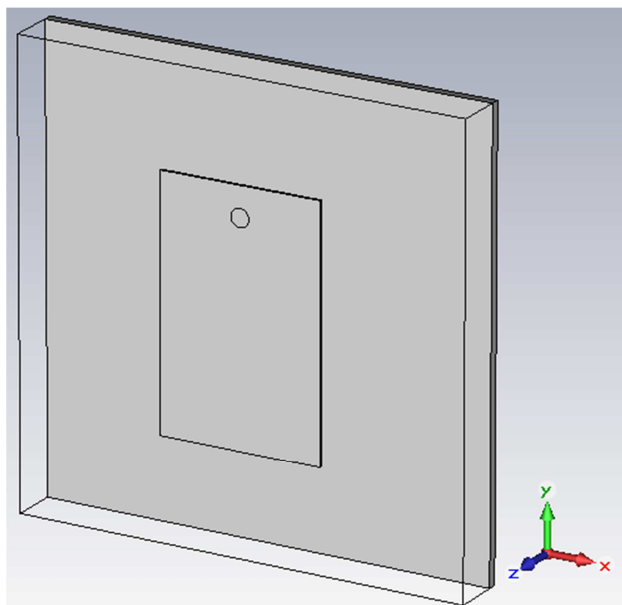
Název	Hodnota
Tloušťka substrátu $H$	0,00320 m
Délka patche $L$	0,02680 m
Šířka patche $W$	0,02590 m
Pozice napájecího portu od středu patche $x$	0,00041 m

Na obr. 4.3 je opět znázorněn průběh parametru  $S_{11}$  elementu antény, nyní již po optimalizaci. Tento průběh již splňuje zadaný požadavek na impedanční přizpůsobení. Parametr  $S_{11}$  je v zadaném frekvenčním pásmu  $B \in \langle 2,425 \text{ GHz}; 2,475 \text{ GHz} \rangle$  pod úrovní -20 dB, což je dostačující pro použití.



Obrázek 4.3 - Průběh parametru  $S_{11}$  elementu antény s rozměry podle tabulky 4.3

Z důvodu nedostupnosti požadovaného materiálu FR4 o žádané tloušťce  $H = 3,2$  mm bylo nutné přehodnotit technologický návrh. Po diskuzi s firmou Tesla Pardubice, která by byla schopná v budoucnosti tyto typy antén vyrábět, bylo rozhodnuto pro substrát z polyuretanu s relativní permitivitou  $\epsilon_r \doteq 1$ , což odpovídá relativní permitivitě vakua a tloušťkou  $H = 10$  mm. Model tohoto elementu antény je znázorněn na obr. 4.4.



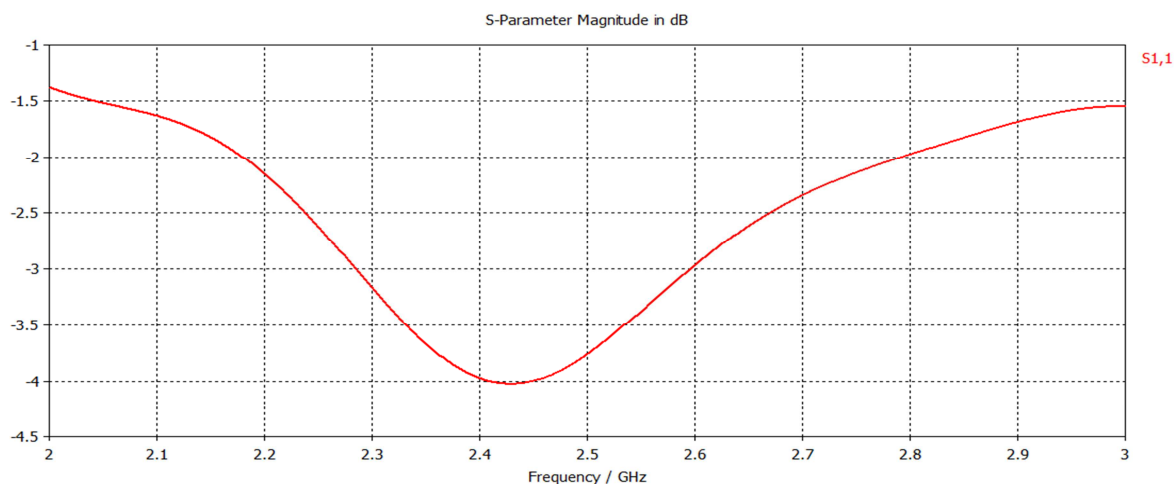
Obrázek 4.4 - Model elementu antény se substrátem z PUR

Pomocí numerických výpočtů byly zjištěny rozměry elementu antény, uvedené v tabulce 4.4.

Tabulka 4.4 - Rozměry elementu antény s PUR, získané výpočtem

Název	Hodnota
Tloušťka substrátu $H$	0,01000 m
Délka patche $L$	0.04793 m
Šířka patche $W$	0,06122 m
Pozice napájecího portu od středu patche $x$	0,01063 m

Průběh parametru  $S_{11}$  pro výše uvedené rozměry je znázorněn v obr. 4.5.



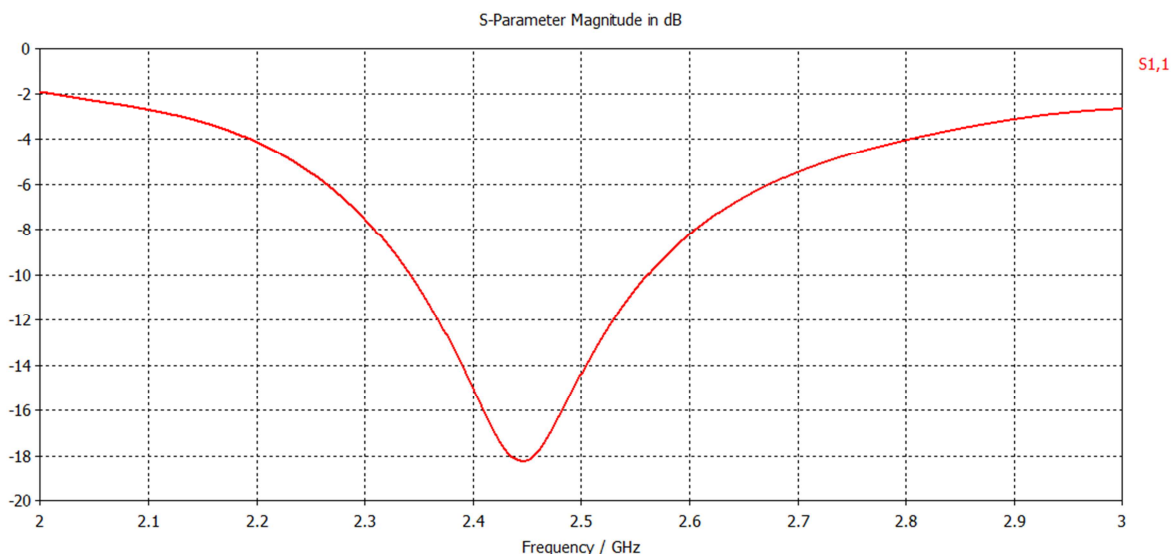
Obrázek 4.5 - Průběh parametru  $S_{11}$  antény pro vypočítané rozměry, uvedené v tabulce 4.4

Z tohoto průběhu je zřejmé, že takovou anténu nelze použít, jelikož parametr  $S_{11}$  nedosahuje v minimu ani -5 dB, což je nevyhovující. Proto musí být opět tato anténa optimalizována programem CST Studio. Pomocí této optimalizace byly zjištěny následující rozměry (tabulka 4.5).

Tabulka 4.5 - Rozměry elementu antény získané optimalizací

Název	Hodnota
Tloušťka substrátu $H$	0,01000 m
Délka patche $L$	0,05500 m
Šířka patche $W$	0,03600 m
Pozice napájecího portu od středu patche $x$	0,02080 m

Průběh parametru  $S_{11}$  pro příslušnou anténu je znázorněn na obr. 4.6.



Obrázek 4.6 - Průběh parametru  $S_{11}$  pro rozměry elementu získané optimalizací

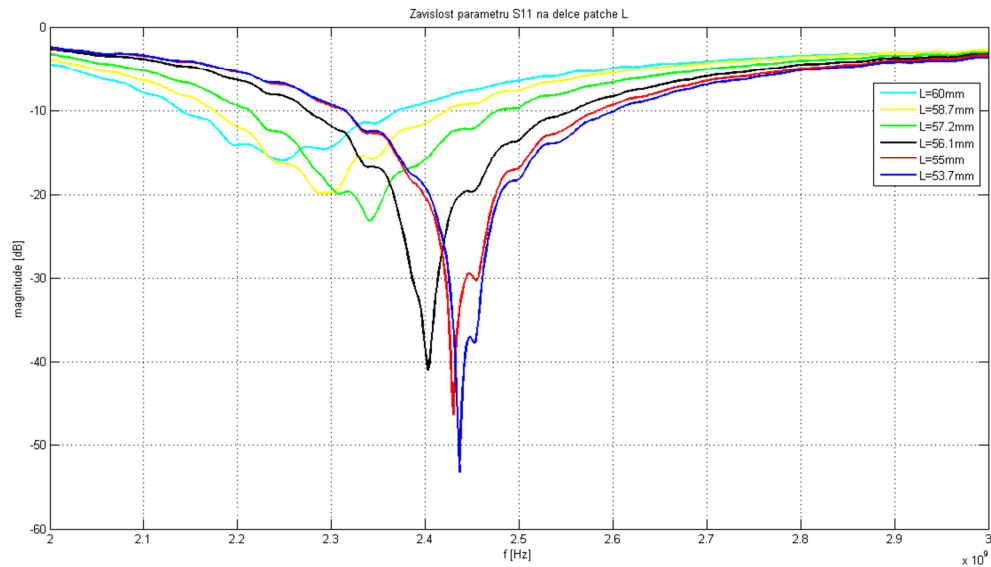
Je zřejmé, že tato patch anténa splňuje všechny požadavky na provoz. Ve vysílacím pásmu  $B \in \langle 2,425 \text{ GHz}; 2,475 \text{ GHz} \rangle$  se tento parametr pohybuje pod hranicí -16 dB, což je ještě lepší než v případě antény zhotovené se substrátem FR4. Další výhodou takto vytvořené antény je její větší šířka pásma, pro které je anténa impedančně přizpůsobená, tzn. její průběh parametru  $S_{11}$  není tak „ostrý“.

Tato patch anténa byla vyrobena a následně odměřena její parametr  $S_{11}$ . Výsledky měření elementu antény s délkou  $L$ , která má největší vliv na kmitočet  $f$ , na kterém se bude nacházet minimum průběhu parametru  $S_{11}$ , neodpovídaly hodnotám průběhu, který byl získán simulací, proto musely být rozměry elementu antény upraveny experimentální metodou. To znamená, že bylo zadáno vyrobit element s většími rozměry (tabulka 4.6), než jsou uvedeny v tabulce 4.5 a tyto rozměry byly postupně redukovány, aby se minimum průběhu parametru  $S_{11}$  přiblížilo frekvenci  $f_0 = 2,45 \text{ GHz}$  a aby toto minimum bylo alespoň pod úrovní -20 dB.

Tabulka 4.6 - Rozměry patch antény zadané pro výrobu

Název	Hodnota
Tloušťka substrátu $H$	0,01000 m
Délka patche $L$	0.06000 m
Šířka patche $W$	0,04000 m
Pozice napájecího portu od středu patche $x$	0,02280 m

Postupným upravováním délky patche  $L$ , bylo dosaženo zadaných požadavků na anténu. Na obrázku jsou znázorněny průběhy parametru  $S_{11}$  pro jednotlivé délky patche  $L$ .



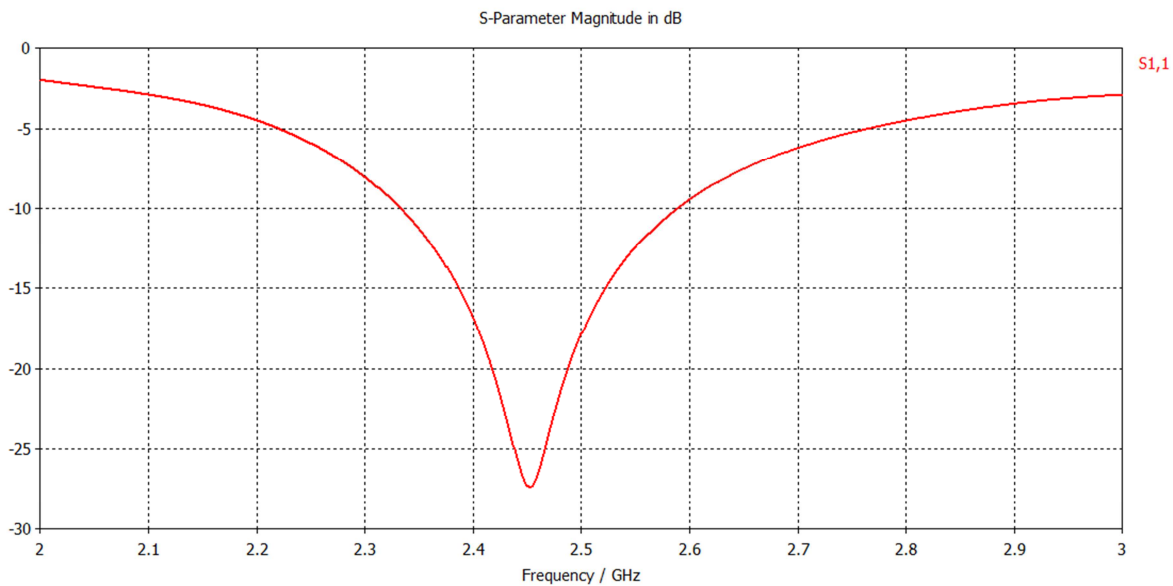
Obrázek 4.7 - Změřené průběhy parametru  $S_{11}$  antény pro různé délky  $L$

Jako nejideálnější velikost rozměru  $L$  vychází hodnota  $L = 53,7$  mm. Opět byl vytvořen model v CST Studiu pro tento rozměr. Průběh parametru  $S_{11}$  antény odsimulované v CST Studiu, pro hodnoty rozměrů uvedené v tabulce, je znázorněn na obrázku. Je z něho zřejmé, že tento průběh splňuje požadavek na impedanční přizpůsobení.

Tabulka 4.7 - Rozměry patch antény získané experimentálním měřením

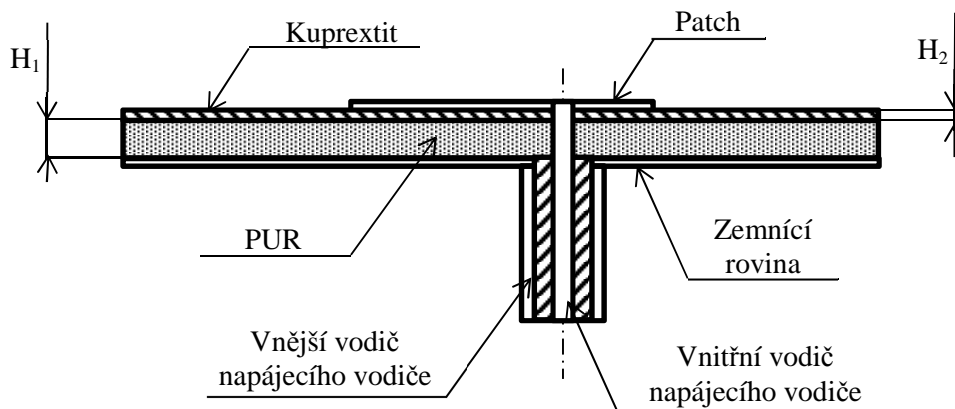
Název	Hodnota
Tloušťka substrátu $H$	0,01000 m
Délka patche $L$	0.05370 m
Šířka patche $W$	0,04000 m
Pozice napájecího portu od středu patche $x$	0,02280 m





Obrázek 4.8 - Odsimulovaný průběh parametru  $S_{11}$  elementu antény s rozměry získané experimentální metodou, uvedené v tabulce 4.7

Nevýhodou této antény jsou její relativně velké rozměry oproti anténě zhotovené se substrátem FR4. Proto bylo rozhodnuto vyzkoušet kombinaci obou výše popsaných postupů. Schematicky je tato kombinace znázorněna na obr. 4.9, který představuje řez elementem antény.

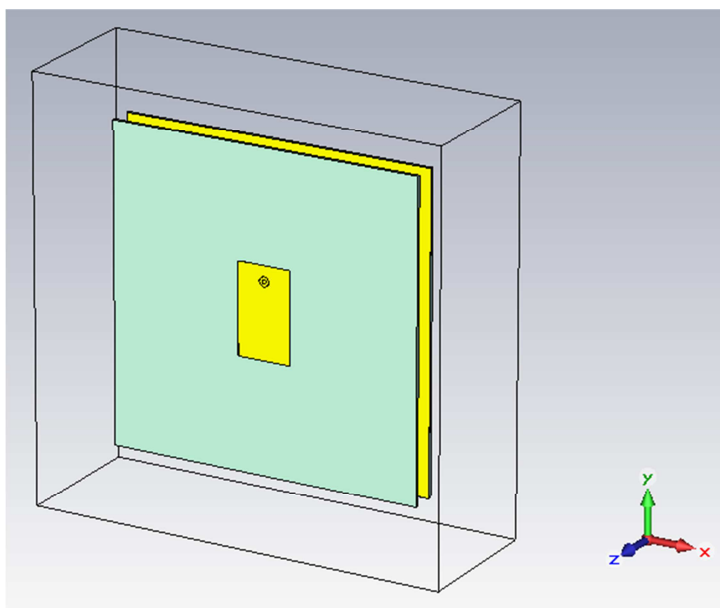


Obrázek 4.9 - Struktura kombinovaného elementu antény složeného z více dielektrik

Jelikož se tento element skládá ze dvou substrátů s rozdílnými relativními permitivitami  $\epsilon_r$ , nelze použít přibližný výpočet rozměrů. Proto byl ihned na začátku vytvořen model v CST Studio (obr. 4.10) a postupnou optimalizací zjištěny rozměry tohoto vyzařovacího elementu (tabulka 4.8).

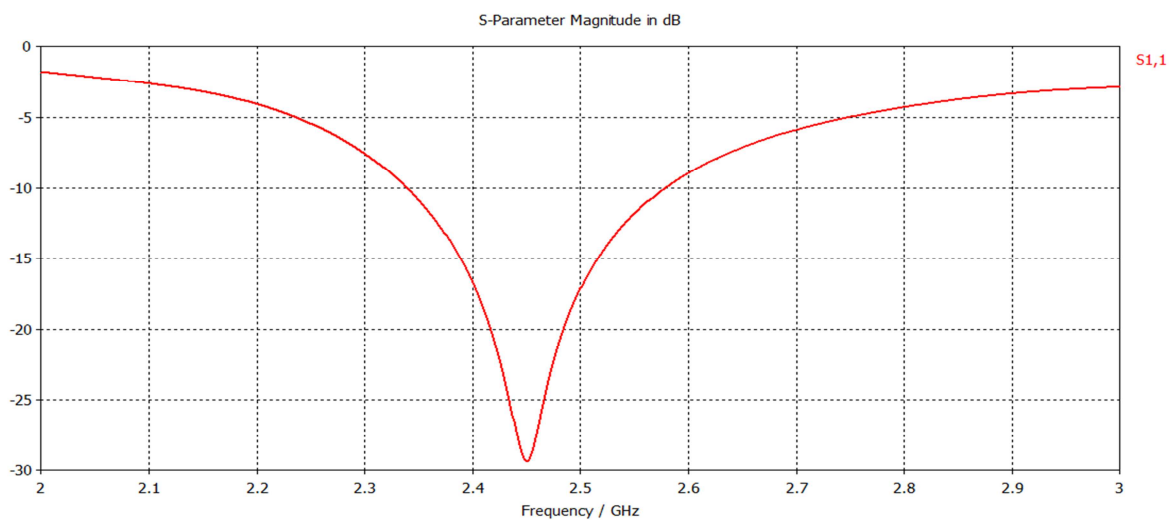
Tabulka 4.8 - Rozměry kombinovaného elementu antény získané optimalizací

Název	Hodnota
Tloušťka substrátu $H_1$	0,01000 m
Tloušťka substrátu $H_2$	0,00150 m
Délka patche $L$	0,04800 m
Šířka patche $W$	0,02700 m
Pozice napájecího portu od středu patche $x$	0,01000 m



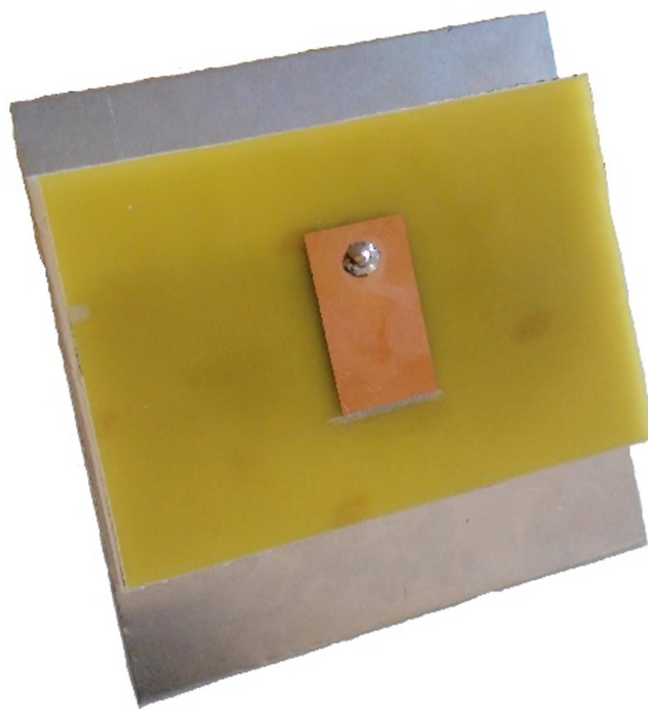
Obrázek 4.10 - Model kombinovaného elementu antény

Na obr. 4.11 je opět znázorněn graf závislosti parametru  $S_{11}$  na frekvenci  $f$  pro rozměry elementu antény získaných optimalizací.

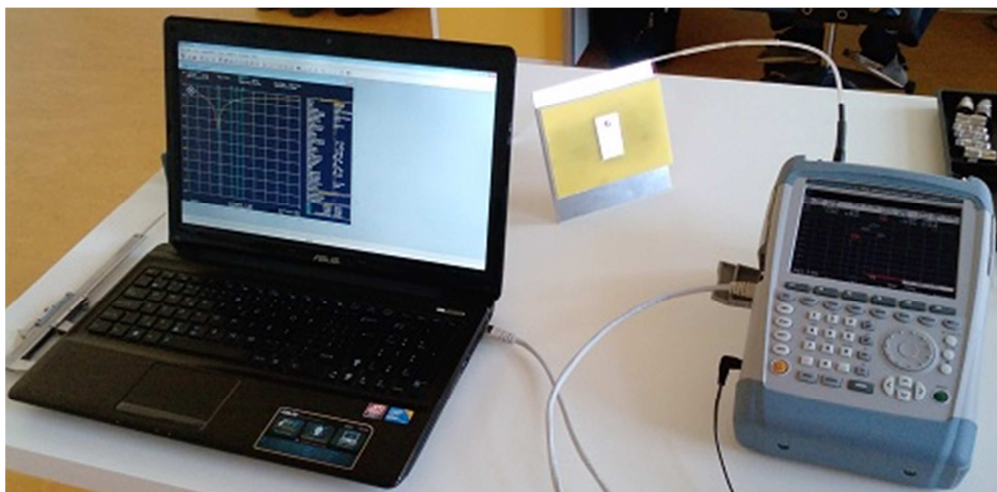


Obrázek 4.11 - Průběh parametru  $S_{11}$  kombinovaného elementu antény získaný optimalizací

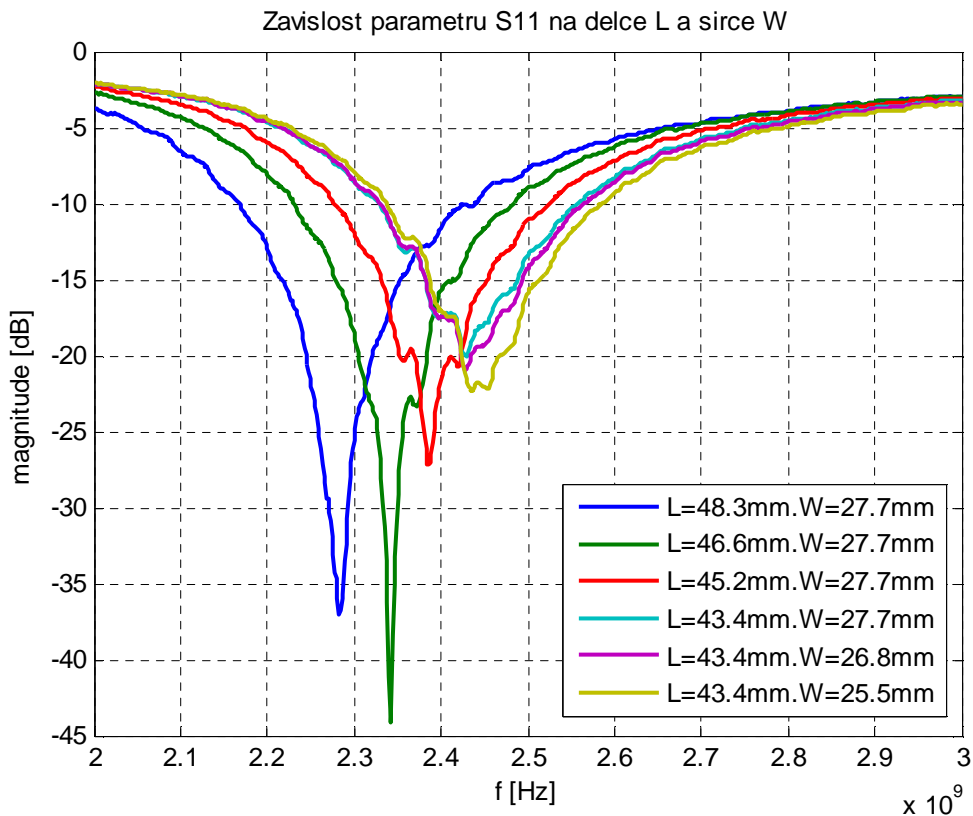
Byl vyroben jeden element antény tvořený kombinací dvou substrátů s různými relativními permitivitami  $\epsilon_r$ , který odpovídá parametrům získaných z modelu, kvůli ověření průběhu parametru  $S_{11}$ . Jednotlivé rozměry byly o něco málo navýšeny, z důvodu rezervy pro pozdější postupné úpravy, protože bylo předpokládáno, že element vyrobený přesně podle modelu, nebude mít naprosto shodné vlastnosti s modelem.



Obrázek 4.12 - Vyrobený vyzařovací element antény pro ověření průběhu parametru  $S_{11}$

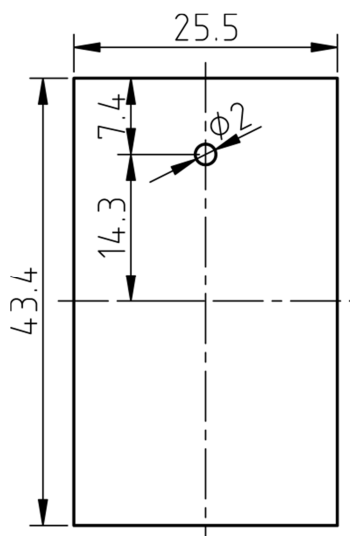


Obrázek 4.13 - Měření parametru  $S_{11}$  navrženého elementu antény



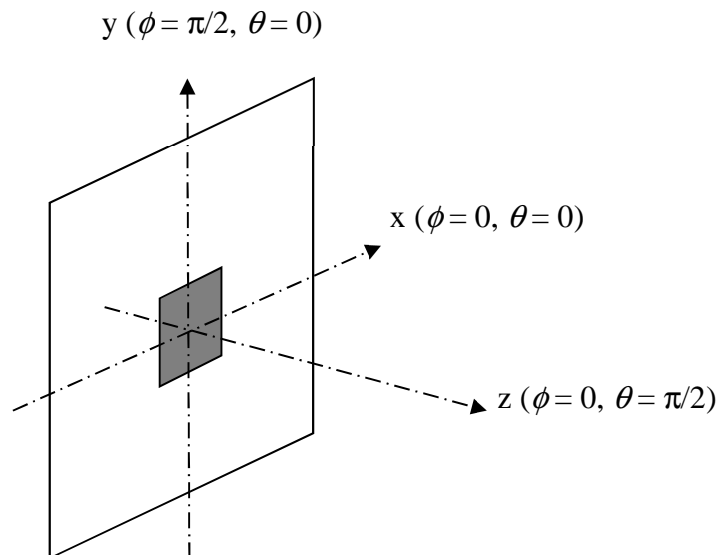
Obrázek 4.14 - Změřené průběhy parametru  $S_{11}$  kombinovaného elementu v závislosti na jednotlivých rozměrech elementu

Po změření parametru  $S_{11}$  kombinované antény bylo rozhodnuto, že rozměry patch antény budou mít hodnoty: délka  $L = 43,4$  mm, šířka  $W = 25,5$  mm a pozice napájecího portu  $x = 14,3$  mm. Pro tyto hodnoty vyšel parametr  $S_{11}$  na frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz přibližně  $-23$  dB, což je dostačující pro naši aplikaci.



Obrázek 4.15 - Rozměry elementu antény

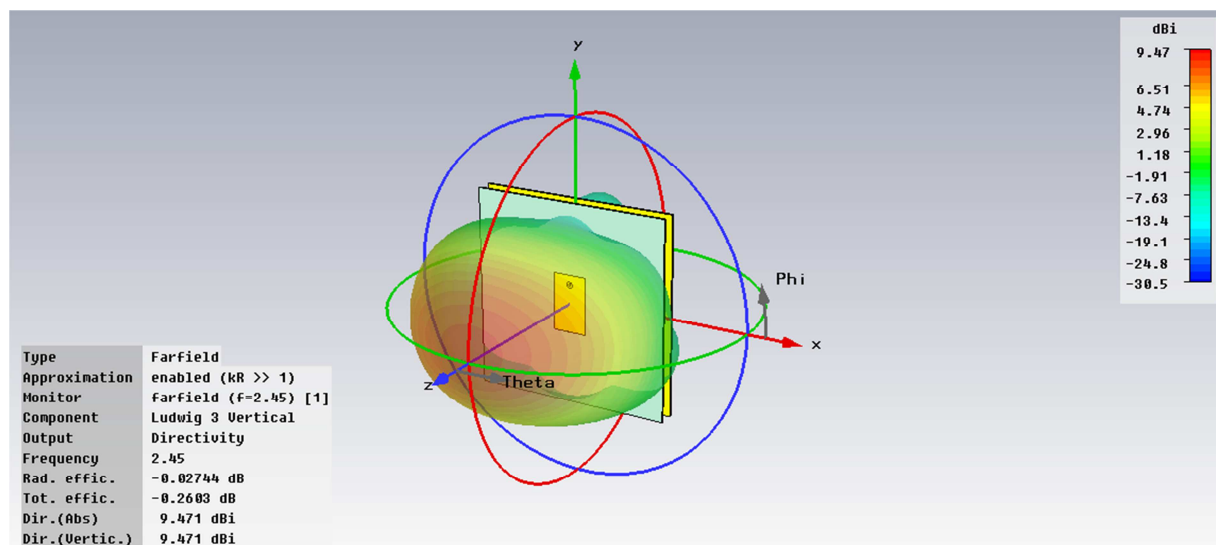
Na následujících obrázcích (obr. 4.17 až obr. 4.22) jsou znázorněny vyzařovací diagramy jednoho elementu antény. Z těchto diagramů budou v další části vytvořeny celkové vyzařovací diagramy celé antény vhodnou kombinací počtu prvků antény a rozložením amplitudy a fází signálu na jednotlivých prvcích.



Obrázek 4.16 - Znázorněné roviny elementu antény

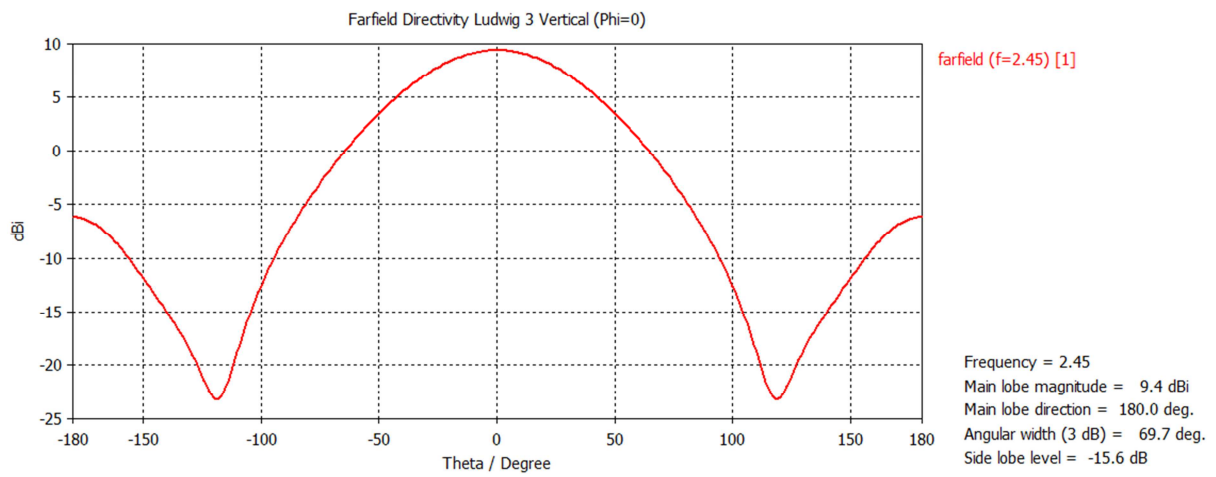
#### 4.1.1 Vyzařovací diagramy elementu antény

1. Vyzařovací diagramy elementu antény pro vertikální polarizaci:



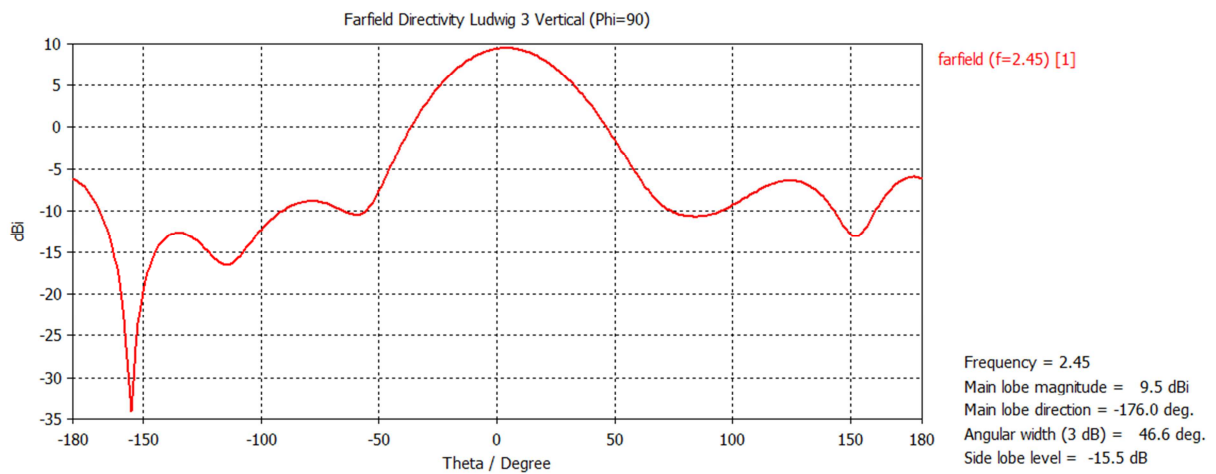
Obrázek 4.17 - Vyzařovací diagram elementu antény s vertikální polarizací

Rovina xz ( $\phi = 0$ ):



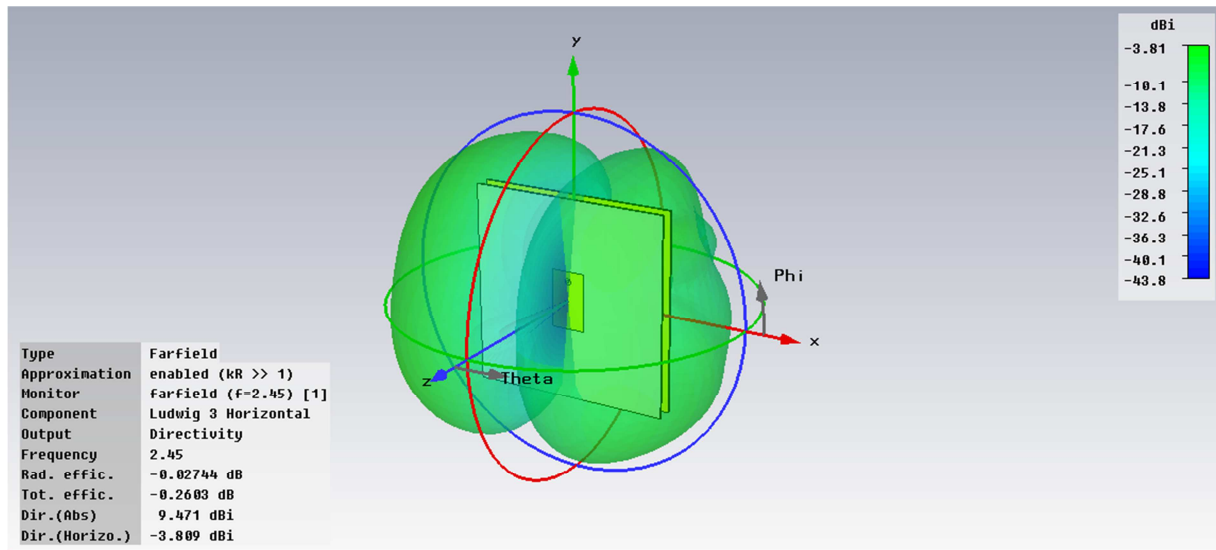
Obrázek 4.18 - Vyzařovací diagram elementu antény s vertikální polarizací v rovině xz

Rovina yz ( $\phi = \pi/2$ ):



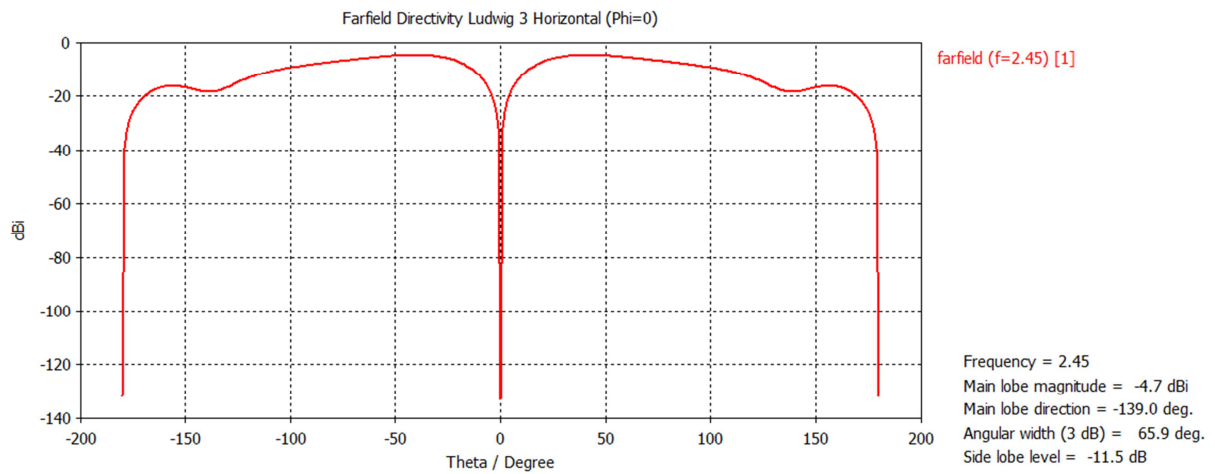
Obrázek 4.19 - Vyzařovací diagram elementu antény s vertikální polarizací v rovině yz

## 2. Vyzařovací diagramy elementu antény pro horizontální polarizaci:



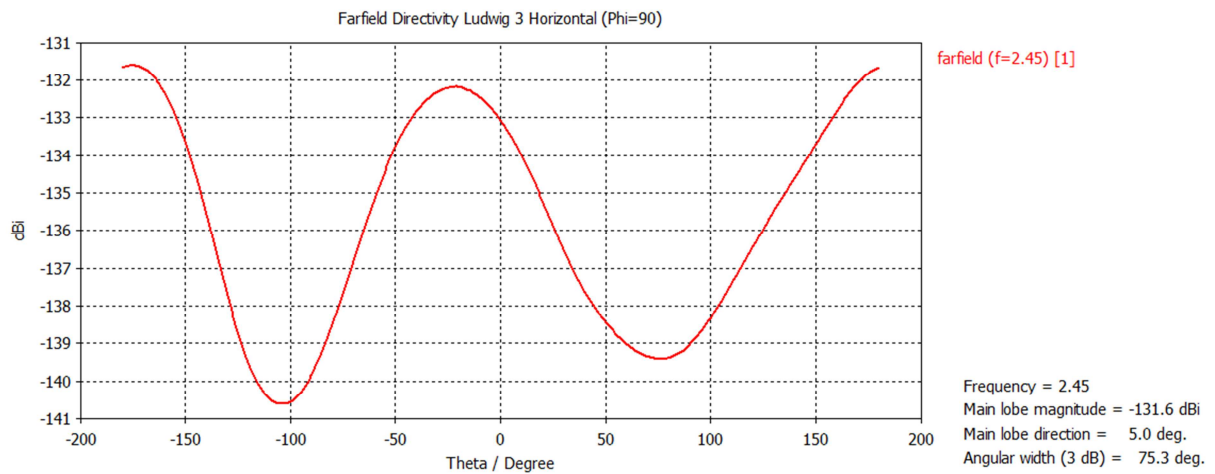
Obrázek 4.20 - Vyzařovací diagram elementu antény s horizontální polarizací

Rovina xz ( $\phi = 0$ ):



Obrázek 4.21 - Vyzařovací diagram elementu antény s horizontální polarizací v rovině xz

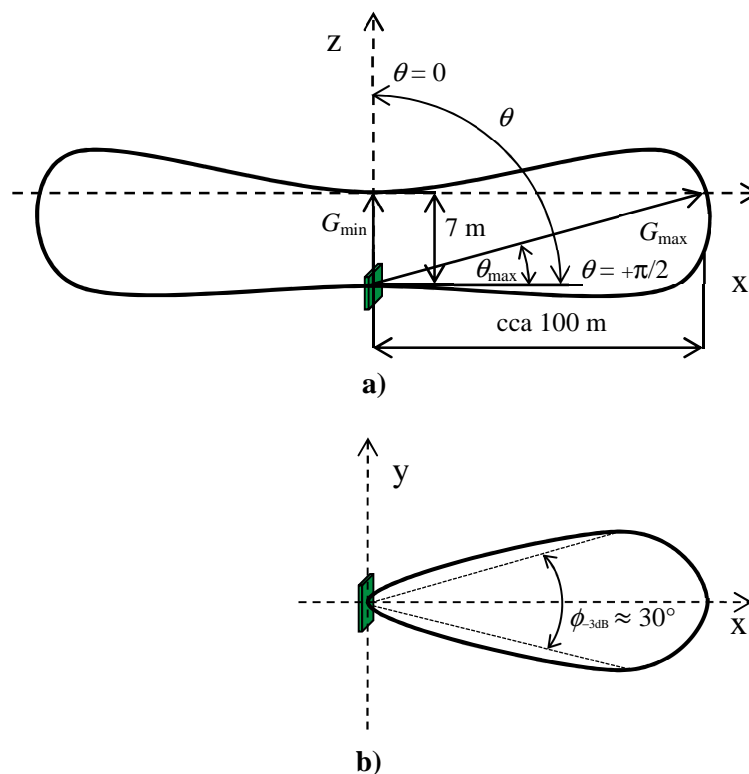
Rovina yz ( $\phi = \pi/2$ ):



Obrázek 4.22 - Vyzařovací diagram elementu antény s horizontální polarizací v rovině yz

## 4.2 Návrh a realizace rozvodu signálu

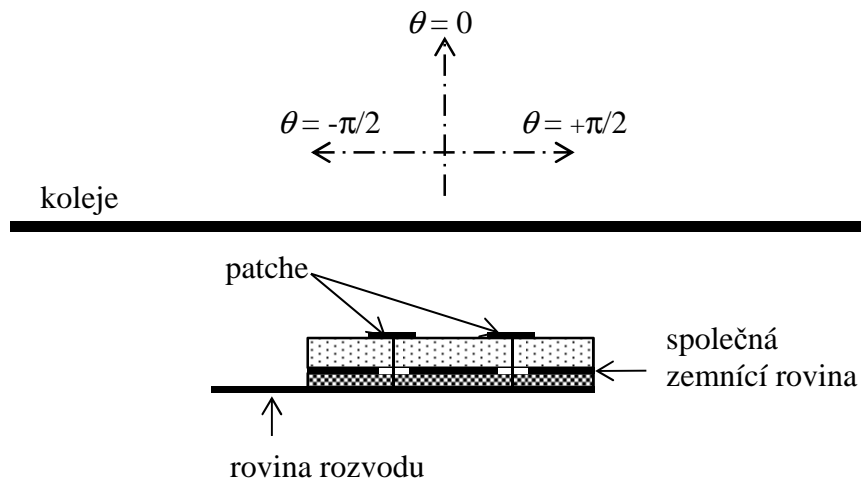
Požadovaný tvar vyzařovací charakteristiky celé antény má mít přibližný tvar zobrazený na obr. 4.23.



Obrázek 4.23 - Požadované vyzařovací charakteristiky antény a) horizontální diagram, b) vertikální diagram

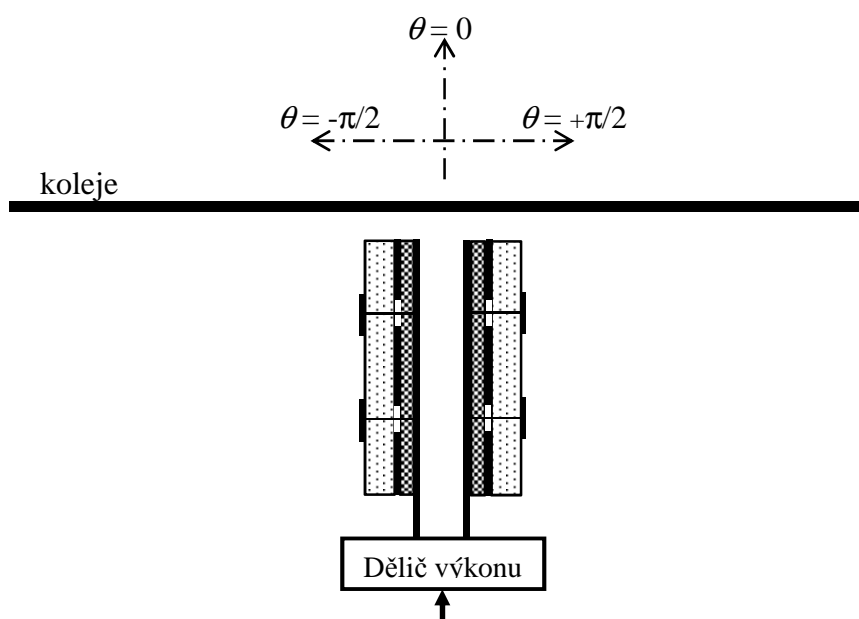


V našem případě nás budou zajímat pouze vyzařovací diagramy s vertikální polarizací. Původně bylo předpokládáno, že anténní řadu bude tvořit jedna deska plošných spojů, s rozmístěnými vyzařovacími elementy, umístěná podélně podle železniční trati. Schematicky je tento případ znázorněn na obr. 4.24.



Obrázek 4.24 - Anténa umístěná podélně podél trati

V tomto případě by znamenalo, že anténa musí mít nejvyšší zisk v úhlech blízcích se k  $\theta = \pm \pi/2$  a nejnižší zisk ve směru  $\theta = 0$ . Toho by bylo obtížné dosáhnout s uvažovaným elementem, protože jeho vyzařovací charakteristika, zobrazena na obr. 4.18, má maximum ve směru  $\theta = 0$  a minima v úhlech  $\theta = \pm \pi/2$ . Proto byl původní plán poupraven na případ, kdy anténu budou tvořit dvě desky plošných spojů s vyzařovacími elementy, umístěných kolmo k železniční trati. Tento případ je zobrazen na následujícím obr. 4.25. V dalším postupu návrhu antény bude již navrhována pouze jedna polovina antény, protože jak vyplývá z obr. 4.25, jsou obě poloviny naprosto shodné.

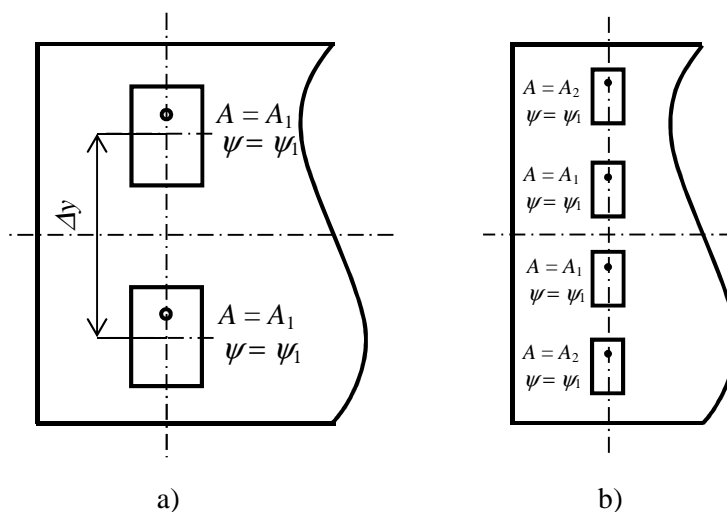


Obrázek 4.25 - Anténa umístěná kolmo vůči trati

## 4.2.1 Návrh rozložení signálu na elementech

### 4.2.1.1 Návrh vertikálního diagramu antény

Pro jednoduchost bylo uvažováno, že vertikální diagram bude vytvářen prvky se stejnou fází signálu a také shodnou amplitudou v případě sestavení ze dvou prvků  $N_y = 2$  (obr. 4.26 a). V případě vyššího počtu elementů, by byla amplituda signálu shodná vždy pro protilehlé dvojice patchů (obr.4.26 b).



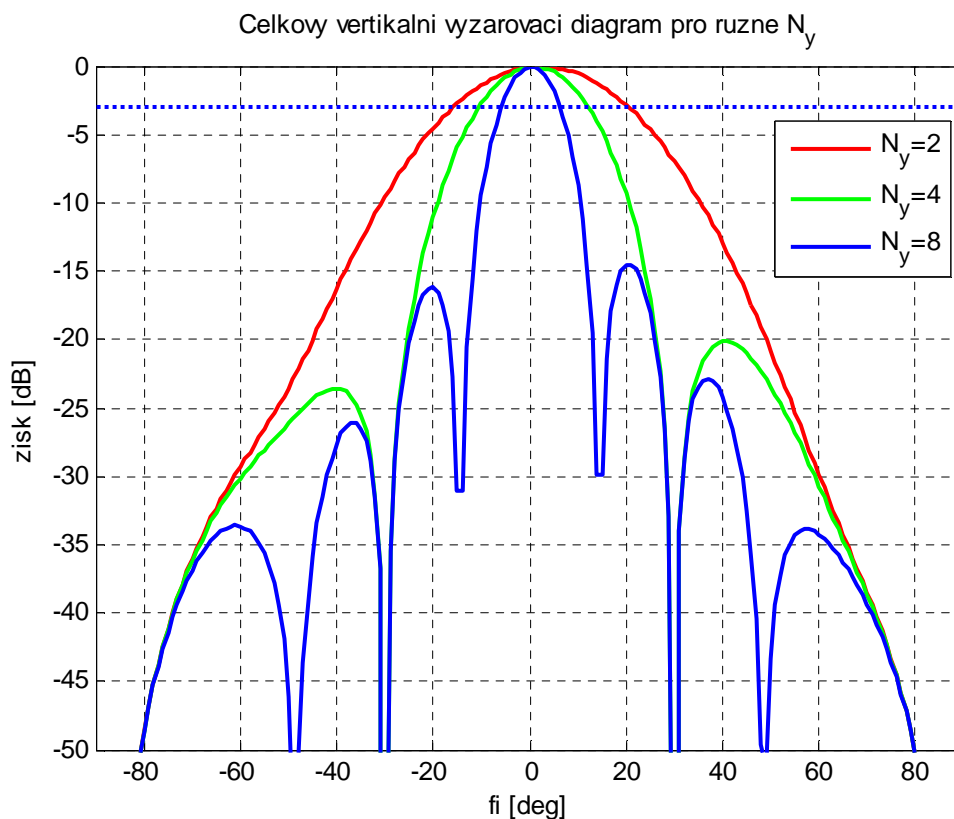
Obrázek 4.26 - Obecné rozložení amplitudy a fáze signálu pro vytvoření vertikálního diagramu antény

a) pro dva elementy, b) pro více elementů antény

Byl vytvořen skript ve výpočtovém programu Matlab, jehož vstupy jsou vyzařovací charakteristika v rovině  $yz$  s vertikální polarizací v rozsahu  $\phi \in \langle -\pi; +\pi \rangle$ , počet elementů  $N_y$  a rozestupy mezi dvojicí sousedních elementů  $\Delta y$  (vztah 3.16) [5]. Skript je uveden v příloze 1.

Hlavními parametry, které nás u výsledné vyzařovací charakteristiky zajímají, jsou šířka svazku  $\phi_{-3dB}$  a odstup postranních laloků oproti hlavnímu laloku. Dle zadání je požadována šířka svazku  $\phi_{-3dB}$  rovna přibližně  $30^\circ$  s maximem vyzařování ve směru  $\phi = 0^\circ$ . Tím bude zaručeno, že bude vertikální diagram pokrývat požadovanou oblast, tj. že nebude vyzařovat příliš vysoko a ani příliš do země.

Na obr. 4.27 je porovnání vertikálních vyzařovacích charakteristik antény pro různé počty elementů antény. Jak bylo uvedeno výše, je uvažováno rovnoměrné rozložení amplitudy signálu na jednotlivých elementech a to i při vyšším počtu prvků než  $N_y = 2$ . Rozestupy  $\Delta y$  mezi sousedními elementy jsou v tomto případě  $\Delta y = \lambda/2$ .

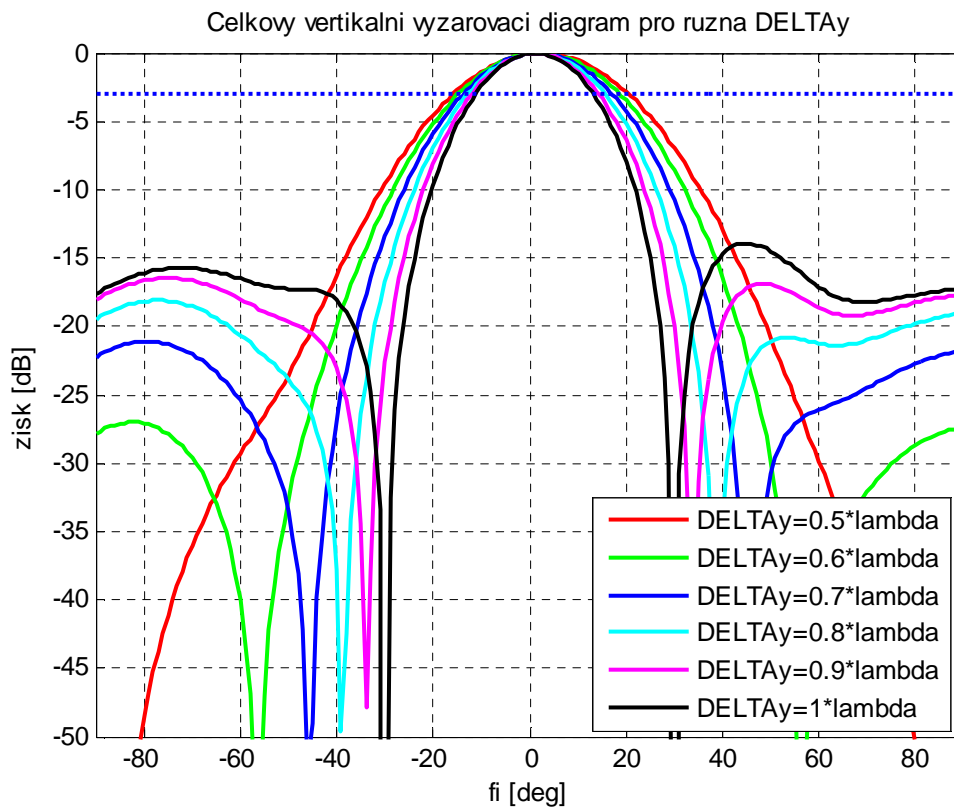


Obrázek 4.27 - Porovnání vertikálních diagramů pro různé počty elementů antény  $N_y$

Z obr. 4.27 je zřejmé, že počet vyzařovacích elementů má zásadní vliv na tvar vertikálního diagramu celé antény. Se zvyšujícím se počtem  $N_y$  se zužuje šířka svazku  $\phi_{3dB}$ . Tečkovaná vodorovná čára označuje úroveň -3 dB. Byly voleny počty odpovídajícím mocninám dvou, z důvodu jednoduchosti pozdější konstrukce rozvodu signálu.

Našemu zadání nejvíce odpovídá křivka pro  $N_y = 2$  nebo  $N_y = 4$ , protože je požadována šířka svazku alespoň  $\phi_{3dB} = 30^\circ$ . Pro  $N_y = 8$  je šířka svazku už příliš úzká, přibližně  $\phi_{-3dB} \approx 15^\circ$ . Z důvodu co největší minimalizace celkových rozměrů výsledné antény připadla volba na počet elementů pro vytvoření vertikálního diagramu na  $N_y = 2$ .

Na obr. 4.28 je závislost tvaru vertikálního diagramu na vzdálenosti mezi středy sousedních vyzařovacích prvků  $\Delta y$ . Šířka svazku se nepatrně zužuje se zvětšující se vzdáleností  $\Delta y$ .

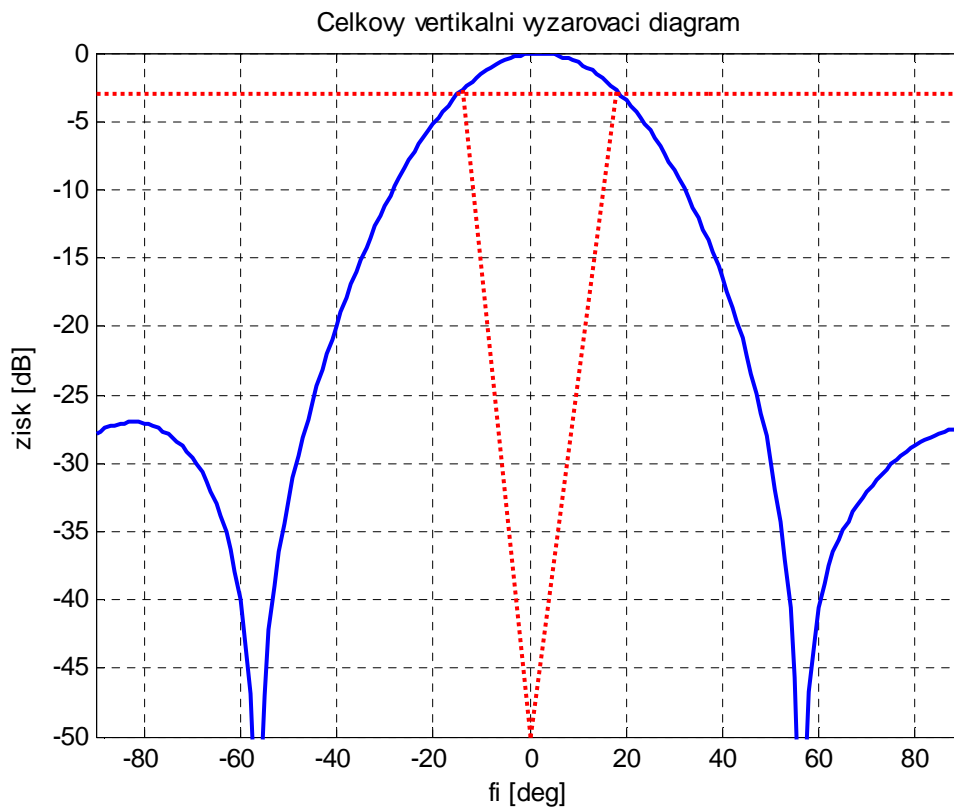


Obrázek 4.28 - Porovnání vertikálních diagramů pro různé rozestupy mezi elementy  $\Delta y$

Jako nejlepší varianta, z hlediska postranních laloků, vychází  $\Delta y = 0,5 \cdot \lambda$ . V tomto případě však vychází zbytečně široký svazek,  $\phi_{3\text{dB}} = 36^\circ$ . Z hlediska šířky svazku je pro naše zadání nejideálnější případ  $\Delta y = 0,7 \cdot \lambda$ , kde je  $\phi_{3\text{dB}}$  přesně  $30^\circ$ , ale odstup postranních laloků je přibližně -21 dB. Z těchto důvodů byl zvolen případ  $\Delta y = 0,6 \cdot \lambda$ . Tato varianta má šířku svazku  $\phi_{3\text{dB}} = 32^\circ$  a odstup postranních laloků přibližně -27 dB. Rekapitulace parametrů vertikálního diagramu antény je vypsána v tabulce 4.9 a výsledný průběh na obr. 4.29.

Tabulka 4.9 - Shrnutí parametrů vertikálního diagramu získaného výpočtem

Počet elementů $N_y$	2
Rozestupy mezi elementy $\Delta y$	$0,6 \cdot \lambda$
Šířka svazku $\phi_{3\text{dB}}$	$32^\circ$
Odstup postranních laloků	-27 dB
Rozložení amplitudy signálu $A_i$	[1; 1]
Rozložení fáze signálu $\psi_i$	[1; 1]

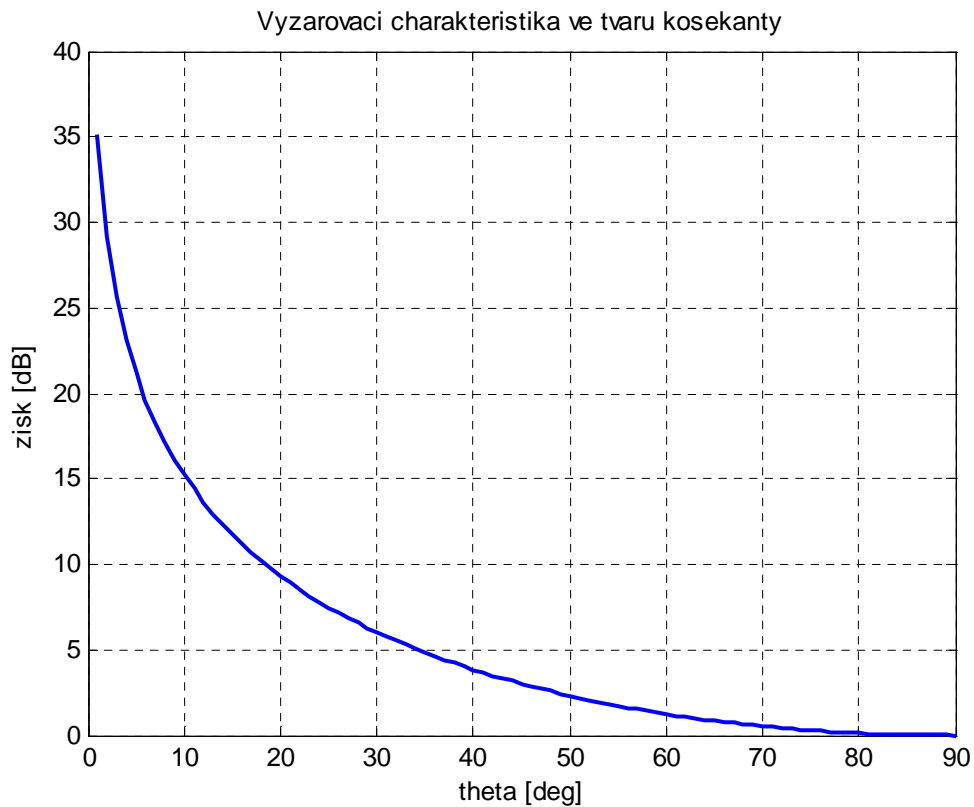


Obrázek 4.29 - Vertikální diagram antény získaný pomocí výpočtu v Matlabu

#### 4.2.1.2 Návrh horizontálního diagramu antény

Pro návrh horizontálního diagramu je zapotřebí, aby vyzařovací charakteristika celé antény kopírovala železniční trať, a není nutné, aby vyzařovala ve směru, kde se trať nenachází (obr. 4.23a). Dále je nezbytné, aby v nejvzdálenějším bodě tratě byl zisk největší, a v bodě, kde se projíždějící vlak přiblíží anténě nejbližší, dostačuje zisk nižší, aby zbytečně nevyzařovala do prázdného prostoru. Tomu odpovídá vyzařovací charakteristika ve tvaru kosekanty (vztah (4.1)) [7].

$$\operatorname{csc}\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) = \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)} \quad (4.1)$$



Obrázek 4.30 - Vyzařovací charakteristika ve tvaru kosekanty

Z obr. 4.23a lze vypočítat úhel  $\theta_{\max}$ , na němž má mít vyzařovací charakteristika antény maximum  $G_{\max}$ .

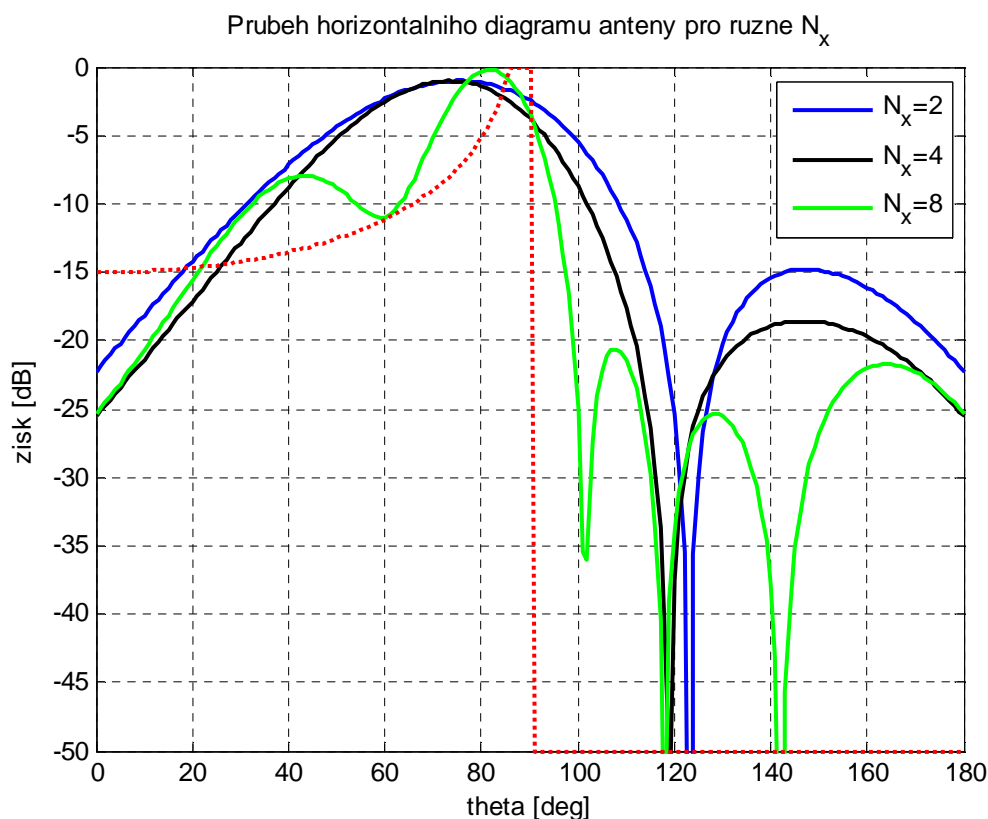
$$\theta_{\max} = \arccos\left(\frac{G_{\min}}{G_{\max}}\right) = \arccos\left(\frac{5}{100}\right) = 87,13^\circ$$

Také bylo zapotřebí vypočítat přibližnou úroveň při úhlu  $\theta = 0^\circ$ . Tu získáme pomocí poměru  $G_{\min}/G_{\max}$ . Jestliže má být zisk  $G_{\max}$  20krát vyšší nežli zisk  $G_{\min}$  (obr. 4.23a), musí být zisk při úhlu  $\theta = 0^\circ$  roven  $G(\theta = 0^\circ) = G_{\min} \doteq -25$  dB.

Pro návrh rozložení amplitud a fází signálu na jednotlivých elementech antény, které zajistí požadovaný průběh anténní charakteristiky, byl sestaven skript ve výpočtovém programu Matlab (Příloha 1) založený na Fourierově metodě rozkladu charakteristiky [8] [10] [11]. Optimalizací bylo touto metodou získáno rozložení amplitud a fází vypsané v tabulce 4.10.

Tabulka 4.10 - Rozložení amplitud a fází signálu získané výpočtem

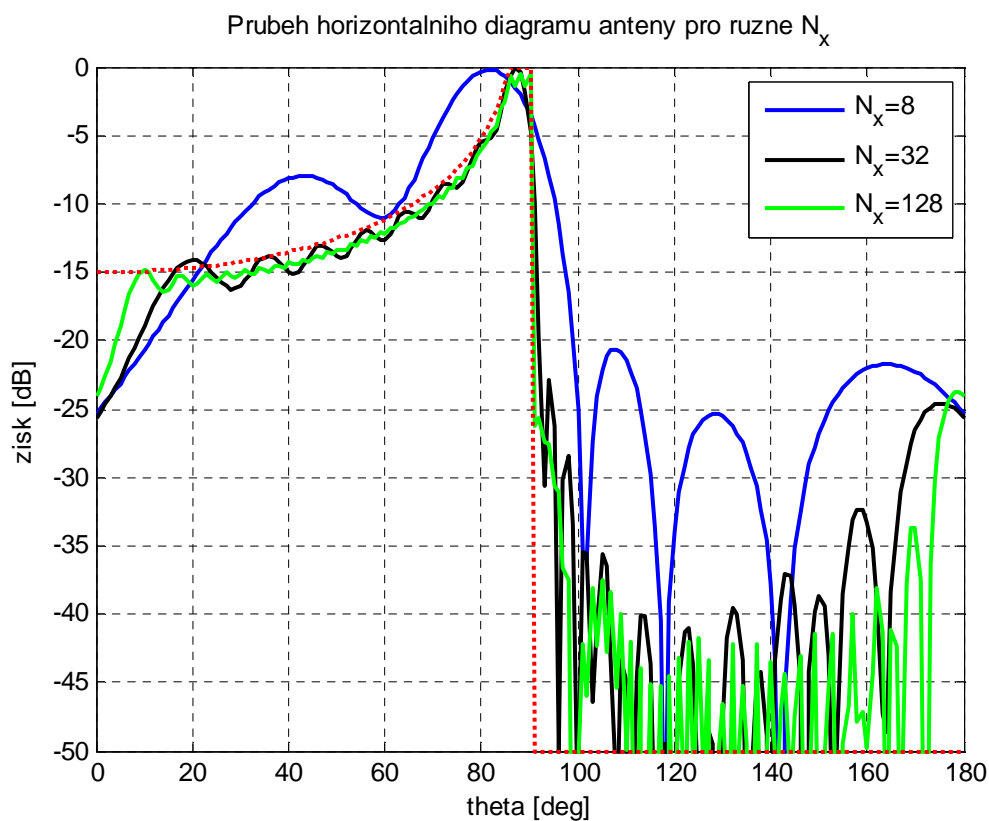
počet prvků $N_x$	2		4				8							
označení prvku $i$	1	2	1	2	3	4	1	2	3	4	5	6	7	8
rozložení amplitudy $A_i$	1	1	0,1460	1	1	0,1460	0,1335	0,4409	0,1460	1	1	0,1460	0,4409	0,1335
rozdíl fází mezi sousedními prvky $\psi_{i+1} - \psi_i$ [°]	82,00		56,25		56,25		62,57		56,25		56,25		62,57	
				82,00			-52,71		82,00		-52,71			



Obrázek 4.31 - Porovnání horizontálních diagramů antény pro různé počty elementů  $N_x$

Z obr. 4.31 je patrné, že požadovaný průběh je nejlépe kopírován průběhem odpovídajícím počtu prvků  $N_x = 8$ . Průběh řady pouze se dvěma elementy vůbec nesplňuje zadání, protože pro  $\theta > 90^\circ$  diagram klesá velmi zvolna k minimální hodnotě a pro úhly  $\theta < 90^\circ$  neodpovídá průběhu funkce  $csc(\theta)$ . Průběh diagramu s  $N_x = 4$  vypadají již lépe, avšak ještě nedosahují požadavků na horizontální diagram, jelikož maximum funkce se nachází přibližně na hodnotě  $\theta = 73^\circ$ . Všechny tři průběhy jsou vypočítány pro rozestupy mezi elementy  $\Delta x = 0,5 \cdot \lambda$ . Kdyby byl počet elementů  $N_x$  dále zvyšován, stále více by se průběhy horizontálního diagramu přibližovaly ideálnímu průběhu odpovídajícímu funkci  $csc(\theta)$  pro  $\theta < 90^\circ$  a  $f(\theta) \rightarrow -\infty$  pro  $\theta > 90^\circ$  (obr. 4.32).

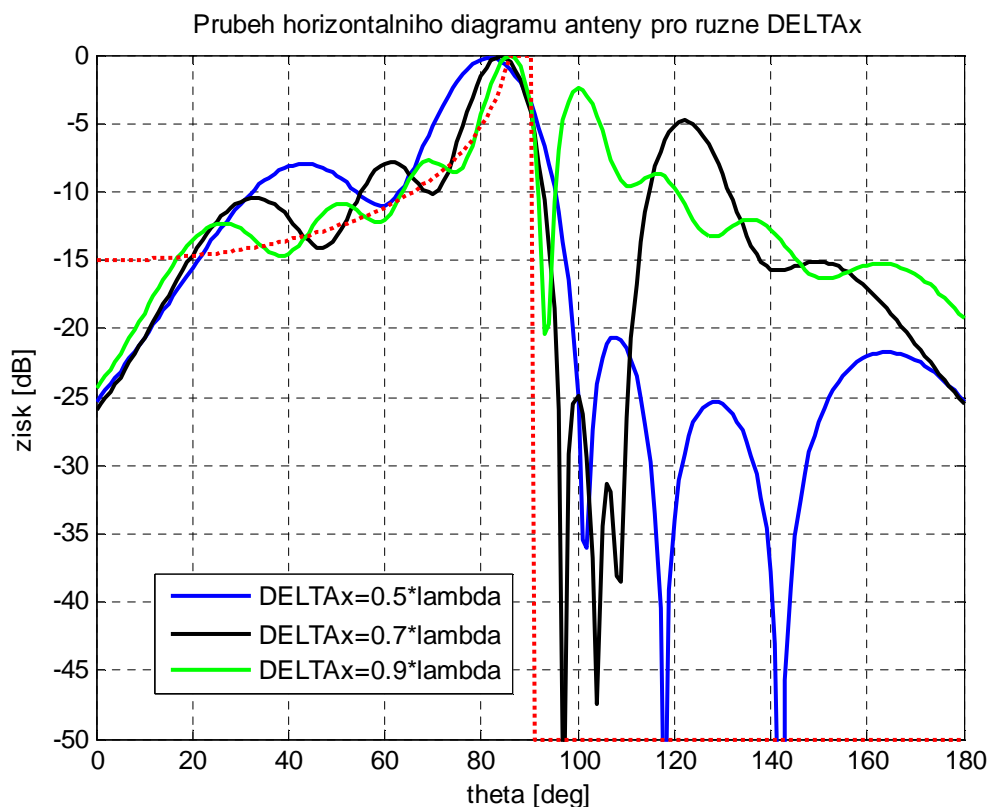




Obrázek 4.32 - Průběhy horizontálních diagramů pro vysoké počty elementů  $N_x$

V našem případě jsme limitováni rozměry celého konečného výrobku, a proto bylo rozhodnuto, že horizontální vyzařovací diagram antény bude vytvářen osmi elementy.

Dále je nutné navrhnout rozestupy mezi jednotlivými sousedními elementy  $\Delta x$ . Průběhy pro výběr různých  $\Delta x$  jsou na obr. 4.33.



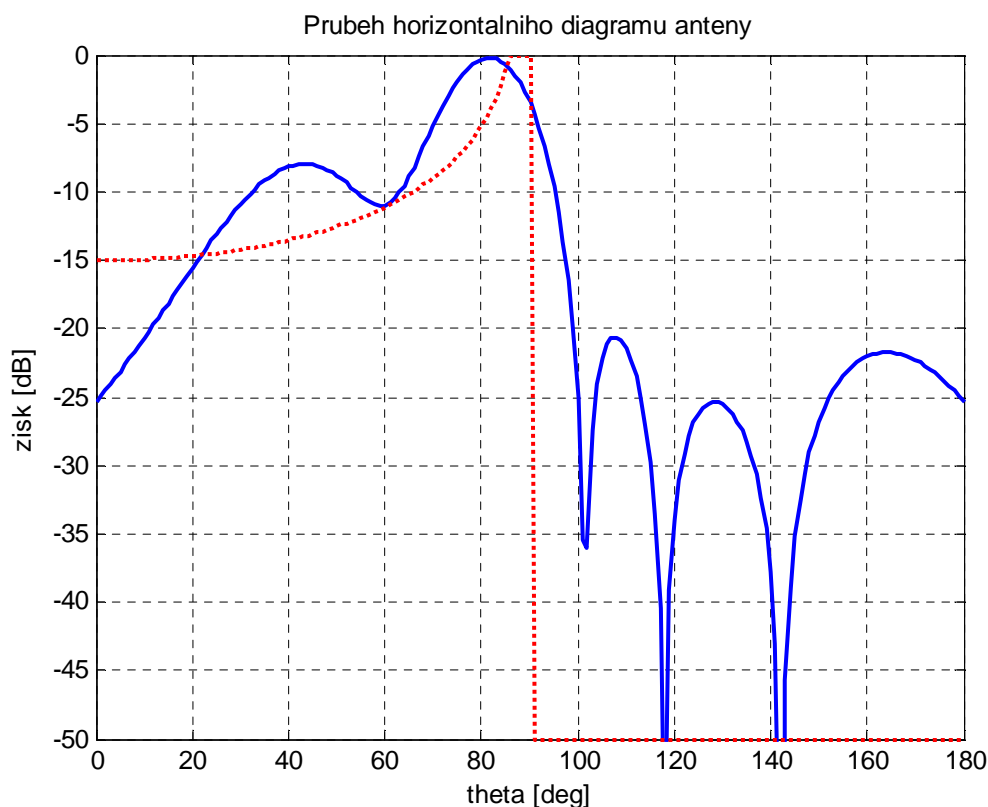
Obrázek 4.33 - Porovnání horizontálních diagramů antény pro různé rozestupy  $\Delta x$

Jelikož průběhy horizontálních diagramů antény (obr. 4.33) s rozestupy mezi prvky  $\Delta x = 0,7 \cdot \lambda$  a  $\Delta x = 0,9 \cdot \lambda$  mají příliš malý odstup postranních laloků v oblasti  $\theta > 90^\circ$ , bylo zvoleno, že horizontální diagram bude vytvářen s rozestupy mezi elementy antény rovnými  $\Delta x = 0,5 \cdot \lambda$ .

Průběh horizontálního diagramu, který byl získán prvním návrhem a jehož parametry jsou vypsány v tabulce 4.11, je zobrazen na obr. 4.34.

Tabulka 4.11 - Shrnutí parametrů rozložení signálu, získané prvním výpočtem horizontálního diagramu v Matlabu

Počet elementů $N_x$	8							
Rozestupy mezi elementy $\Delta x$	$0,5 \cdot \lambda$							
Úhel maxima diagramu $\theta_{\max}$	$\approx 84^\circ$							
Úroveň při úhlu $\theta = 0^\circ$	$\approx -25$ dB							
Rozložení amplitudy signálu $A_i$	0,1335	0,4409	0,1460	1	1	0,1460	0,4409	0,1335
Rozdíl fází mezi sousedními prvky	62,57		56,25		56,25		62,57	
$\psi_{i+1} - \psi_i$		-52,71	82,00	-52,71				



Obrázek 4.34 - Průběh horizontálního diagramu antény s parametry podle tabulky 4.11

Jak lze vidět v tabulce 4.11, vycházejí amplitudy signálu na krajních elementech příliš nízké, to znamená, že by bylo nutné vytvořit pomocí výkonových děličů vysoký dělicí poměr. V našem případě vychází dělicí poměr mezi třetím a čtvrtým prvkem antény více jak 16 dB. Tato hodnota je prakticky nerealizovatelná děličem s odbočnicí branch-line. Mezní hodnota pro realizaci dělicího poměru je přibližně -10 dB. Z tohoto důvodu bylo nutné výsledky získané touto metodou upravit tak, aby byl dělič realizovatelný a vyzařovací horizontální

diagram aby opět splňoval požadavky. Tyto úpravy byly experimentálně vytvářeny ve skriptu Matlabu [příloha 1]. Jako limitní úroveň amplitudy signálu na krajním elementu byla na základě skutečností stanovena hodnota 0,4. To odpovídá dělicímu poměru -7,96 dB. Tento poměr byl zadán jako dělicí poměr mezi třetím a čtvrtým prvkem řady. Dalšími postupnými úpravami bylo docíleno toho, že rozložení amplitudy signálu bude tvořeno výkonovými děliči s dělicími poměry rovnými právě 0,4. Jedním z hlavních důvodů, kvůli kterému bylo přistoupeno právě k tomuto řešení, byl pozdější návrh a praktická realizace děliče s odbočnicí branch-line, protože všechny děliče v celém rozvodu signálu budou shodné. V tabulce 4.12 je vypsáno rozložení amplitud.

Tabulka 4.12 - Rozložení amplitudy signálu na elementech antény po úpravě dělicího poměru

označení prvku $i$	1	2	3	4	5	6	7	8
rozložení amplitudy $A_i$	0,16	0,4	0,4	1	1	0,4	0,4	0,16

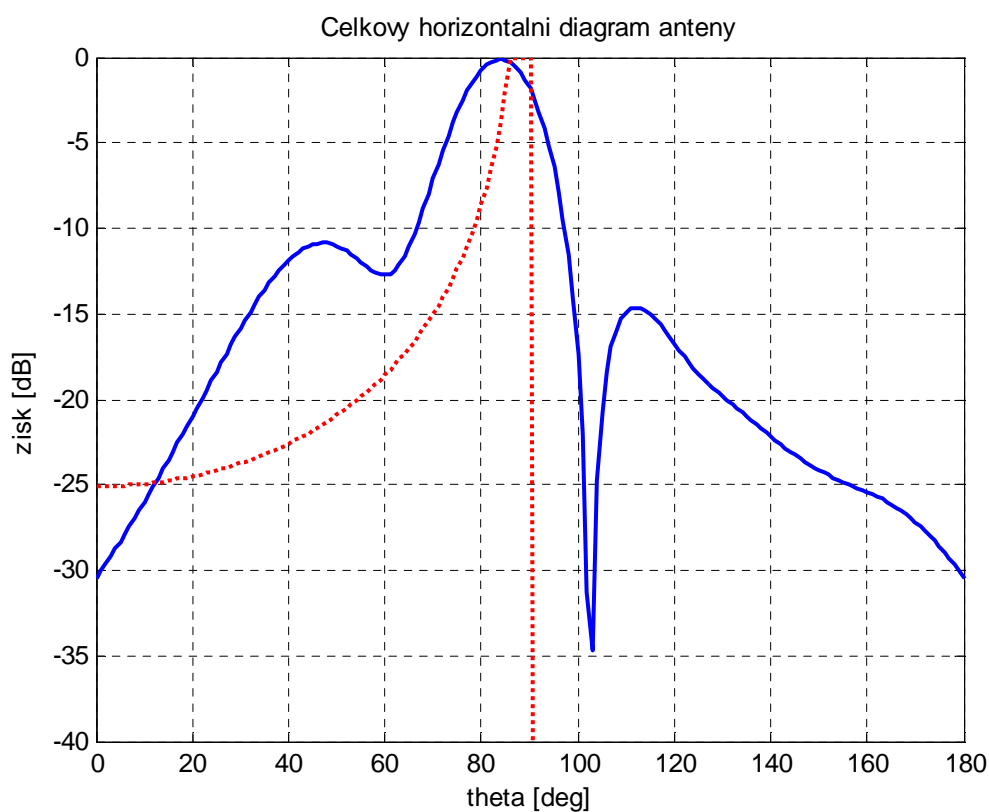
Dále bylo nutné postupným upravováním rozdílů fází mezi sousedními elementy se co nejvíce přiblížit požadovanému tvaru horizontálního diagramu, odpovídajícímu funkci kosekant. Jako základ pro tyto úpravy byly vzaty hodnoty získané prvním výpočtem diagramu.

V tabulce 4.13 jsou vypsány zjištěné rozdíly fází, pro které vycházel výsledný horizontální diagram nejideálněji.

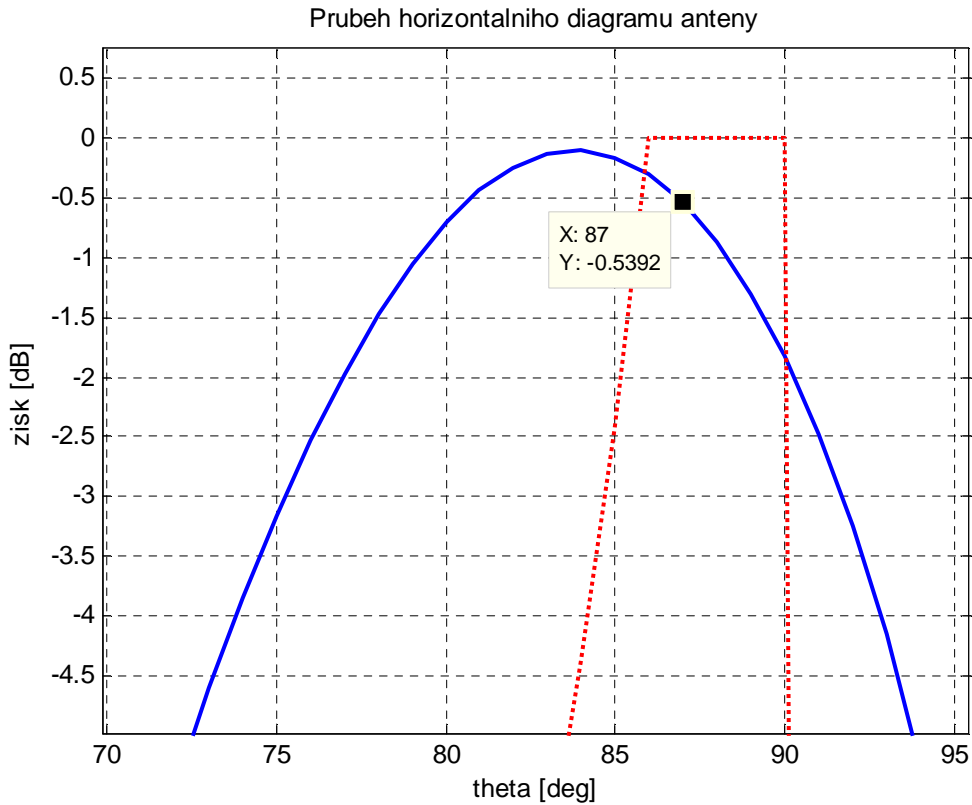
Tabulka 4.13 - Rozdíly fází mezi sousedními elementy antény po úpravě dělicího poměru

mezi elementy	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8
rozdíl fází $\psi_{i+1} - \psi_i [^\circ]$	42,97	-14,32	0	85,94	0	-14,32	42,97

Na obr. 4.35 je zobrazen horizontální vyzařovací diagram antény pro hodnoty rozložení amplitudy a rozdílů fází (tabulka 4.12 a tabulka 4.13) zjištěné pomocí postupným upravováním hodnot. Červený tečkovaný průběh představuje ideální průběh kosekantové křivky s maximem v úhlu  $\theta_{\max} = 87^\circ$  a úrovní -25 dB při úhlu  $\theta = 0^\circ$ .

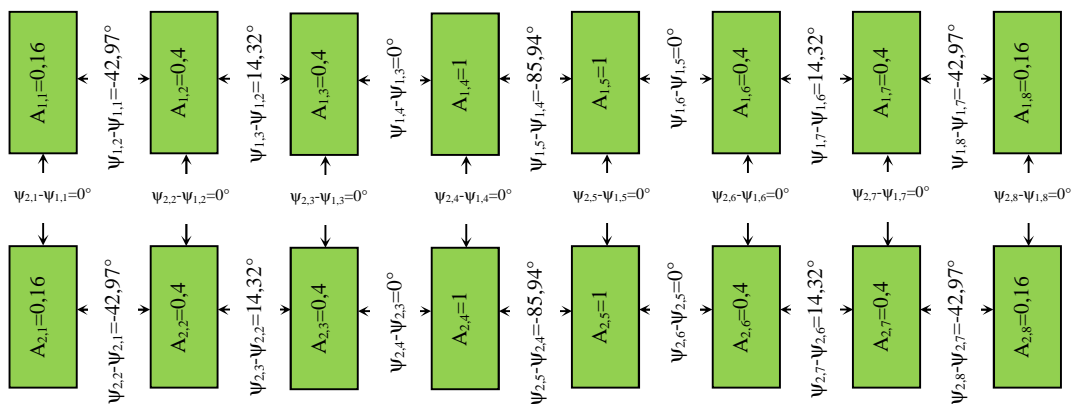


Obrázek 4.35 - Horizontální diagram antény pro hodnoty rozložení amplitudy (tabulka 4.12) a fází signálu (tabulka 4.13)

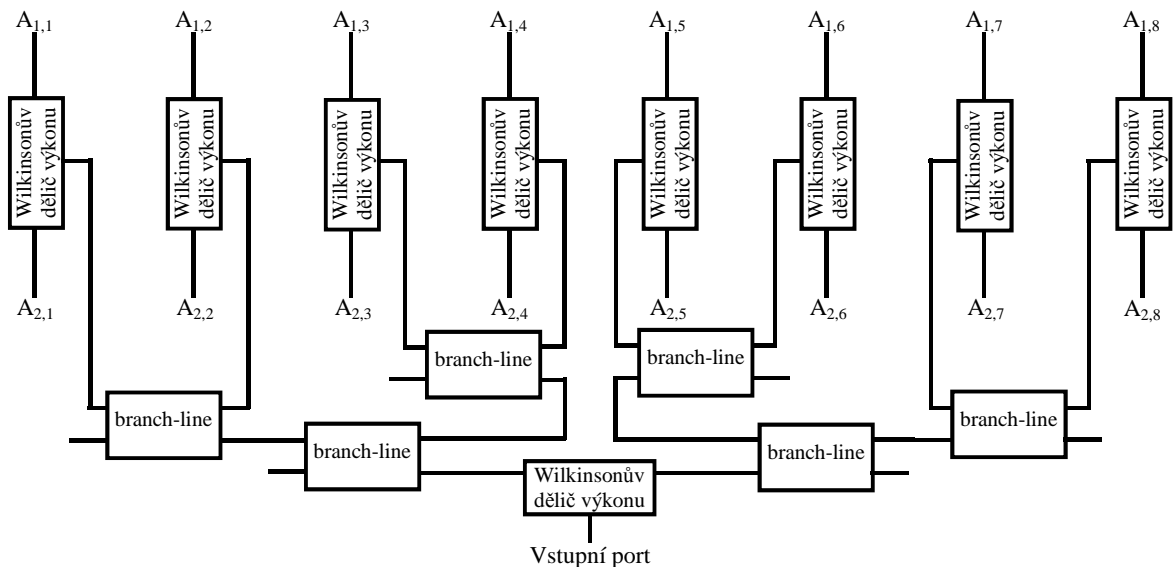


Obrázek 4.36 - Detail maxima horizontálního diagramu

Z detailnějšího zobrazení (obr. 4.36) je patrné, že maximum horizontálního diagramu je přibližně v úhlu  $\theta_{\max} = 84^\circ$ . Nám byl zadán požadavek na maximum horizontálního diagramu v úhlu  $\theta_{\max} = 87,13^\circ$ , kde je v našem případě úroveň přibližně -0,54 dB, což je zanedbatelný rozdíl od zadání. Bohužel se nepodařilo dosáhnout úrovně -25 dB při úhlu  $\theta = 0^\circ$ , což znamená, že anténa bude mít v tomto úhlu o něco menší zisk.



Obrázek 4.37 - Grafické znázornění rozložení amplitud a fází signálu na jednotlivých elementech antény



Obrázek 4.38 - Blokové schéma rozvodu signálu

## 4.2.2 Návrh a realizace děličů výkonu

### 4.2.2.1 Návrh a realizace Wilkinsonova děliče výkonu

Hlavním požadavkem při návrhu Wilkinsonova děliče výkonu je co nejnižší hodnota parametru  $S_{11}$  na frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz.

Samotný Wilkinsonův dělič se skládá ze dvou úseků, které mají charakteristické impedance  $Z_0$  a  $Z_1$ . Z těchto důvodů musela být nejdříve spočítána šířka mikropáskového vedení  $W_m$  a poté vytvořen model v CST Studiu pro ověření jejich charakteristických impedancí  $Z_0$  a  $Z_1$ .

V našem případě je impedance  $Z_0 = 50 \Omega$ . Podle vzorce 4.2 je nutné vypočítat impedanci  $Z_1$ .

$$Z_1 = \sqrt{2 \cdot Z_0 \cdot Z_0} = \sqrt{2} \cdot Z_0 \doteq 1,414 \cdot 50 = 70,7 \Omega \quad (4.2)$$

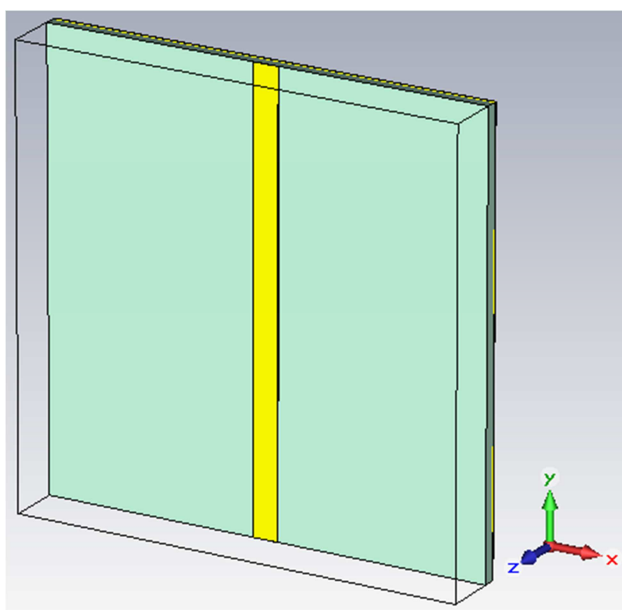
Pomocí programu TxLine<sup>1</sup> byla spočítána přibližná šířka pásku  $W_m$  pro zadané impedance  $Z_0$  a  $Z_1$ .

<sup>1</sup> volně ke stažení z: <http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Optional-Products/TX-Line/> (ke dni 11. 3. 2013)

Tabulka 4.14 - Vypočítané šířky mikropáskového vedení  $W_m$

Impedance	Šířka mikropásku
$Z [\Omega]$	$W_m [\text{mm}]$
$Z_0 = 50$	2,87951
$Z_1 = 70,7$	1,50416

V dalším kroku byly vytvořeny modely v programu CST Studio, pro ověření jednotlivých šířek mikropásku  $W_m$  odpovídajících vypočítaným hodnotám.



Obrázek 4.39 - Model mikropáskového vedení

Jako vstupní parametr byla zadána šířka mikropásku  $W_m$  z tabulky 4.14, která byla zjištěna pomocí programu TxLine. V následující tabulce 4.15 jsou vypsány hodnoty impedancí  $Z_0$  a  $Z_1$  pro vypočítané šířky  $W_m$ .

Tabulka 4.15 - Hodnoty impedancí  $Z$  mikropáskového vedení pro šířky vedení  $W_m$  zjištěné v programu TxLine

Šířka mikropásku	Impedance
$W_m [\text{mm}]$	$Z [\Omega]$
2,87951	48,3346
1,50416	68,5087

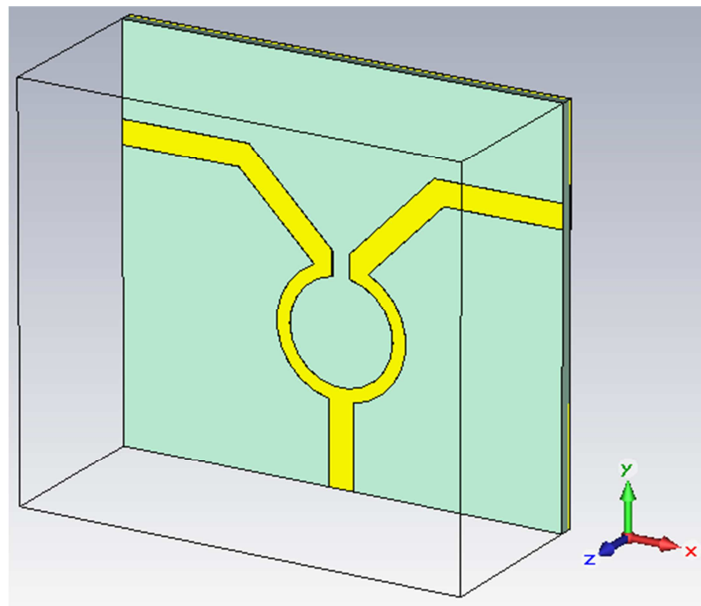


Je zřejmé, že hodnoty impedancí získané simulací v CST Studiu pro dané šířky mikropásku  $W_m$  neodpovídají požadovaným hodnotám a proto bylo nutné pomocí postupným upravováním šířky  $W_m$  docílit charakteristické impedance  $Z$  mikropáskového vedení.

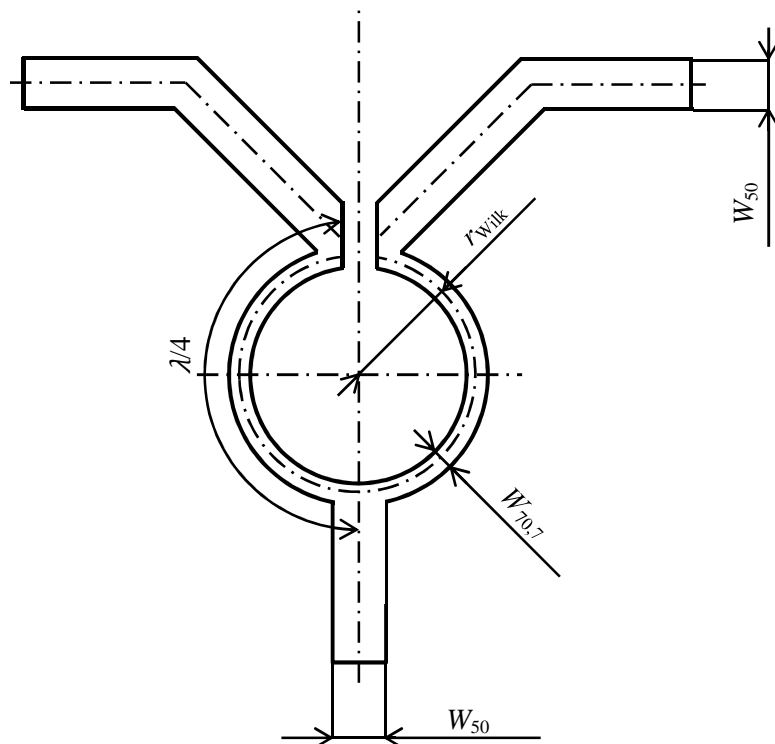
Tabulka 4.16 - Zoptimalizované šířky mikropásku  $W_m$  pro zadané hodnoty charakteristické impedance  $Z$

Impedance $Z$ [ $\Omega$ ]	Šířka mikropásku $W_m$ [mm]
50	2,72562
70,7	1,41646

Poté, co jsou zjištěny šířky mikropáskového vedení  $W_m$  jednotlivých úseků, lze přejít k návrhu vlastního Wilkinsonova děliče výkonu. Nejdříve byl vytvořen model děliče v CST Studiu (obr. 4.40) podle hodnot uvedených v tabulce 4.16.



Obrázek 4.40 - Model Wilkinsonova děliče výkonu



Obrázek 4.41 - Obecné parametry Wilkinsonova děliče výkonu

Hodnoty parametru  $W_{50}$  a  $W_{70,7}$  jsou již známy z předchozího kroku (tabulka 4.16). V kapitole 3.3.1 bylo napsáno, že délka úseku s charakteristickou impedancí  $Z_1$ , v našem případě  $Z_1 = 70,7 \Omega$ , je rovna  $L_{\text{Wilk}} = \lambda/4$ . Tento úsek jsme se rozhodli navrhnout do tvaru neúplné kružnice. V místě, kde úsek s charakteristickou impedancí  $Z_1$  přechází na úsek s impedancí  $Z_0$  je vytvořena mezera s délkou 2 mm, pro pozdější umístění přizpůsobovacího rezistoru v SMD pouzdře 1206 a velikostí  $R = 100 \Omega$ .

Délka úseku s charakteristickou impedancí  $Z_1 = 70,7 \Omega$  musí mít tedy délku:

$$L_{\text{Wilk}} = \frac{\lambda}{4} = \frac{0,1224}{4} = 0,0306 \text{ m}$$

Kružnice v děliči je ve skutečnosti složena ze dvou úseků s impedancí  $Z_1$ , proto se ve vzorci 4.5 pro výpočet obvodu kružnice  $o_{\text{Wilk}}$  tento údaj nachází dvakrát. Ze vzorce (4.3) pro výpočet obvodu kružnice vyjádříme poloměr kružnice  $r_{\text{Wilk}}$  (vztah (4.4)).

$$o_{\text{Wilk}} = 2 \cdot \pi \cdot r_{\text{Wilk}} \quad (4.3)$$

$$r_{\text{Wilk}} = \frac{o_{\text{Wilk}}}{2 \cdot \pi} \quad (4.4)$$

Jelikož potřebujeme vynechat mezeru s velikostí 2 mm, je nutné tento údaj také zahrnout do výpočtu a přitom ponechat požadovanou délku úseku.

$$o_{\text{Wilk}} = \frac{\lambda}{4} + \frac{\lambda}{4} + 2 \cdot 10^{-3} = \frac{\lambda}{2} + 2 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.5)$$

Podle vzorce 4.6 dopočítáme potřebný poloměr kružnice  $r_{\text{Wilk}}$  uvnitř Wilkinsonova děliče výkonu (počítáno v mm).

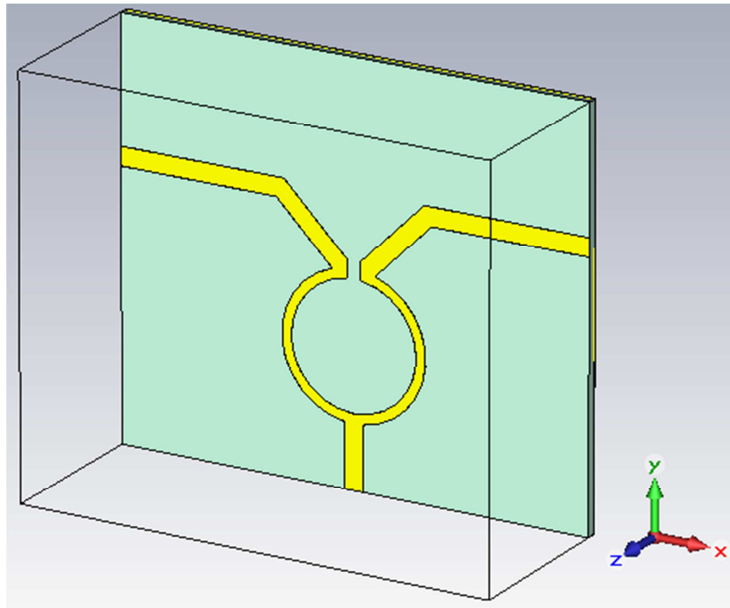
$$r_{\text{Wilk}} = \frac{o_{\text{Wilk}}}{2 \cdot \pi} = \frac{\frac{\lambda}{2} + 2}{2 \cdot \pi} = \frac{\lambda}{4 \cdot \pi} + \frac{1}{\pi} = \frac{122,4}{4 \cdot \pi} + \frac{1}{\pi} = 10,0625 \text{ mm} \quad (4.6)$$

V tabulce 4.17 jsou vypsány potřebné hodnoty parametrů nutné ke konstrukci Wilkinsonova děliče výkonu.

Tabulka 4.17 - Parametry navrženého Wilkinsonova děliče výkonu

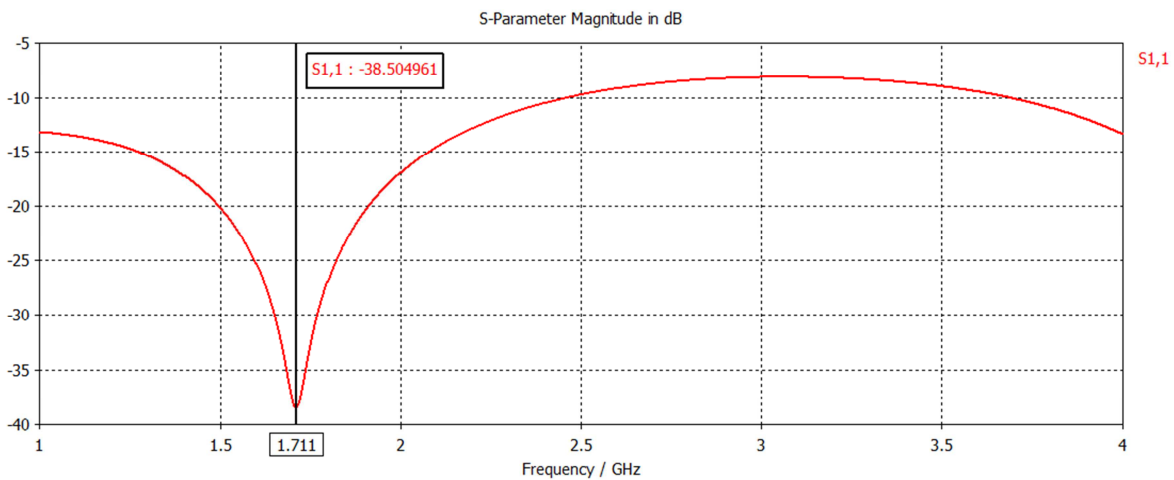
Šířka mikropásku s char. impedancí $Z_0 = 50 \Omega$ $W_{50}$ [mm]	Šířka mikropásku s char. impedancí $Z_1 = 70,7 \Omega$ $W_{70,7}$ [mm]	Poloměr střední kružnice $r_{\text{Wilk}}$ [mm]
2,72562	1,41646	10,0625

Na obr. 4.42 je zobrazen model Wilkinsonova děliče výkonu, který je složen z úseků s rozměry vypsányými v tabulce 4.17.



Obrázek 4.42 - Vytvořený model podle vypočítaných rozměrů

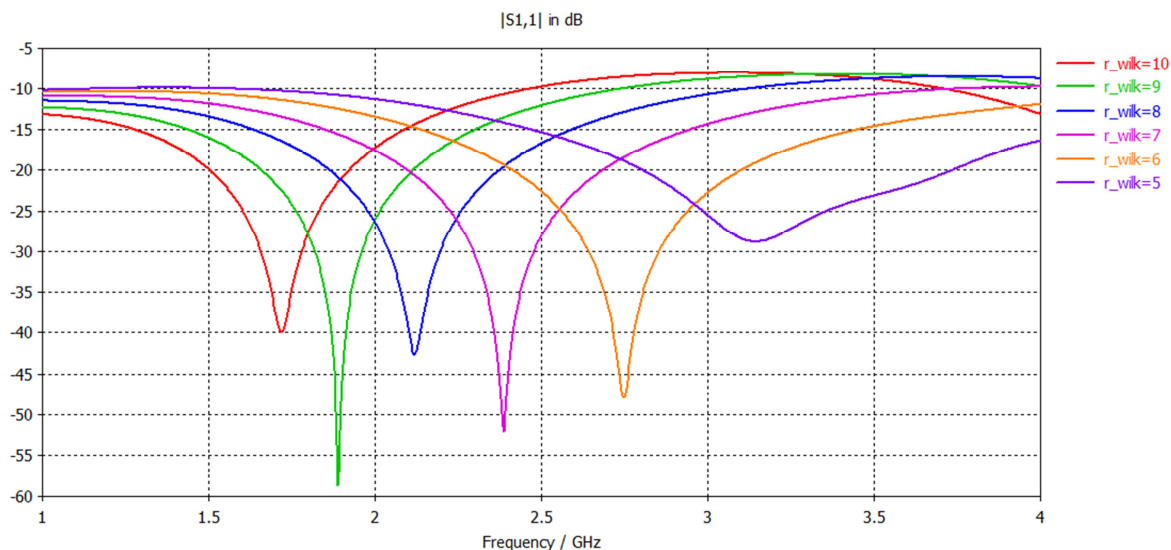
Průběh parametru  $S_{11}$  tohoto modelu získaný simulací v programu CST Studio je na obr. 4.43.



Obrázek 4.43 - Průběh parametru  $S_{11}$  Wilkinsonova děliče výkonu

Z průběhu je vidět, že požadované minimum parametru  $S_{11}$  je posunuto na frekvenční ose o více jak 700 MHz na nižší hodnoty. Je proto nutné vytvořený model modifikovat, aby průběh parametru  $S_{11}$  měl minimum na frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz. Úpravy modelu se týkají šířky mikropásku úseku  $W_{70,7}$  s charakteristickou impedancí  $Z_1$  a poloměru kružnice  $r_{WilK}$ .

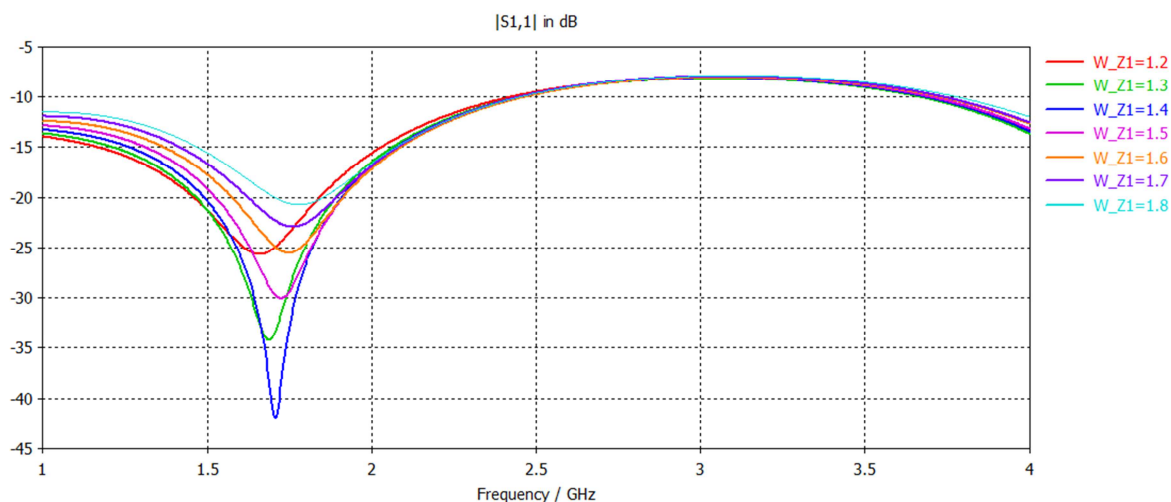
Na obr. 4.44 je znázorněno, jak se mění průběh parametru  $S_{11}$  při změně poloměru kružnice  $r_{WilK}$ , při zachování šířky mikropásku  $W_{70,7} = 1,41646$  mm.



Obrázek 4.44 - Vliv parametru  $r_{wilk}$  na průběh parametru  $S_{11}$

Je zřejmé, že poloměr kružnice  $r_{wilk}$  by se měl pohybovat mezi šesti až sedmi milimetry.

Na obr. 4.45 jsou opět vyobrazeny průběhy parametru  $S_{11}$ , tentokrát při změnách hodnoty šířky mikropásku  $W_{70,7}$ . Poloměr kružnice byl ponechán původní  $r_{wilk} = 10,0625$  mm.



Obrázek 4.45 - Vliv parametru  $W_{70,7}$  na průběh parametru  $S_{11}$

Z průběhů zobrazených na obr. 4.45 je patrné, že šířka mikropásku  $W_{70,7}$  má vliv hlavně na hodnotu minima průběhu parametru  $S_{11}$  a průběh neposouvá nijak významně na frekvenční ose.

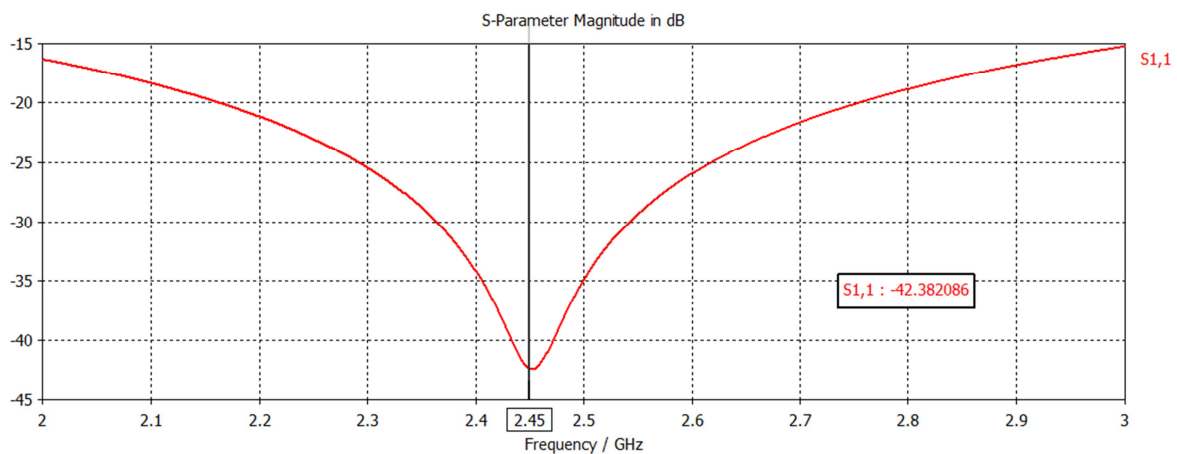
Pomocí optimalizace v programu CST Studio byly zjištěny ideální hodnoty rozměrů jednotlivých částí děliče, pro které vyšel průběh parametru  $S_{11}$  nejlepší, tj. hodnota minima

co možno nejnížší (alespoň pod úrovní -20 dB) a posunuté na frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz. Tyto hodnoty jsou vypsány v tabulce 4.18.

Tabulka 4.18 - Hodnoty rozměrů jednotlivých parametrů Wilkinsonova děliče výkonu

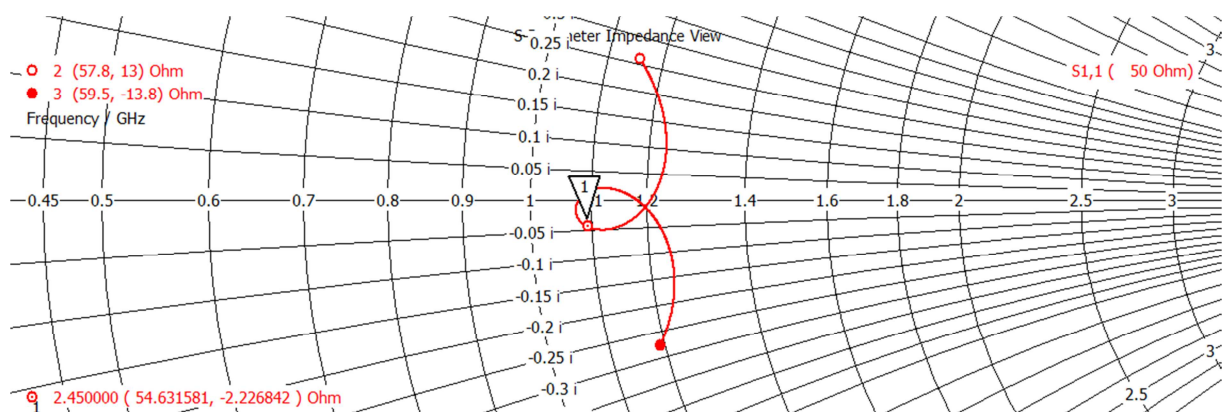
Šířka mikropásku s char. impedancí $Z_0 = 50 \Omega$ $W_{50}$ [mm]	Šířka mikropásku s char. impedancí $Z_1 = 70,7 \Omega$ $W_{70,7}$ [mm]	Poloměr střední kružnice $r_{Wilk}$ [mm]
2,725	1,48	6,64

Průběh parametru  $S_{11}$  Wilkinsonova děliče výkonu odpovídající hodnotám vypsány v tabulce 4.18 je zobrazen na obr. 4.46.



Obrázek 4.46 - Průběh parametru  $S_{11}$  Wilkinsonova děliče výkonu

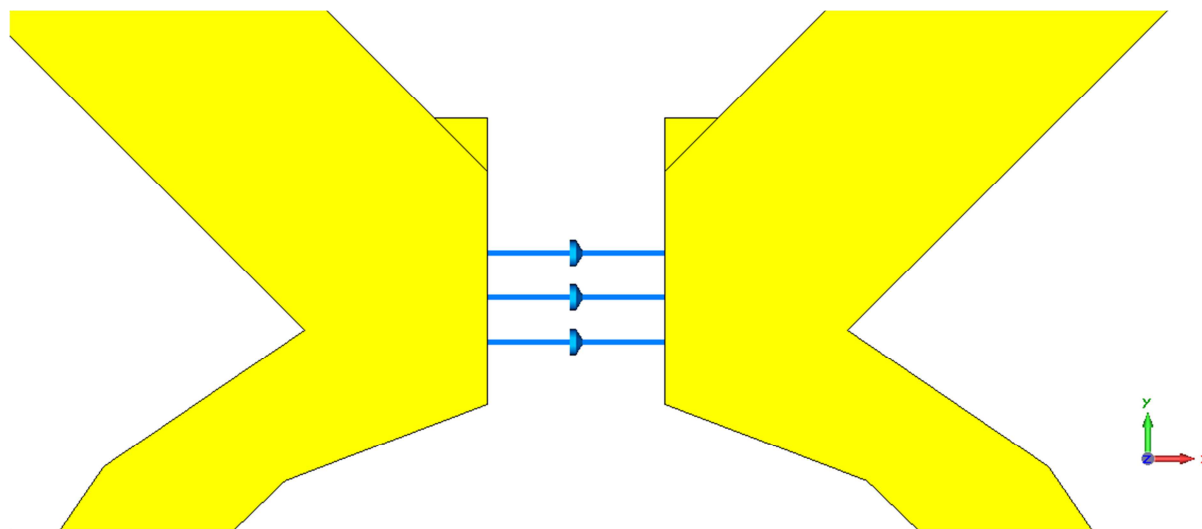
Pro úplnost byl vykreslen, pomocí Smithova diagramu, kmitočtový průběh relativní impedance na vstupu Wilkinsonova děliče (obr. 4.47).



Obrázek 4.47 - Kmitočtový průběh relativní impedance Wilkinsonova děliče

Je patrné, že bod 1 na grafu odpovídající frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz neleží přímo na reálné ose a tudíž impedance obsahuje i imaginární složku.

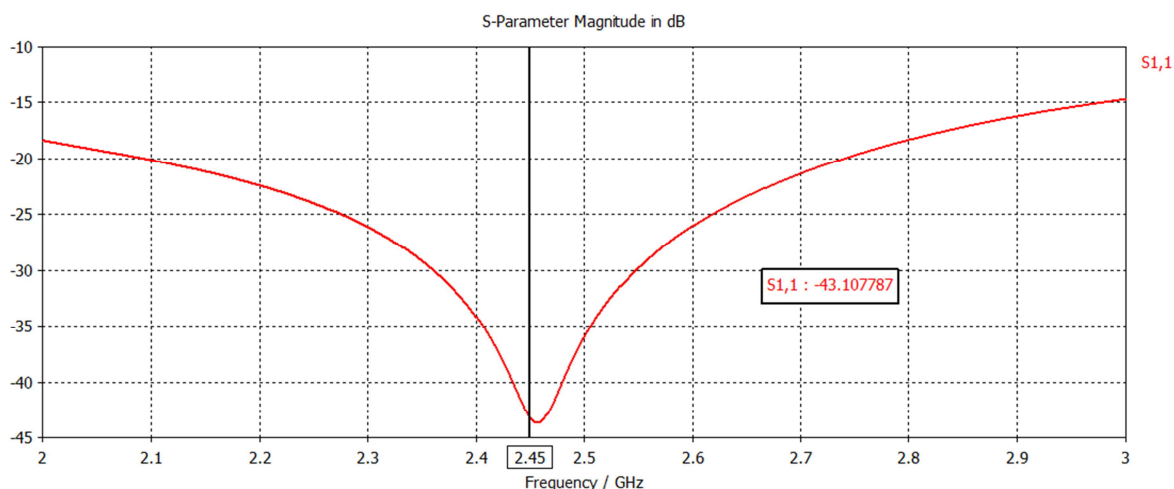
Tuto vlastnost lze odstranit přidáním malých výstupků v místě nad přizpůsobovacím odporem  $R$  [8]. Toto doplnění Wilkinsonova děliče je zobrazeno na obr. 4.48.



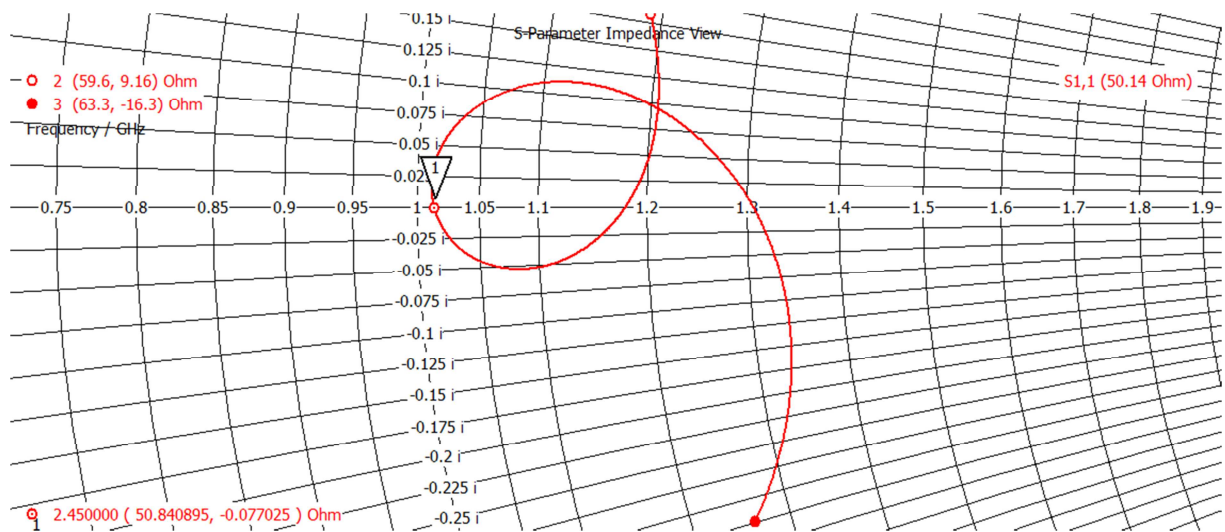
Obrázek 4.48 - Detail přidanych výstupků pro odstranění komplexní složky impedance

Byly přidány výstupky ve tvaru rovnoramenného pravoúhlého trojúhelníku. Délka odvěsny trojúhelníku  $a$  ovlivňuje charakter impedance. Pomocí simulace a postupné optimalizace byla stanovena hodnota délky odvěsny  $a = 0,6$  mm.

Dále jsou opět vykresleny průběhy parametru  $S_{11}$  v závislosti na frekvenci  $f$  (obr. 4.49) a frekvenční průběh relativní impedance Wilkinsonova děliče výkonu (obr. 4.50), již po úpravě v podobě dvou trojúhelníků.



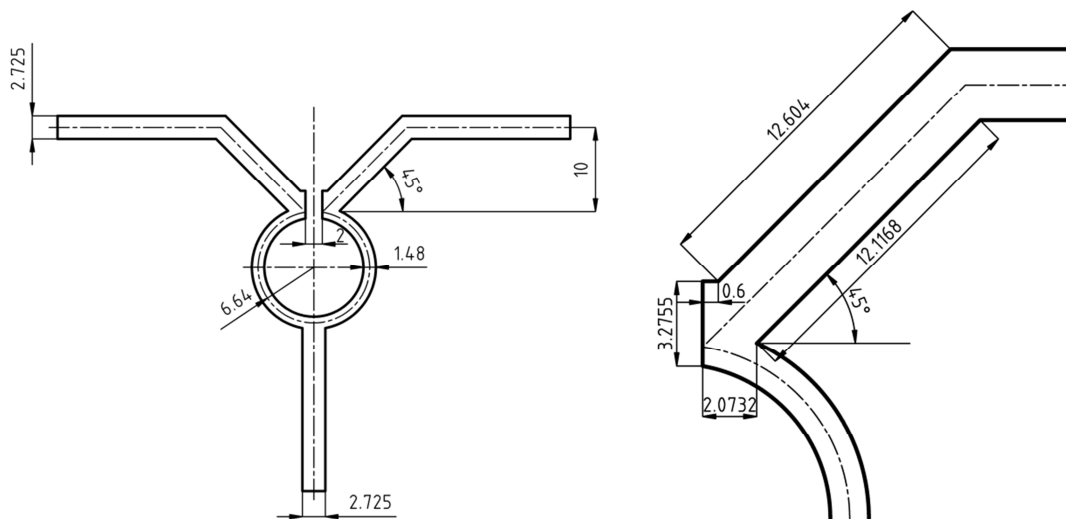
Obrázek 4.49 - Průběh parametru  $S_{11}$



Obrázek 4.50 - Kmitočtový průběh relativní impedance Wilkinsonova děliče

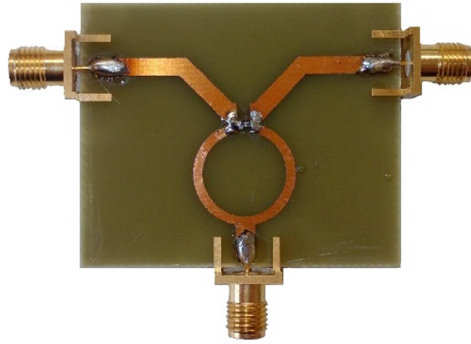
Bod 1 (obr. 4.50), který odpovídá frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz, leží přímo na reálné ose, a tudíž nedochází ke vzniku stojatého vlnění a obvod je impedancečně přizpůsoben.

Podle výše popsaného modelu byl vyroben Wilkinsonův dělič výkonu pro experimentální ověření jeho vlastností, které byly získány pomocí simulace.

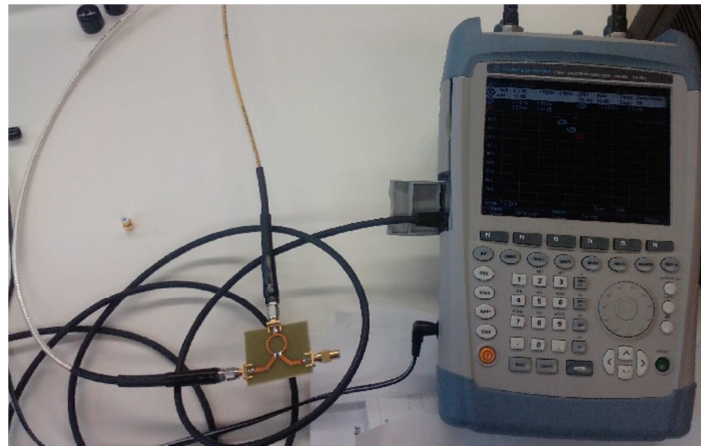


Obrázek 4.51 - Rozměry jednotlivých úseků Wilkinsonova děliče výkonu

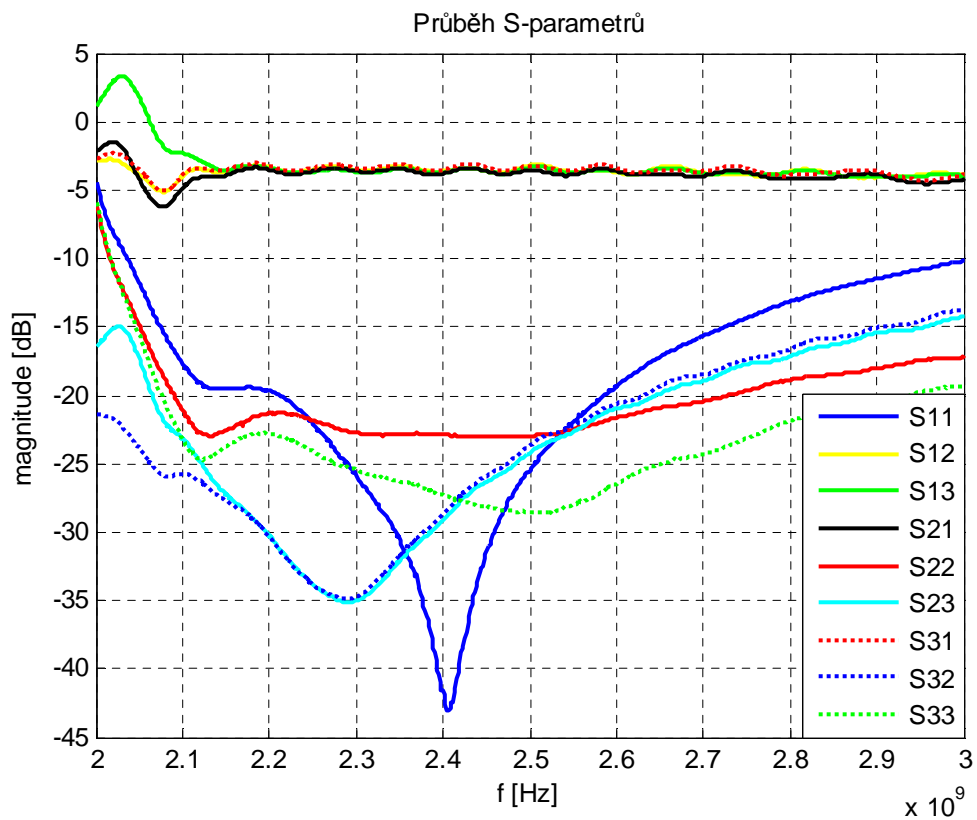




Obrázek 4.52 - Vyrobený Wilkinsonův dělič výkonu pro ověření vlastností

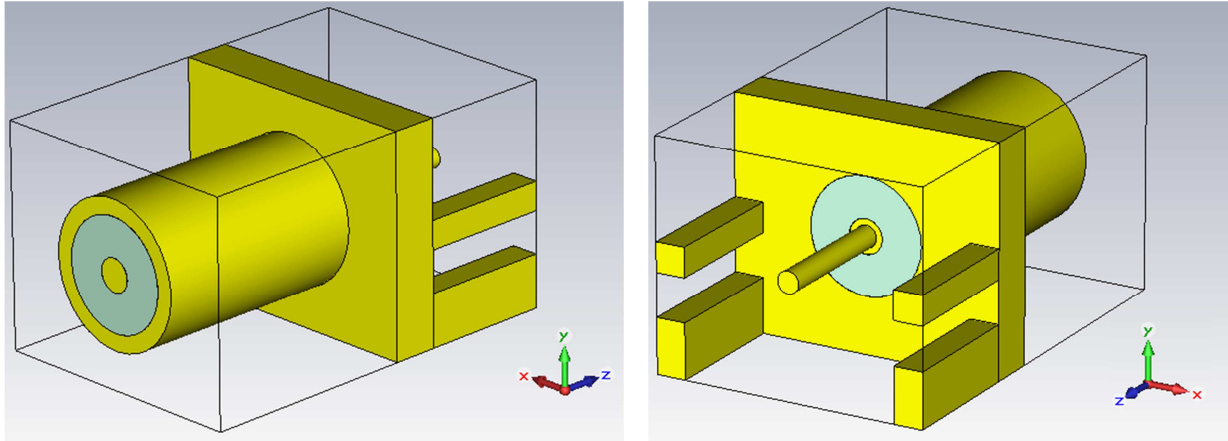


Obrázek 4.53 - Ukázka měření vlastností Wilkinsonova děliče výkonu

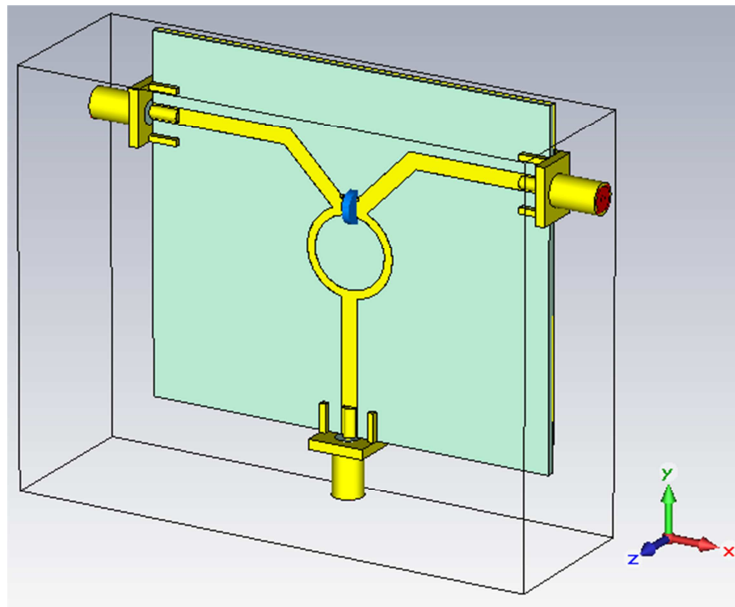


Obrázek 4.54 - Změřené rozptylové parametry vyrobeného Wilkinsonova děliče výkonu

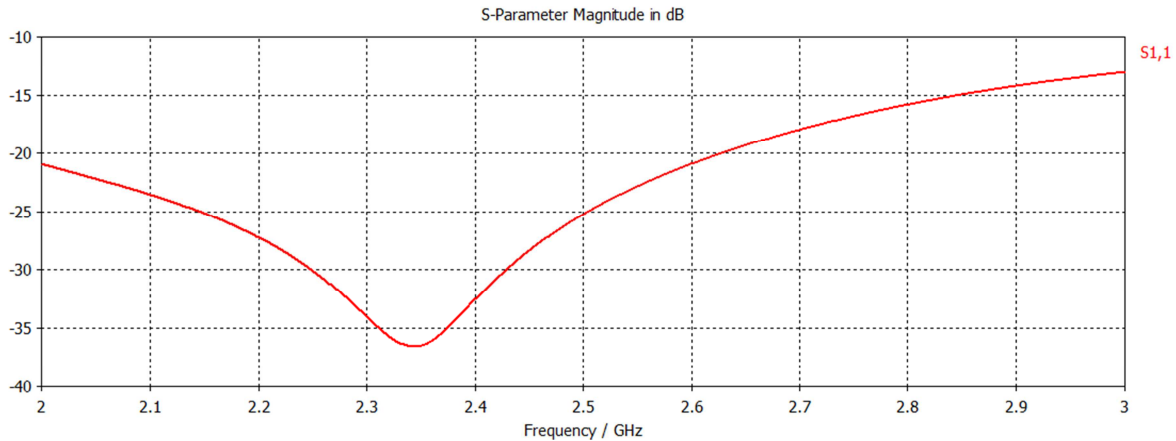
Průběh parametru  $S_{11}$  má minimum přibližně na úrovni -43 dB a na frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz se nachází přibližná hodnota -32 dB, což je velmi dobrá hodnota. Dále pak je vidět z obr. 4.54, minimum změřeného parametru  $S_{11}$  je přibližně o 50 MHz níže oproti simulaci. To mohlo být zapříčiněno nepřesnostmi při výrobě děliče nebo připájenými konektory, které jsou vidět na obr. 4.52. Pro ověření, jestli tento posun způsobují konektory, byl vytvořen model konektoru v programu CST Studio a poté zakomponován do modelu Wilkinsonova děliče (obr.4.56). Přesné rozměry konektoru byly získány z datasheetu [9].



Obrázek 4.55 - Model konektoru



Obrázek 4.56 - Model Wilkinsonova děliče výkonu s konektory



Obrázek 4.57 - Průběh parametru  $S_{11}$  modelu Wilkinsonova děliče výkonu s konektory

Z průběhu parametru  $S_{11}$  (obr. 4.57) je vidět, jak připojené konektory ovlivňují parametr  $S_{11}$ . Simulací bylo dosaženo posunu minima průběhu přibližně o 100 MHz níže.

V konečné fázi návrhu celého rozvodu signálu však tyto konektory nebudou připojeny a proto se minimum průběhu posune opět směrem k vyšším frekvencím. Z tohoto důvodu byly změřené průběhy  $S$ -parametrů (obr. 4.54) schváleny jako vyhovující.

#### 4.2.2.2 Návrh a realizace děliče s odbočnicí branch-line

Základním předpokladem pro náš dělič s odbočnicí branch-line je dělicí poměr  $\eta = S_{31}/S_{21} = 0,4$ . Vyjádření dělicího poměru v decibelech se provede podle vzorce 4.7.

$$\eta_{\text{dB}} = 20 \cdot \log(\eta) \quad (4.7)$$

Po dosazení hodnoty  $\eta = 0,4$  do vzorce 4.7 dostaneme hodnotu dělicího poměru v decibelech.

$$\eta_{\text{dB}} = 20 \cdot \log \frac{S_{31}}{S_{21}} = 20 \cdot \log(0,4) = -7,96 \text{ dB}$$

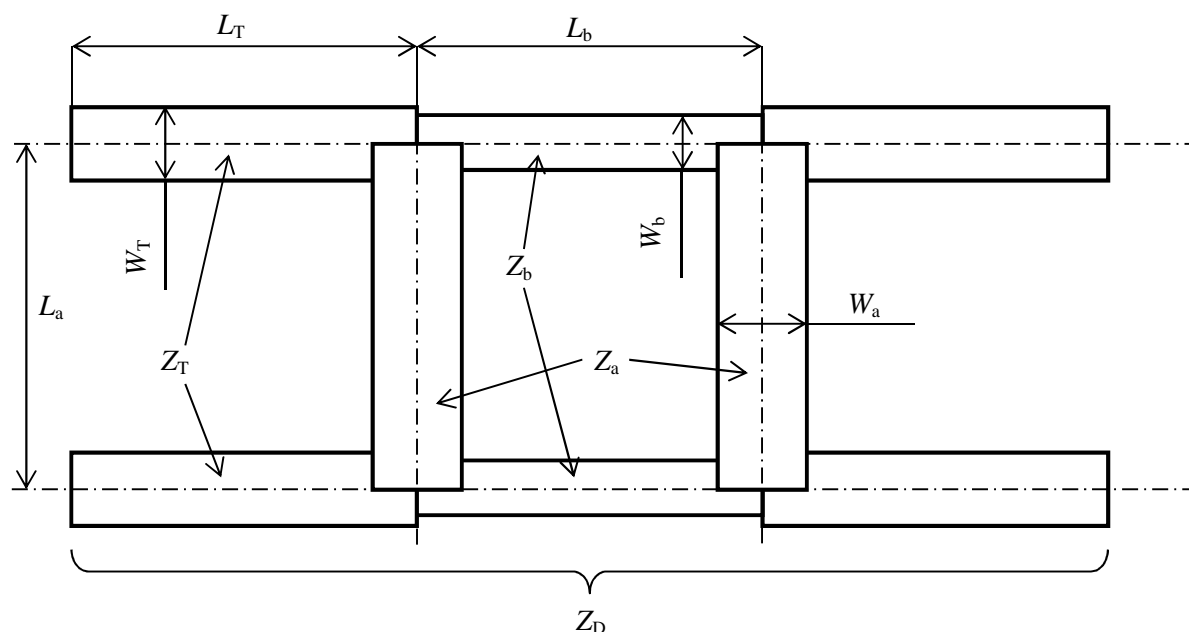
V tabulce 4.19 jsou vypsány námi požadované hodnoty  $S$ -parametrů děliče výkonu s odbočnicí branch-line. Jsou vypsány pouze parametry pro vstupní bránu označenou číslem jedna, protože ty nás zajímají nejvíce. Samozřejmě při pozdějším porovnávání výsledků budou zobrazeny i výsledky z ostatních bran (např.:  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ,  $S_{44}$ , ...).

Tabulka 4.19 - Požadované hodnoty S-parametrů

$S_{11} < -25 \text{ dB}$
$S_{21} = 0 \text{ dB}$
$S_{31} = -7,96 \text{ dB}$
$S_{41} < -25 \text{ dB}$

Branch-line se skládá ze dvou dvojic úseků s charakteristickou impedancí  $Z_a$  a  $Z_b$  (obr. 4.58), pomocí níž lze nastavovat dělicí poměr celého děliče. Dále je možné připojit na všechny porty impedanční transformátor, který umožní dosáhnout impedančnímu přizpůsobení při velkém dělicím poměru. V našem případě je dělicí poměr roven  $\eta_{\text{dB}} = -7,96 \text{ dB}$ , což se dá považovat již za hraniční hodnotu a proto budeme navrhovat dělič i s impedančním transformátorem.

Díky impedančnímu transformátoru si můžeme určit hodnotu impedance samotného děliče  $Z_D$  a poté dopočítat pomocí vzorce 4.8 charakteristickou impedanci, kterou musí mít transformátor  $Z_T$ .



Obrázek 4.58 - Struktura děliče výkonu s odbočnicí branch-line

Pomocí programu S\_param [6] napsaném v Matlabu pro výpočet impedancí jednotlivých větví, byly na základě volby charakteristické impedance děliče  $Z_D$  a dělicího poměru děliče  $\eta_{\text{dB}}$ , dopočítány charakteristické impedance jednotlivých větví  $Z_a$  a  $Z_b$ .

V tabulce 4.20 jsou vypsány hodnoty charakteristických impedancí větví  $Z_a$  a  $Z_b$  v závislosti na impedanci děliče  $Z_D$ .

Tabulka 4.20 - Hodnoty charakteristických impedancí větví  $Z_a$  a  $Z_b$  v závislosti na impedanci děliče  $Z_D$

	$Z_D = 50 \Omega$	$Z_D = 40 \Omega$	$Z_D = 35 \Omega$	$Z_D = 30 \Omega$	$Z_D = 25 \Omega$
$Z_a$	46,4247 $\Omega$	37,1398 $\Omega$	32,4973 $\Omega$	27,8548 $\Omega$	23,2124 $\Omega$
$Z_b$	125,0,17 $\Omega$	100,014 $\Omega$	87,5121 $\Omega$	75,0104 $\Omega$	62,5086 $\Omega$

Pomocí vzorce 4.8 vypočítáme potřebnou charakteristickou impedanci transformátoru.

$$Z_T = \sqrt{Z_0 \cdot Z_D} \quad (4.8)$$

kde  $Z_T$  je charakteristická impedance impedančního transformátoru

$Z_0$  je charakteristická impedance vedení

$Z_D$  je charakteristická impedance děliče

V tabulce 4.21 jsou hodnoty po dosazení  $Z_0 = 50 \Omega$ .

Tabulka 4.21 - Hodnoty impedance  $Z_T$  v závislosti na impedanci děliče  $Z_D$

$Z_D = 50 \Omega$	$Z_D = 40 \Omega$	$Z_D = 35 \Omega$	$Z_D = 30 \Omega$	$Z_D = 25 \Omega$
$Z_T = 50 \Omega$	$Z_T = 44,72 \Omega$	$Z_T = 41,83 \Omega$	$Z_T = 38,73 \Omega$	$Z_T = 35,36 \Omega$

My jsme se rozhodli navrhnout dělič s impedancí  $Z_D = 35 \Omega$  a impedancí impedančního transformátoru  $Z_T = 44,72 \Omega$ .

Tabulka 4.22 - Impedance jednotlivých částí odbočnice branch-line

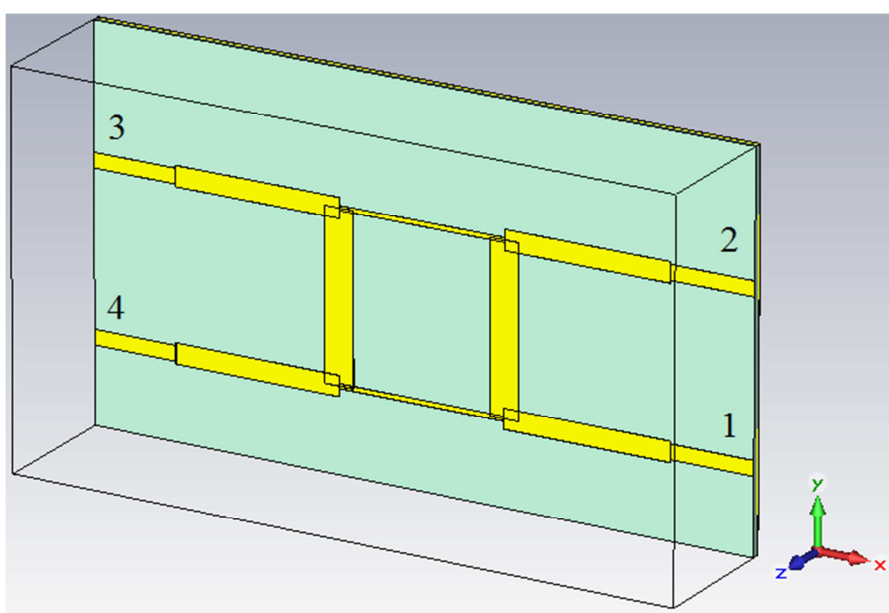
$Z_D$	35 $\Omega$
$Z_a$	32,50 $\Omega$
$Z_b$	87,51 $\Omega$
$Z_T$	41,83 $\Omega$

Stejně jako u návrhu Wilkinsonova děliče výkonu bylo nyní nutné nalézt potřebnou šířku mikropáskového vedení  $W_m$ , která by odpovídala hodnotám charakteristických impedancí uvedených v tabulce 4.22.

Tabulka 4.23 - Šířky mikropásků  $W_m$  úseků odbočnice branch-line

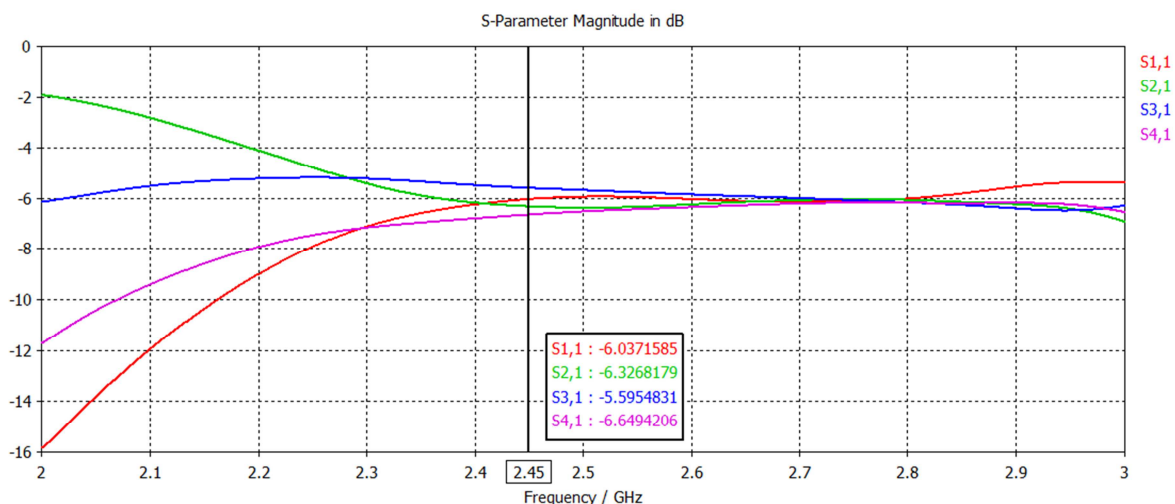
Úsek	Charakteristická impedance $Z [\Omega]$	Šířka mikropásku $W_m$ [mm]
a	32,50	5,34
b	87,51	0,85
T	41,83	3,65

Podle zjištěných hodnot šířek mikropásků  $W_m$  byl v programu CST Studio vytvořen model. Všechny délky jednotlivých úseků jsou zvoleny pro začátek shodně rovny  $L_m = \lambda/4$ .



Obrázek 4.59 - Model odbočnice branch-line

Byla provedena simulace s výše popsaným modelem. Průběhy parametrů  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  a  $S_{41}$  jsou zobrazeny na obr. 4.60.



Obrázek 4.60 - Průběhy parametrů  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  a  $S_{41}$  odbočnice branch-line

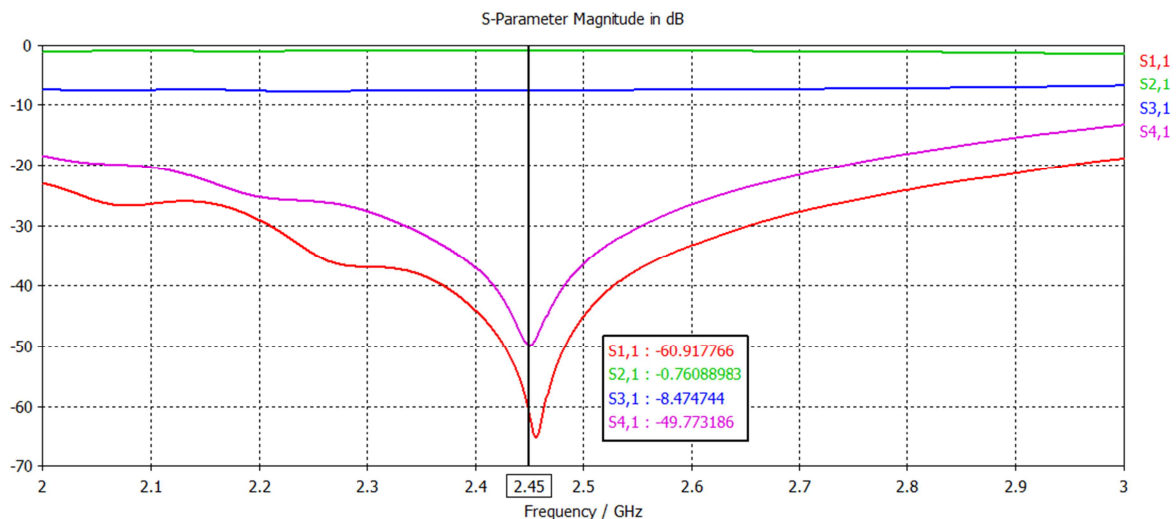
Jak je vidět (obr. 4.60) výsledky naprosto nevyhovují zadání. Z tohoto důvodu je nutné provést optimalizaci modelu. Jako proměnné veličiny modelu byly zvoleny všechny rozměry děliče (šířky mikropásků  $W_a$ ,  $W_b$ ,  $W_T$  a délky úseků  $L_a$ ,  $L_b$  i  $L_T$ ). Jediná omezující podmínka byla minimální šířka mikropásku s charakteristickou impedancí  $Z_b$ , a to  $W_{bmin} = 1$  mm. Jako podmínky optimalizace byly zadány parametry z tabulky 4.19.

Pomocí optimalizace byly získány hodnoty jednotlivých rozměrů děliče, které jsou vypsány v následující tabulce 4.24.

Tabulka 4.24 - Hodnoty rozměrů úseků odbočnice branch-line

$W_a$	7,0000 mm
$W_b$	1,0000 mm
$W_T$	3,98907 mm
$L_a$	21,8801 mm
$L_b$	18,5392 mm
$L_T$	18,9588 mm

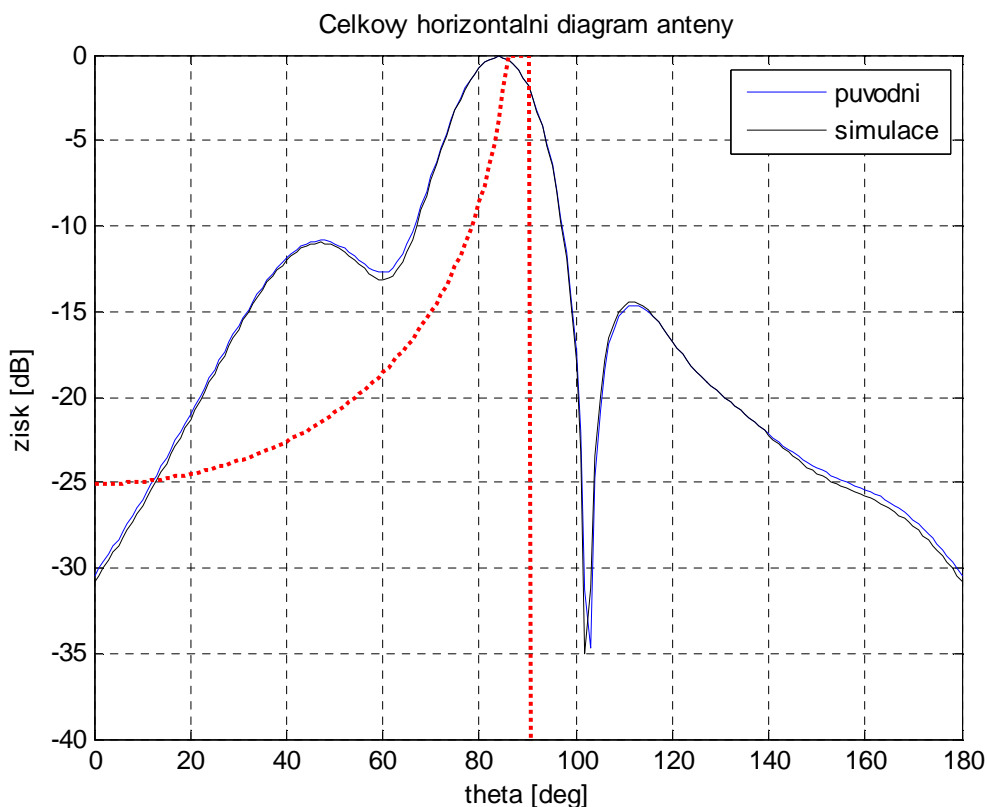
Na obr. 4.61 jsou zobrazeny průběhy rozptylových parametrů  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  a  $S_{41}$  odbočnice branch-line s rozměry úseků uvedených v tabulce 4.24.



Obrázek 4.61 - Průběhy parametrů  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  a  $S_{41}$  zoptimalizované odbočnice branch-line

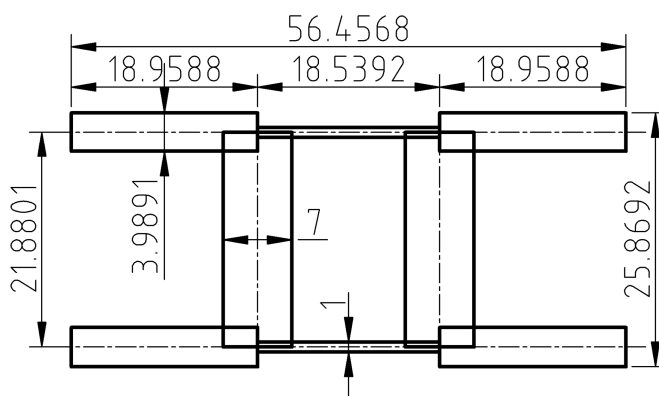
Z hodnot na frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz lze vyčíst, že tento model již splňuje zadané podmínky. Jediným rozdílem, který se nepodařilo odstranit, je o něco menší dělicí poměr  $\eta_{dB}$ . Simulací vyšel dělicí poměr přibližně  $\eta_{dB} = -7,71$  dB oproti zadanému  $\eta_{dB} = -7,96$  dB. Aby bylo možné posoudit, jaký vliv bude mít tato malá odchylka na celkový horizontální diagram, byly oba dělicí poměry zadány do skriptu napsaného v Matlabu pro výpočet horizontálního vyzařovacího diagramu.





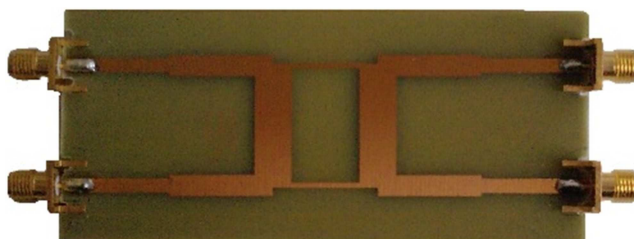
Obrázek 4.62 - Porovnání původního vypočítaného horizontálního diagramu antény s dělicím poměrem odbočnice branch-line  $\eta = -7,96$  dB a horizontálního diagramu simulovaného modelu odbočnice branch-line s dělicím poměrem  $\eta = -7,71$  dB

Jak lze vidět z obr. 4.62, malý rozdíl (0,25 dB) v dělicím poměru získaného pomocí optimalizace a vypočítaného, nemá téměř žádný vliv na tvar horizontálního vyzářovacího diagramu, a tudíž jsem tuto odbočnici použil pro daný rozvod.

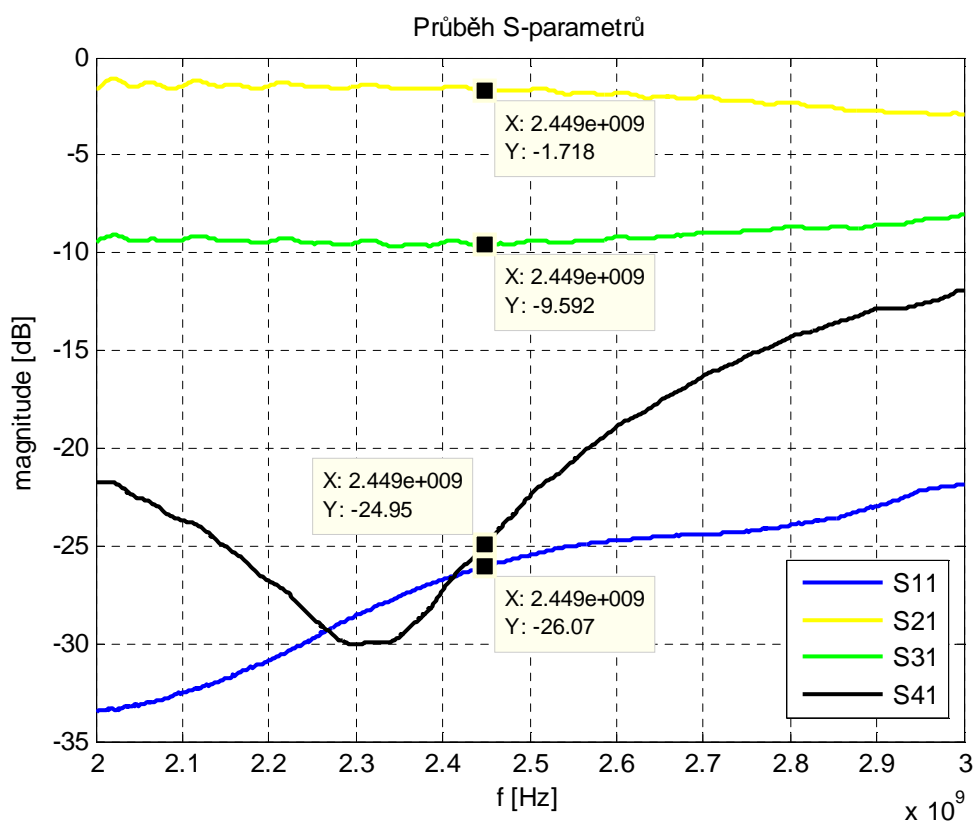


Obrázek 4.63 - Hodnoty rozměrů děliče výkonu s odbočnicí branch-line

Podle hodnot jednotlivých parametrů (tabulka. 4.24) získaných pomocí optimalizace byl vyroben jeden dělič výkonu s odbočnicí branch-line pro ověření jeho vlastností.



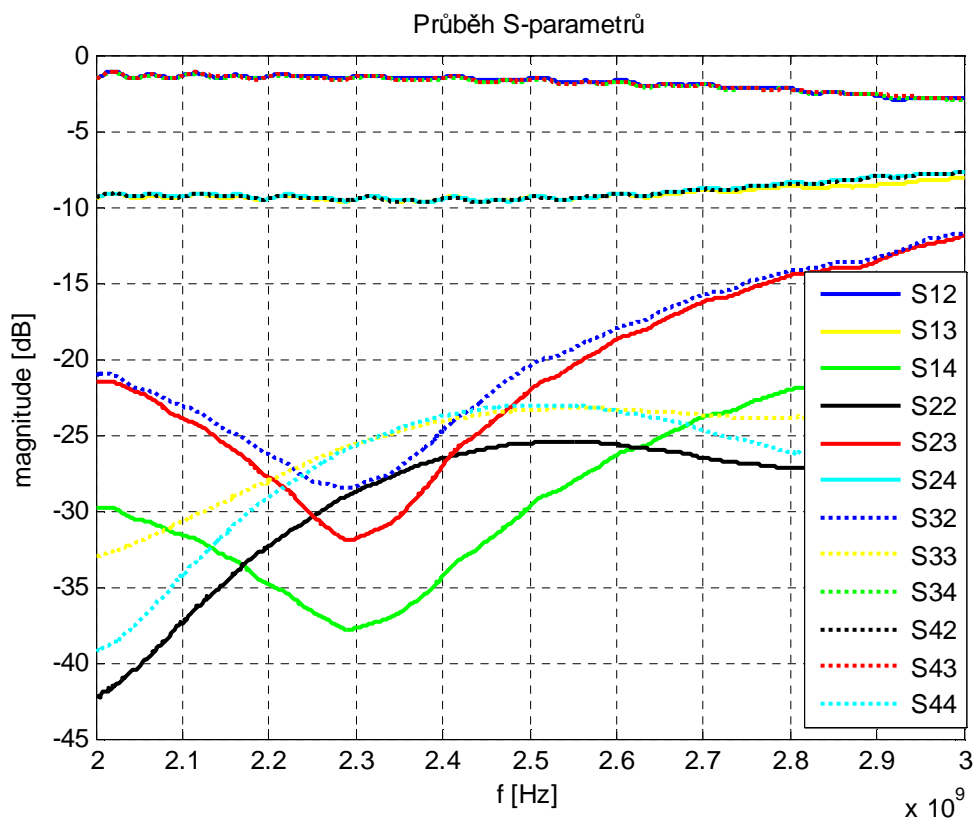
Obrázek 4.64 - Vyrobený dělič výkonu s odbočnicí branch-line



Obrázek 4.65 - Změřené průběhy parametrů  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  a  $S_{41}$  vyrobeného děliče výkonu s odbočnicí branch-line

Z obr. 4.65 je zřejmé, že vyrobený dělič splňuje zadání. Dělicí poměr je roven  $\eta_{dB} = -7,87$  dB a rozdíl oproti zadanému požadavku na dělicí poměr děliče činí jednu desetinu decibelu, což je zanedbatelný rozdíl.

Pro úplnost jsou zobrazeny i zbývající změřené  $S$ -parametry děliče (obr. 4.66).



Obrázek 4.66 - Změřené zbývající S-parametry děliče výkonu s odbočnicí branch-line

Z obr. 4.66 je podobně jako u Wilkinsonova děliče výkonu, zřejmý posun parametrů  $S_{14}$ ,  $S_{23}$  a  $S_{32}$  opět asi o 100 MHz níže. Tento posun je nejspíše zapříčiněn opět připájenými konektory.

Průběhy parametrů  $S_{12}$ ,  $S_{34}$  a  $S_{43}$  se nacházejí přibližně na úrovni -1,5 dB. Parametry  $S_{13}$ ,  $S_{42}$  a  $S_{24}$  nabývají hodnot v okolí -9,5 dB. Všechny hodnoty zbývajících S-parametrů jsou na frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz pod úrovní -20 dB, která se dá považovat za dostačující.

Z hodnot změřených rozptylových parametrů (obr. 4.65 a obr. 4.66) lze vyčíst, že tento navržený dělič výkonu splňuje požadavky uvedené v tabulce 4.19.

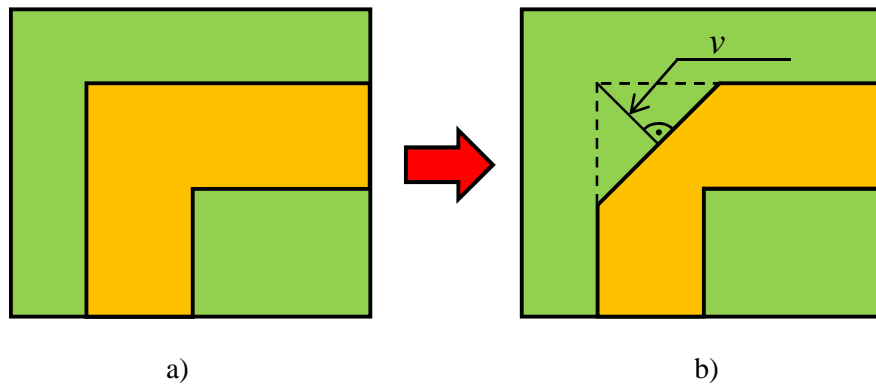
### 4.2.3 Realizace rozložení amplitud a fází signálu

Dalším krokem v návrhu antény byl návrh celého rozvodu signálu. Blokové schéma rozvodu pomocí děličů výkonu je zobrazeno na obr. 4.48.

Z blokového schématu je zřejmé, že je nutné mikropáskové vedení s charakteristickou impedancí  $Z_0$ , které propojuje děliče mezi sebou, zalomovat do pravých úhlů.

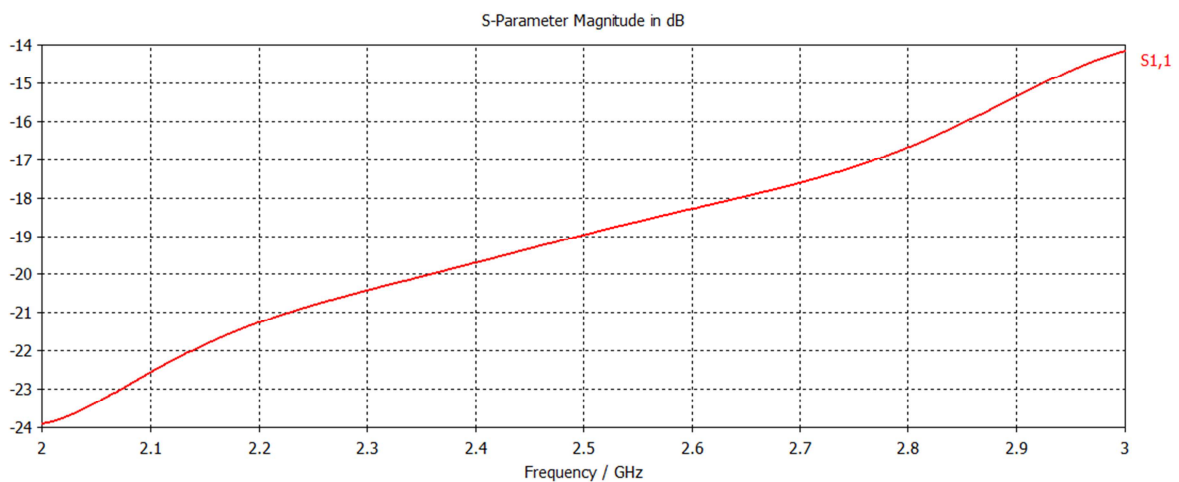
Jednoduše zalomené vedení (obr. 4.67a) má však příliš velké odrazy signálu a proto je nutné toto vedení přizpůsobit pomocí oříznutí vnějšího pravého úhlu (obr. 4.67b). Toto

oříznutí představuje výšku trojúhelníku, který je „odstraněn“ z vedení. Tento princip je zobrazen na obrázku (obr. 4.67).



Obrázek 4.67 - Zalomení mikropáskového vedení a) bez úprav b) oříznutého

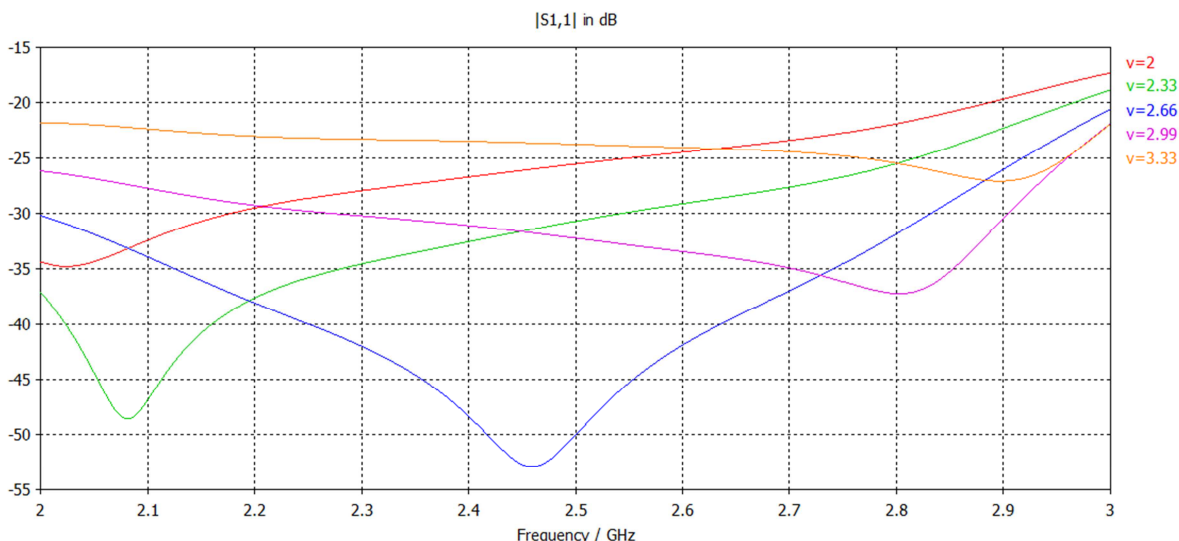
Průběh parametru  $S_{11}$  zalomeného vedení bez jakékoliv úpravy je znázorněn na obr. 4.68.



Obrázek 4.68 - Průběh parametru  $S_{11}$  zalomeného mikropáskového vedení bez ořezu

Z obr. 4.68 je zřejmé, že tento průběh naprosto nevyhovuje. Při frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz průběh nabývá hodnoty -19,5 dB.

Závislost změny průběhu parametru  $S_{11}$  na velikosti parametru  $v$  je zobrazena na obr. 4.69.

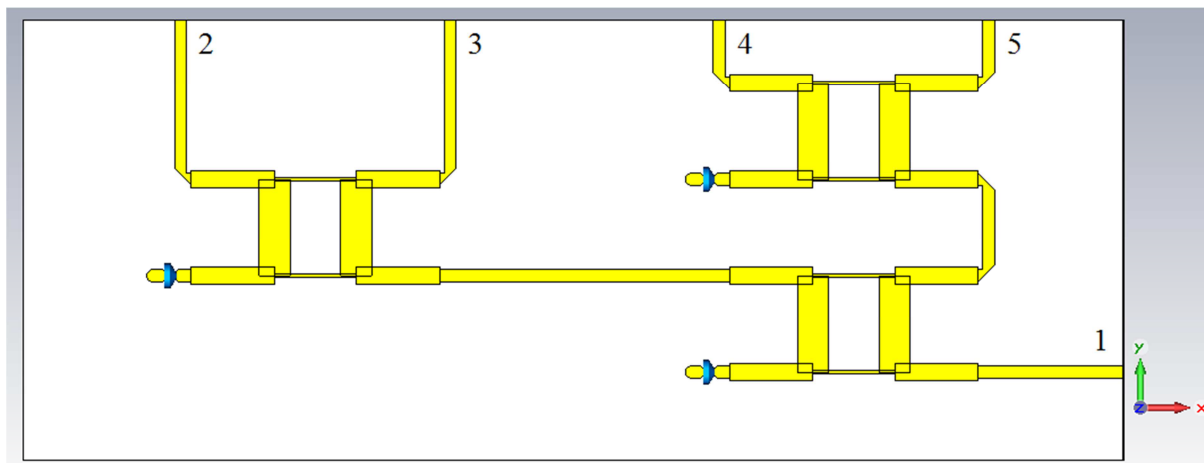


Obrázek 4.69 - Závislost změny průběhu parametru  $S_{11}$  zalomeného vedení na velikosti ořezu  $v$

Simulací v programu CST Studio bylo zjištěno, že nejnižší odraz nastává při  $v = 2,66$  mm. Na frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz je parametr  $S_{11}$  na úrovni  $-53$  dB a celý průběh má minimum přímo na této frekvenci.

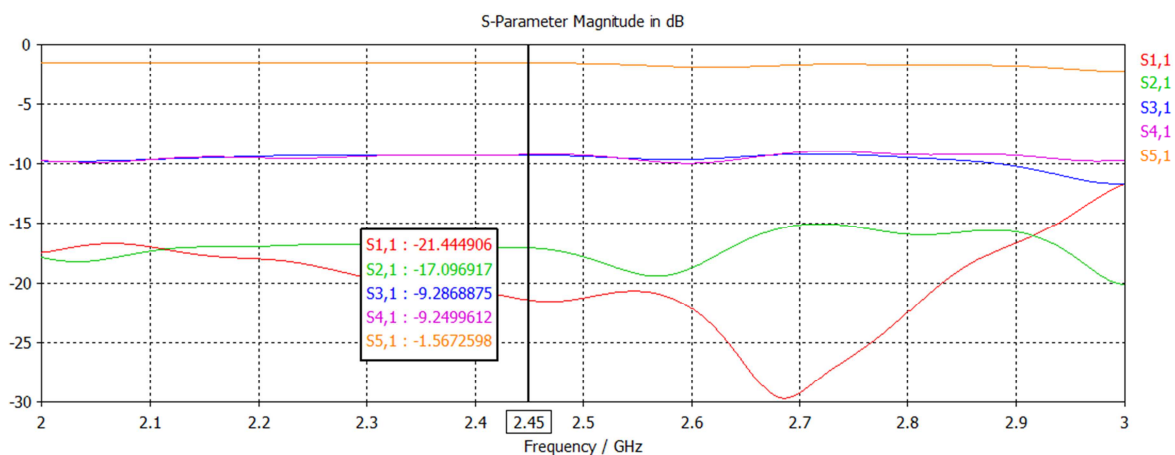
Z hodnot (tabulka 4.12 a tabulka 4.13) s vypsáním rozložení signálu, lze zjistit, že jak rozložení amplitud, tak i rozdíly fází mezi jednotlivými vyzařovacími elementy antény, jsou symetrické podle svislé středové osy. Z tohoto důvodu není nutné navrhovat přímo celý rozvod signálu, ale postačí navrhnout pouze jeho polovinu. Jediným problémem je fázový rozdíl mezi oběma polovinami, který činí  $\psi_{1,5} - \psi_{1,4} = -85,94^\circ$ . Ten bude realizován Wilkinsonovým děličem výkonu, který bude posunut do strany, a tudíž bude posunuta i fáze na čtvrtém elementu oproti pátému.

Nejdříve byl vytvořen model rozvodu s přímými úseky vedení orientovaných do svislého směru (obr. 4.70).



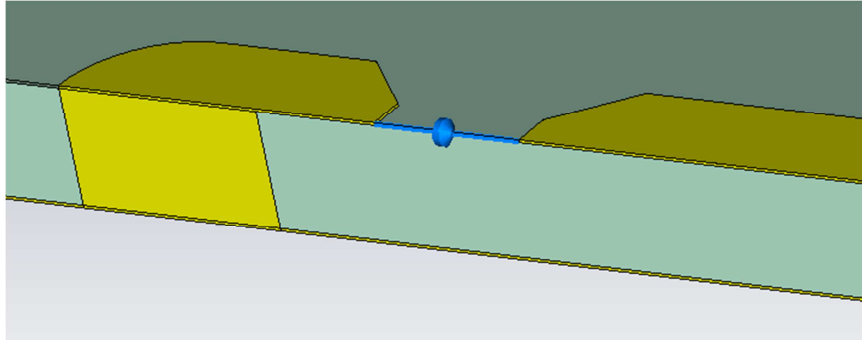
Obrázek 4.70 - Polovina rozvodu signálu s přímými úseky vedení

Rozestupy mezi sousedními porty 2 až 5 jsou rovny  $\Delta x = 0,5 \cdot \lambda = 61,2$  mm. Tento model sloužil pouze k ověření rozložení amplitud na výstupních portech, které se nacházejí na horním okraji desky. Průběhy parametrů  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  a  $S_{51}$  jsou vyobrazeny na obr. 4.71.

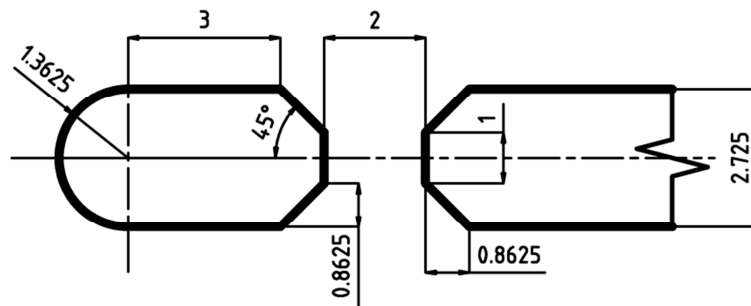


Obrázek 4.71 - Rozložení amplitud v modelu poloviny rozvodu signálu

Podle hodnot průběhů parametrů  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  a  $S_{51}$  na frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz je rozložení amplitud signálu rozmístěním děličů (obr. 4.70), funkčně správné. Detailnější řešení připojení přizpůsobovacího rezistoru  $R$  o velikosti charakteristické impedanci  $Z_0 = 50 \Omega$ , je znázorněno na obr. 4.72.



Obrázek 4.72 - Detailní řez připojení ztrátového rezistoru  $R$

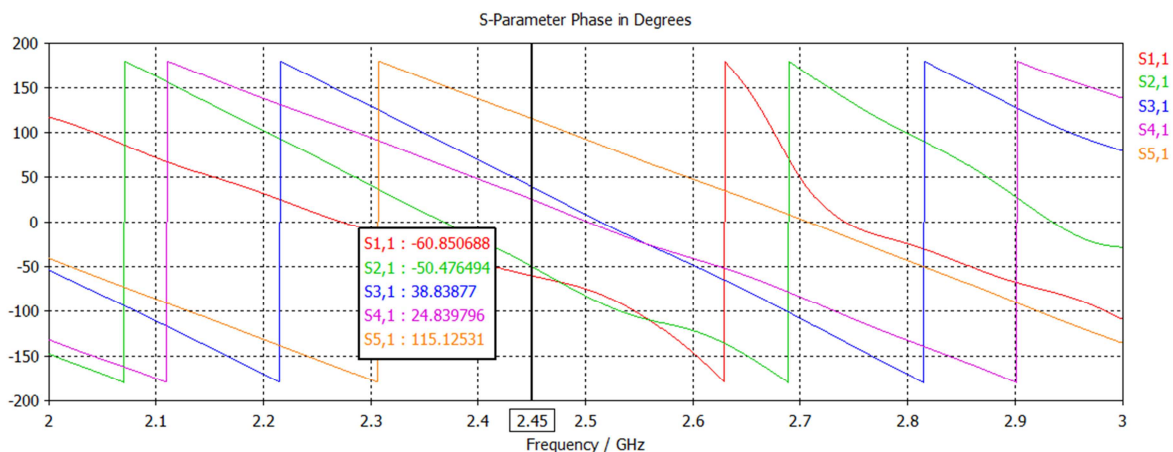


Obrázek 4.73 - Rozměry vedení pro připojení ztrátového rezistoru  $R$

Modře zbarvená část (obr. 4.72) představuje přizpůsobovací odpor  $R$ . Mezera mezi oběma částmi je veliká, stejně jako u Wilkinsonova děliče výkonu, 2 mm. Válcovitá část procházející substrátem je připojena jedním koncem na zemnicí rovinu a druhým k rezistoru  $R$ . Z důvodu pozdějšího lehčího připájení rezistoru  $R$  byly ostré pravoúhlé hrany zešikmeny v úhlu  $45^\circ$  a oříznuty na velikost 1 mm (obr. 4. 73).

Dalším krokem při návrhu antény je navržení rozložení fází na jednotlivých elementech, resp. rozdílů fází mezi sousedními elementy, pomocí různě dlouhých úseků mikropáskového vedení, které tento posuv způsobují.

Pomocí simulace v CST Studiu byly zjištěny fáze signálu (obr. 4.74) ve vytvořeném modelu s rovnými úseky vedení. Tyto fáze jsou vypsány v tabulce 4.25.

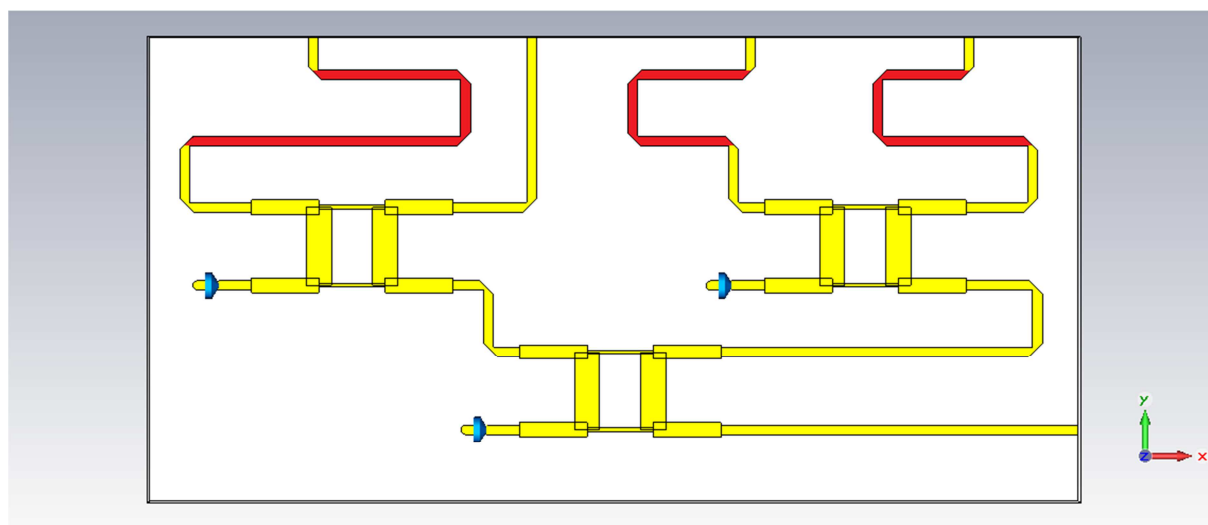


Obrázek 4.74 - Fáze signálu v modelu s rovnými úseky vedení

Tabulka 4.25 - Rozdíly fází signálu mezi sousedními porty v modelu s rovnými úseky vedení

mezi elementy	1-2	2-3	3-4
rozdíl fáze $\psi_{i+1} - \psi_i [^\circ]$	89,32	-14,00	90,29

Hodnoty rozdílů fází (tabulka 4.25) neodpovídají navrženým hodnotám, a proto je nutné vytvořit různá prodloužení vedení v podobě meandrů. Jako referenční port, od kterého jsou všechny zbývající fáze odvozeny, je zvolen port 3. Toto vedení je ponecháno v přímém směru (obr. 4.75).

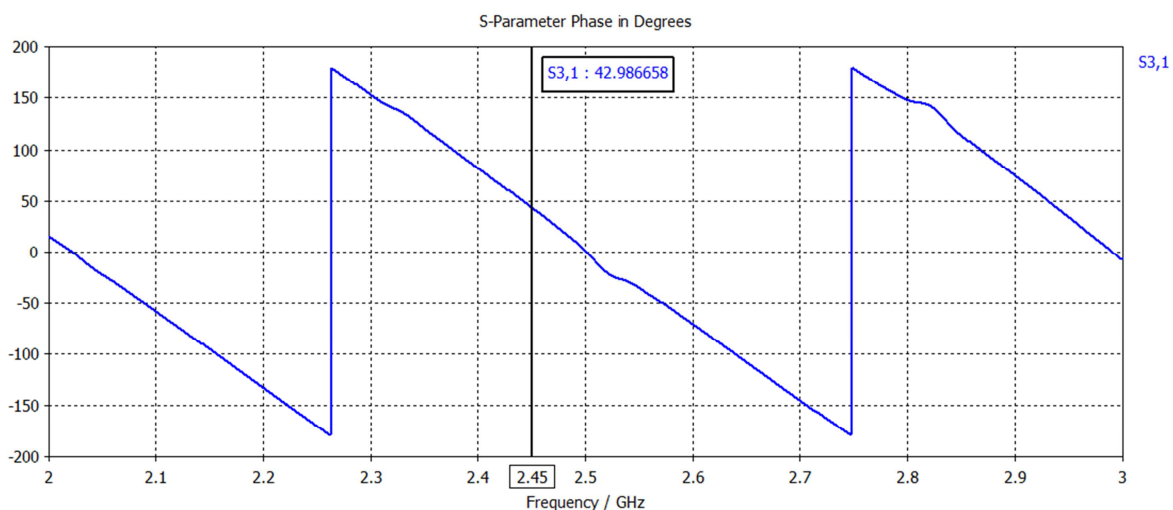


Obrázek 4.75 - Model poloviny rozvodu signálu s použitím meandrů pro nastavení fází signálu



Červeně vyznačené úseky vedení jsou úseky, kterým byla pomocí optimalizace měněna jejich délka, a tím nastavovány i různé rozdíly fází mezi porty.

Nejdříve bylo nutné pomocí simulace zjistit fázi signálu na portu 3. Ta je rovna podle simulace  $\psi_2 = 42,99^\circ$  (obr. 4.76). Jelikož jsou známy rozdíly fází mezi sousedními porty (tabulka 4.13), lze dopočítat fáze signálu na zbývajících třech portech. Hodnoty fází na jednotlivých portech, odvozených od portu 3, jsou vypsány v tabulce 4.26.

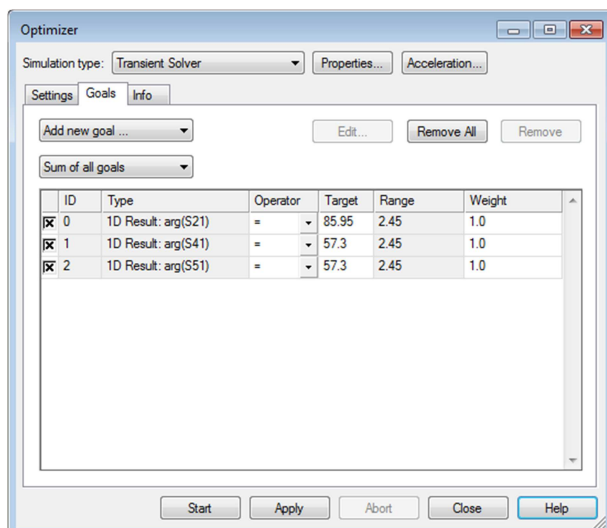


Obrázek 4.76 - Průběh fáze signálu na portu 3

Tabulka 4.26 - Vypočítané rozložení fází signálu

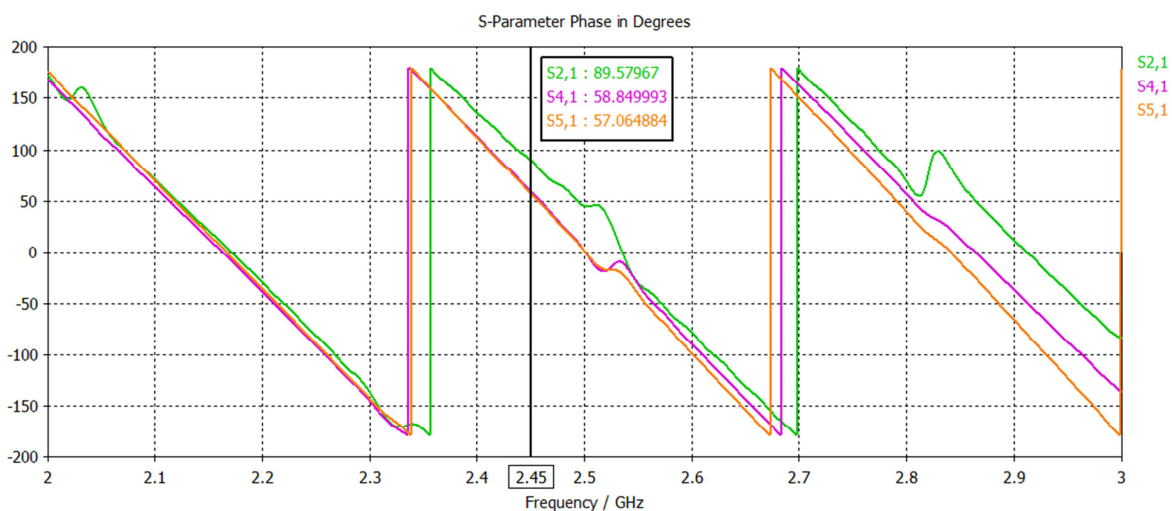
označení portu v modelu	2	3	4	5
označení sloupce prvků antény $i$	1	2	3	4
fáze $\psi_i$ [ $^\circ$ ]	85,96	42,99	57,31	57,31

Hodnoty z tabulky 4.26 byly zadány jako vstupní parametry optimalizačního procesu programu CST Studio (obr. 4. 77), pro výpočet délek meandrů.



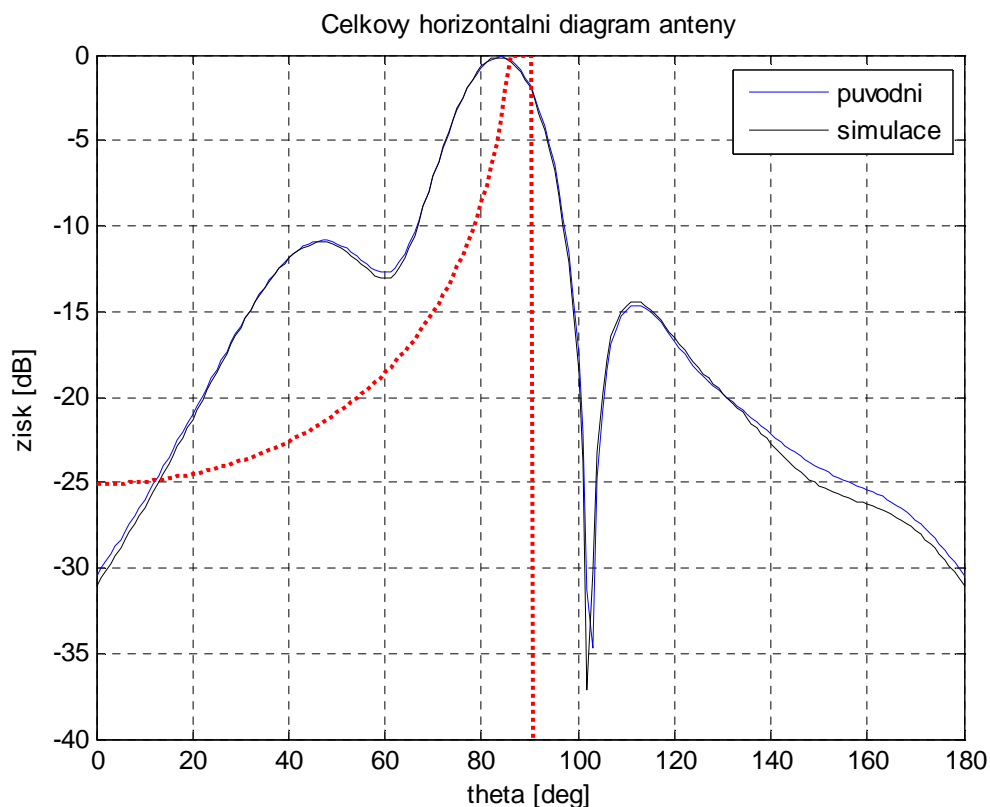
Obrázek 4.77 - Ukázka nastavení požadavků na fáze signálu v optimalizačním procesu v programu CST Studio

Průběhy fází signálu na jednotlivých portech po doběhnutí optimalizačního procesu jsou zobrazeny na obr. 4.78.



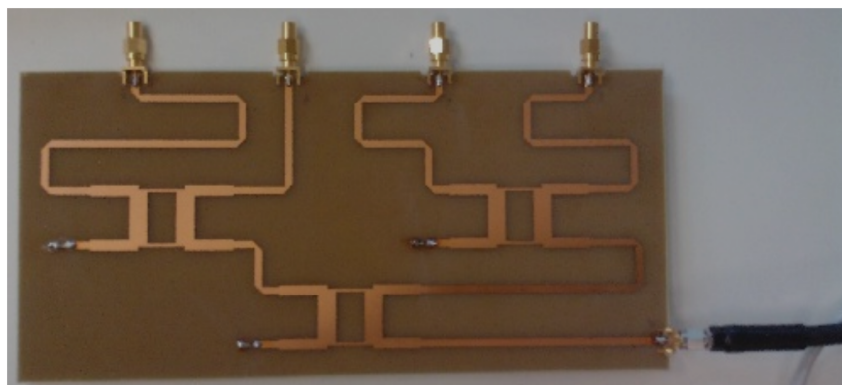
Obrázek 4.78 - Průběhy fází signálu na jednotlivých portech poloviny rozvodu signálu po optimalizaci délek meandru

Na hodnotách fází při frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz je vidět malý rozdíl oproti hodnotám v tabulce 4.26. Z důvodu tohoto rozdílu byl opět proveden nový výpočet horizontálního vyzářovacího diagramu, pro zjištění jaký vliv bude mít tato odchylka na celkový diagram v porovnání s původním vypočítaným diagramem.

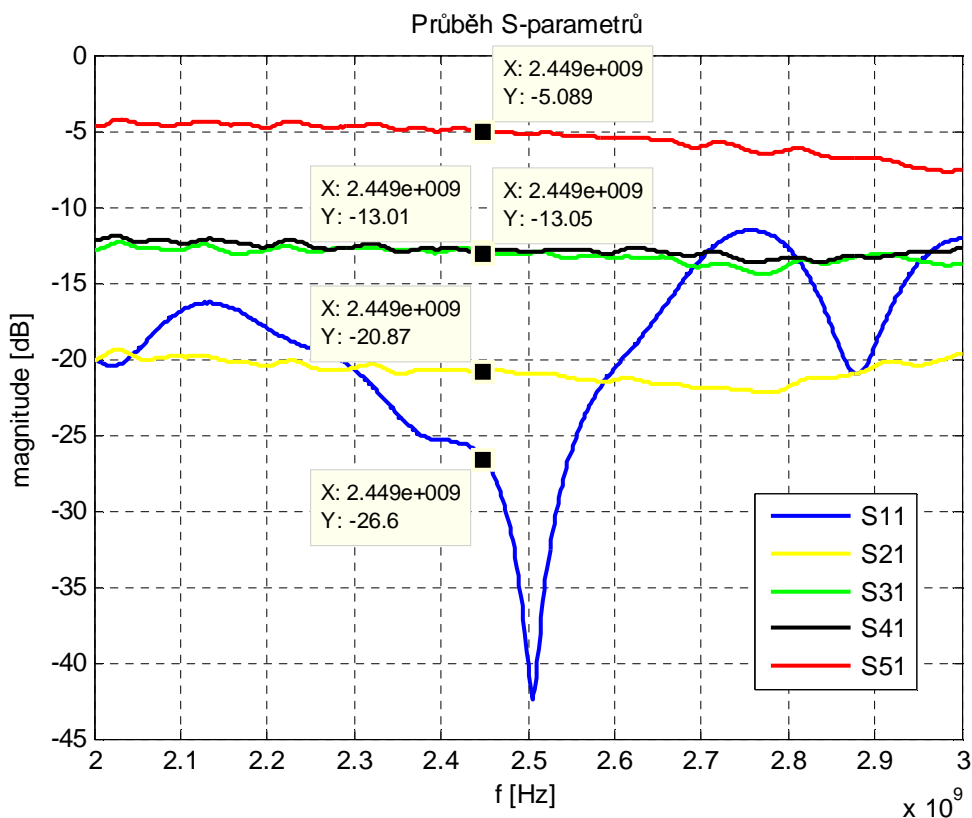


Obrázek 4.79 - Porovnání původního vypočítaného horizontálního diagramu antény s diagramem, s rozložením fází v obr. 4.78

Z porovnání horizontálních diagramů (obr. 4.79) je vidět, že malé odchylky v rozdílech fází získaných optimalizací oproti původním pomocí výpočtu, způsobují minimální změny tvaru horizontálního diagramu. Proto výše vytvořený model poloviny rozvodu signálu vyhovuje našemu účelu. Opět pro ověření vlastností, byla vyrobena celá polovina rozvodu signálu podle navrženého modelu.



Obrázek 4.80 - Vyrobená polovina rozvodu signálu



Obrázek 4.81 - Změřené průběhy parametrů  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  a  $S_{51}$  vyrobené poloviny rozvodu signálu

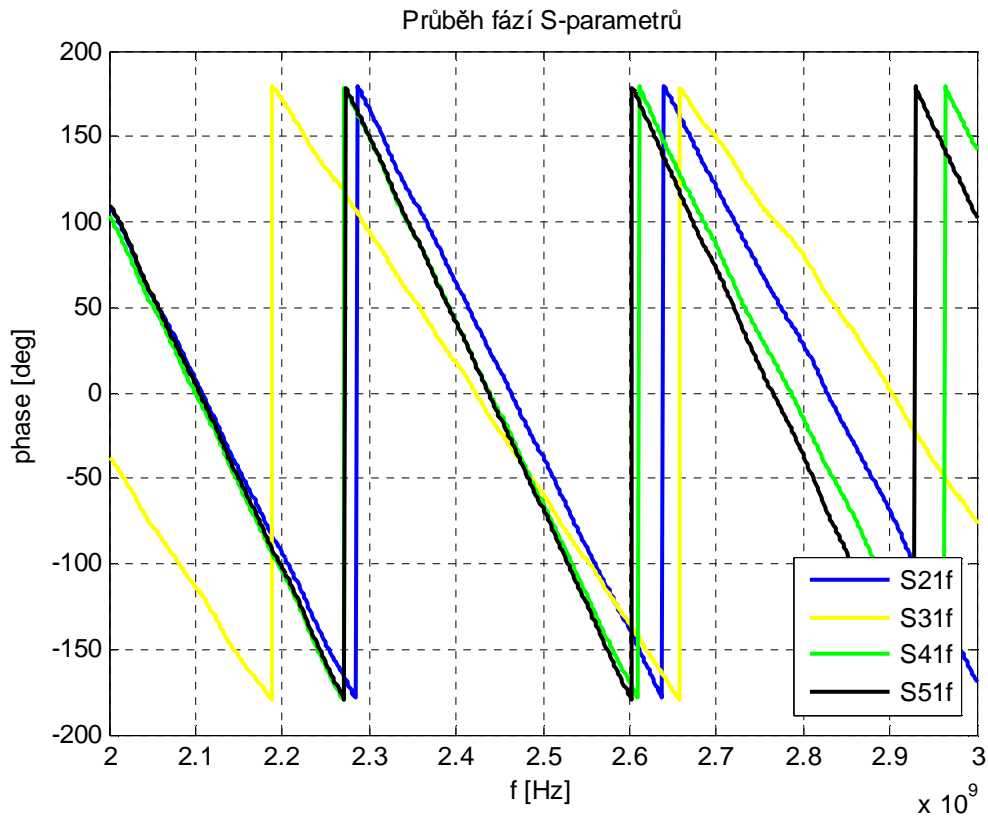
Jak je vidět z výsledků měření poloviny rozvodu signálu (obr. 4.81), tak rozložení amplitud na jednotlivých portech, respektive dělicí poměry, odpovídají našemu návrhu. Pro přehlednost jsou předpokládané dělicí poměry a získané dělicí poměry měřením vypsány do tabulky 4.27.

Tabulka 4.27 - Předpokládané a změřené dělicí poměry

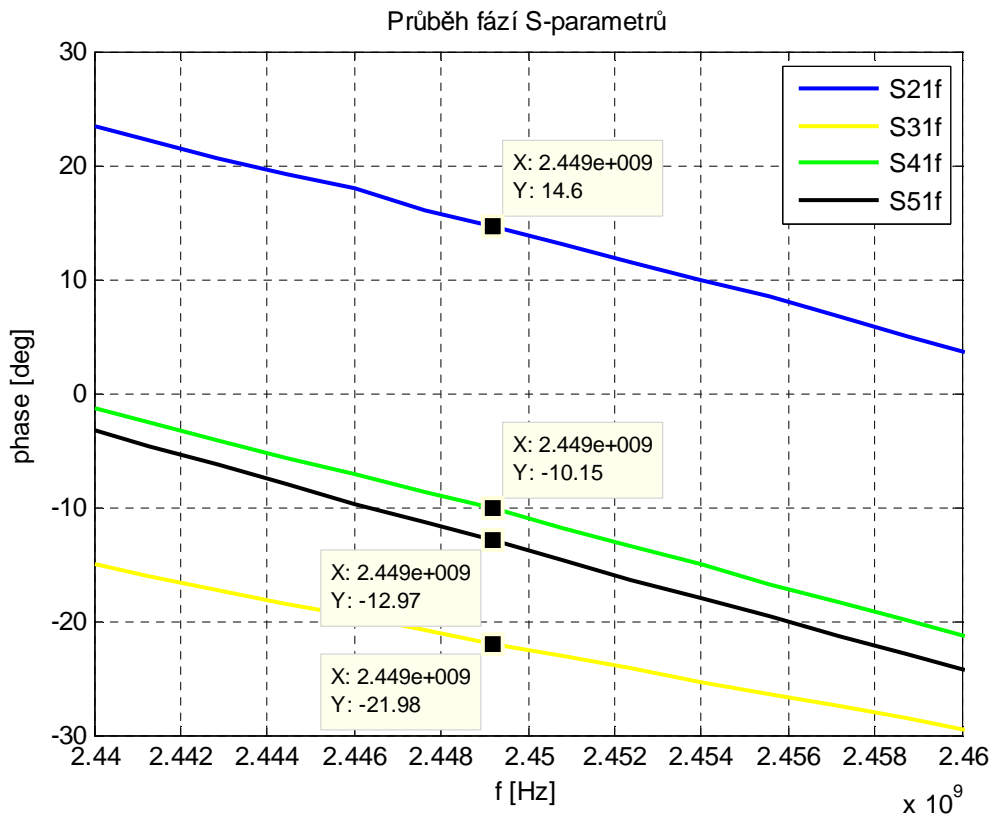
mezi porty	2-3	3-4	4-5
předpokládaný dělicí poměr $\eta_{dB}$	-7,96 dB	0 dB	-7,96 dB
změřený dělicí poměr $\eta_{dB}$	-7,82 dB	-0,04 dB	-7,92 dB

Z hodnot změřených dělicích poměrů (tabulka 4.24) lze vyčíst, že se všechny změřené dělicí poměry rozvodu signálu jen minimálně liší od předpokládaných.

Dále byly změřeny průběhy fází signálu na portech 2 až 5 (obr. 4.82).



Obrázek 4.82 - Změřené průběhy fází poloviny rozvodu signálu



Obrázek 4.83 - Detail průběhů fází signálu na frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz

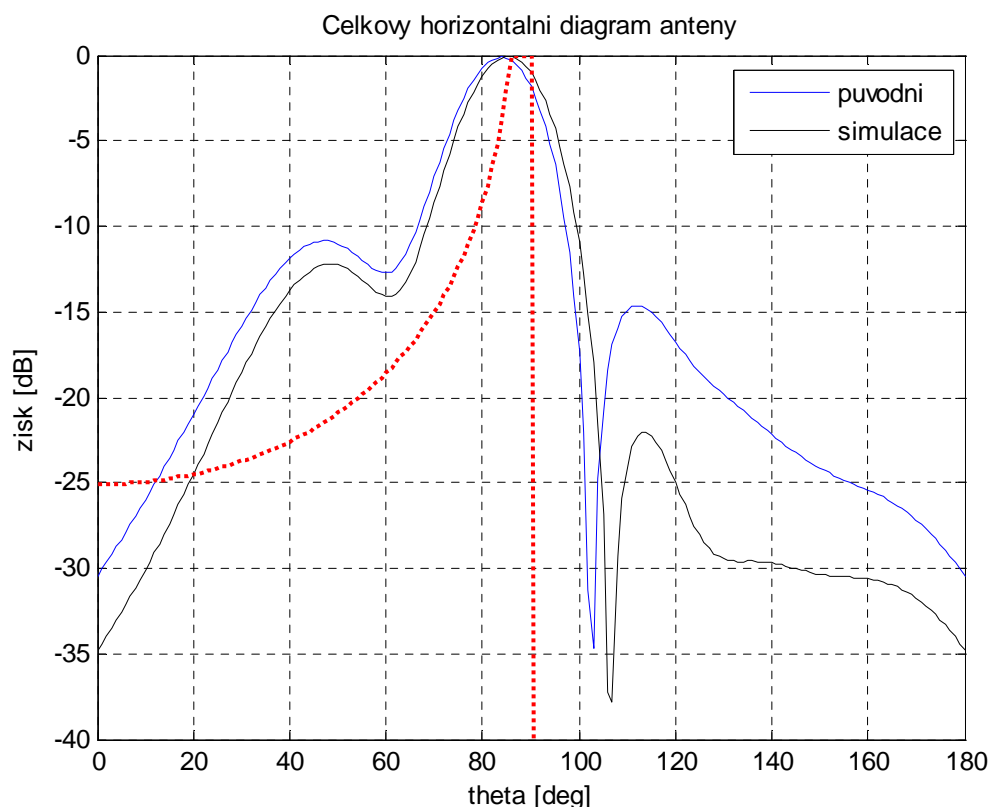
Z detailnějšího náhledu průběhů fází signálu na portech 1 až 4 (obr. 4.84) je možné odečíst jejich hodnoty při frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz.

Opět pro přehlednost jsou v tabulce 4.28 vypsány předpokládané a změřené rozdíly fází.

Tabulka 4.28 - Předpokládané a změřené rozdíly fází signálu

mezi porty	2-3	3-4	4-5
předpokládané rozdíly fází	-42,97°	14,32°	0°
změřené rozdíly fází	-36,64°	11,83°	-2,82°

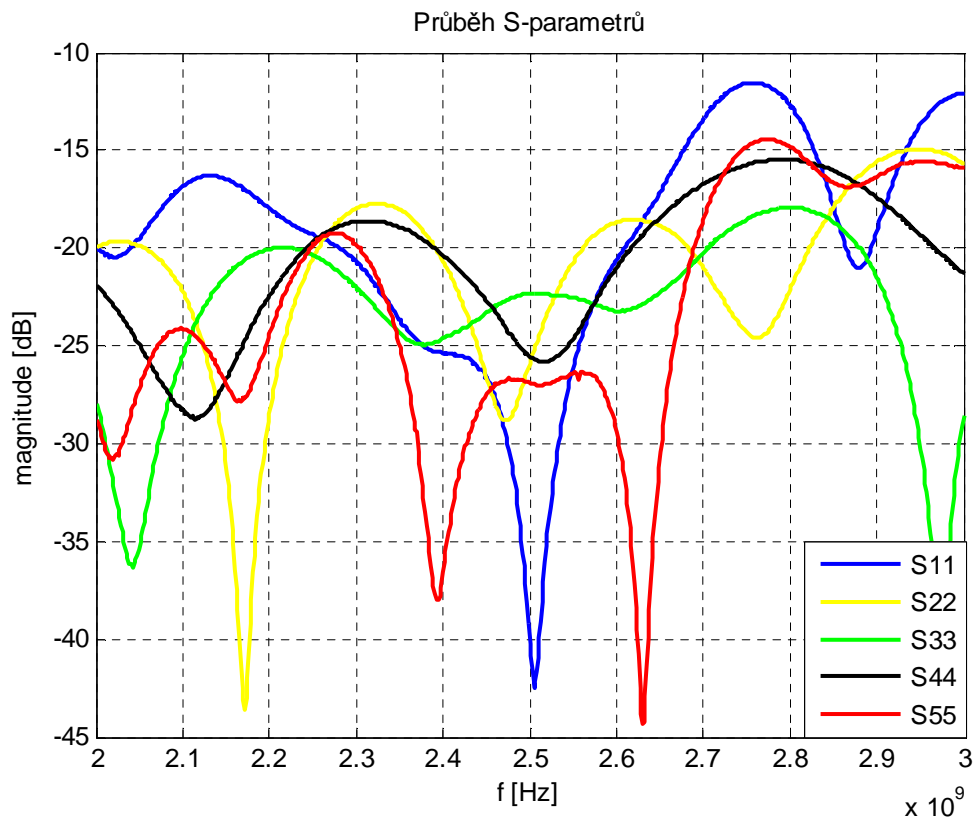
Je zřejmé, že odchylky mezi předpokládanými a změřenými rozdíly fází se pohybují řádově v jednotkách stupňů, což lze považovat za zanedbatelné. Pro jistotu byl znovu proveden výpočet horizontálního vyzařovacího diagramu s hodnotami amplitud i fází získaných měřením desky rozvodu signálu (obr. 4.84).



Obrázek 4.84 - Porovnání původního vypočítaného horizontálního diagramu antény a horizontálního diagramu, vytvořeného pomocí změřených rozložení signálu

Na tvar horizontálního diagramu nemají malé změřené odchylky v rozdílech fází žádné podstatné změny (obr. 4.84).

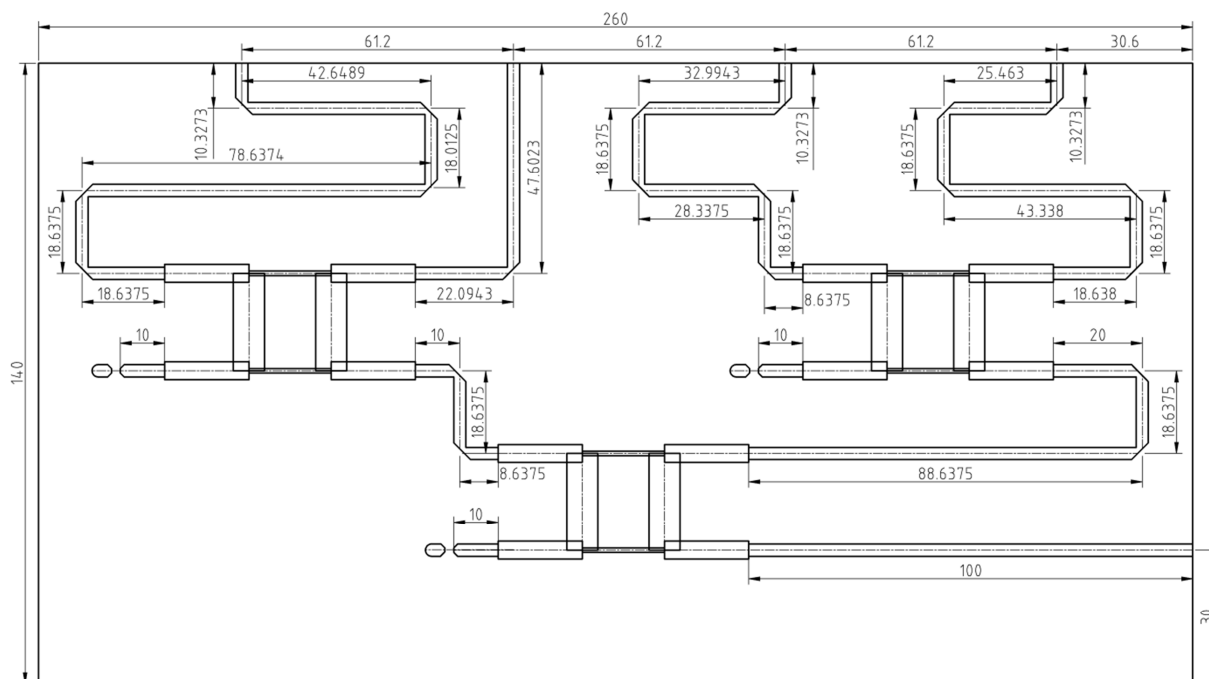
Na obr. 4.85 jsou vykresleny změřené průběhy odrazů do jednotlivých bran 1 až 5.



Obrázek 4.85 - Změřené průběhy parametrů  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ,  $S_{44}$  a  $S_{55}$  poloviny rozvodu signálu

Všechny průběhy jsou při frekvenci  $f_0 = 2,45$  GHz pod úrovní -20 dB, a tedy všechny průběhy vyhovují.

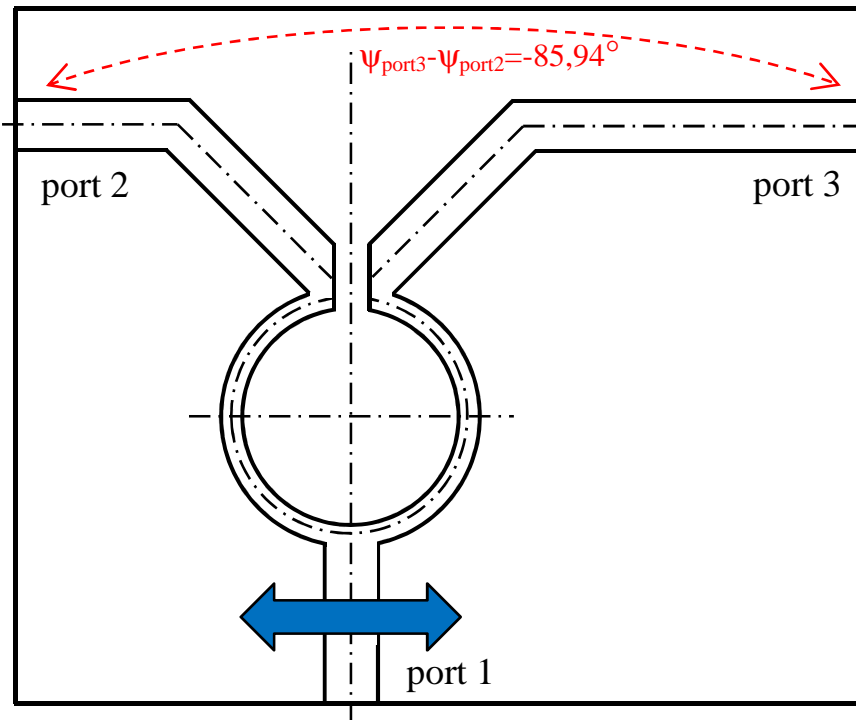
Změřené vlastnosti vyrobené poloviny rozvodu signálu odpovídají předpokladům, které byly navrženy pomocí modelu.



Obrázek 4.86 - Délky úseků vedení poloviny rozvodu signálu

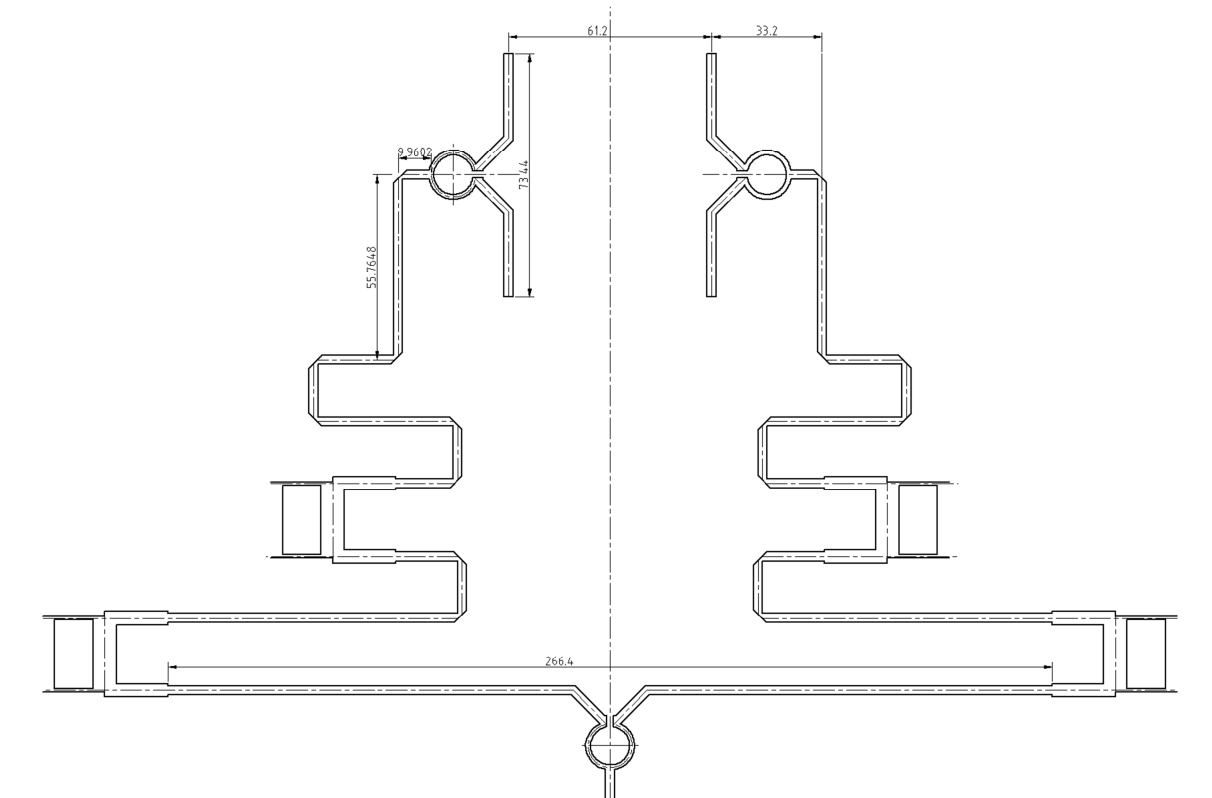
Dále je nutné navrhnout pozici rozdílového Wilkinsonova děliče, který bude zajišťovat rozdíl fáze mezi čtvrtým a pátým elementem řady, což je vlastně rozdíl i mezi oběma polovinami rozvodu signálu, která byla již navržena. Tento rozdíl činí  $\psi_5 - \psi_4 = -85,94^\circ$ . Samotný dělič bude použit dle návrhu v kapitole 4.2.2.1. V této kapitole bude navrhována pouze pozice portu 1, který je nutné posunout na takovou pozici oproti středu desky, aby byl rozdíl fází signálu mezi porty 2 a 3 tohoto děliče, roven  $-85,94^\circ$ . Tímto posunem se mění délka úseků k portu 2 a k portu 3 a touto změnou délky lze měnit rozdíl fáze mezi těmito dvěma porty. Principiálně je toto řešení zobrazeno na obr. 4.87.





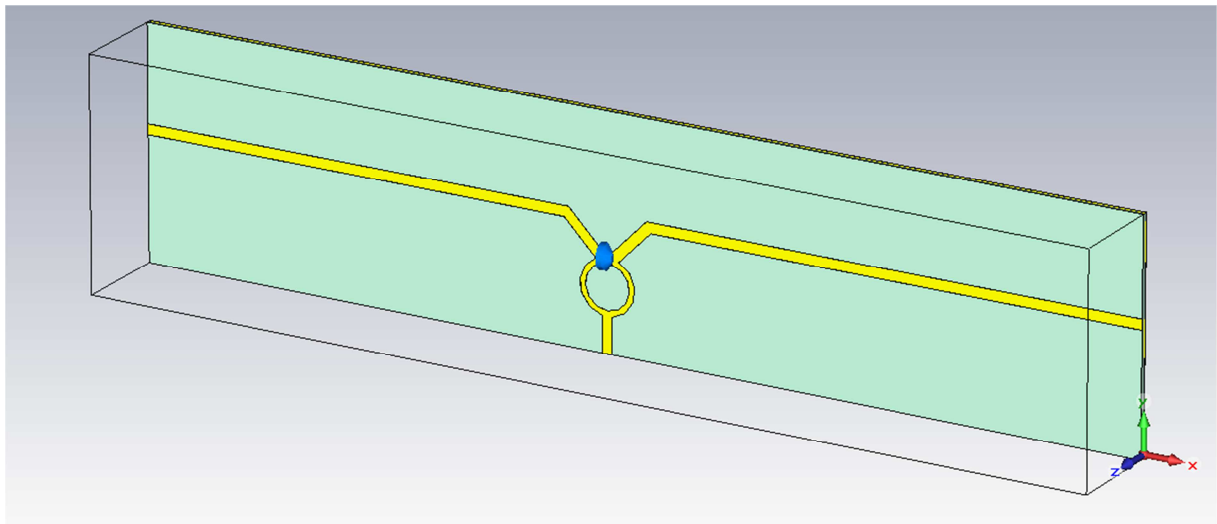
Obrázek 4.87 - Princip funkce rozdílového Wilkinsonova děliče

Pomocí dříve vytvořených modelů Wilkinsonova děliče výkonu a rozvodu signálu v CST Studiu a ze znalosti rozteče horizontálních vyzařovacích elementů, byla spočítána rozteč mezi dvěma děliči s odbočnicemi branch-line, které budou připojeny na výstupy rozdílového Wilkinsonova děliče. Rozteč mezi odbočnicemi branch-liny je rovna přesně 266,4 mm (obr. 4.88). Pozice portu 1 rozdílového Wilkinsonova děliče se tedy může pohybovat v rozmezí  $\Delta_{Wilk} = \pm 133,2$  mm.



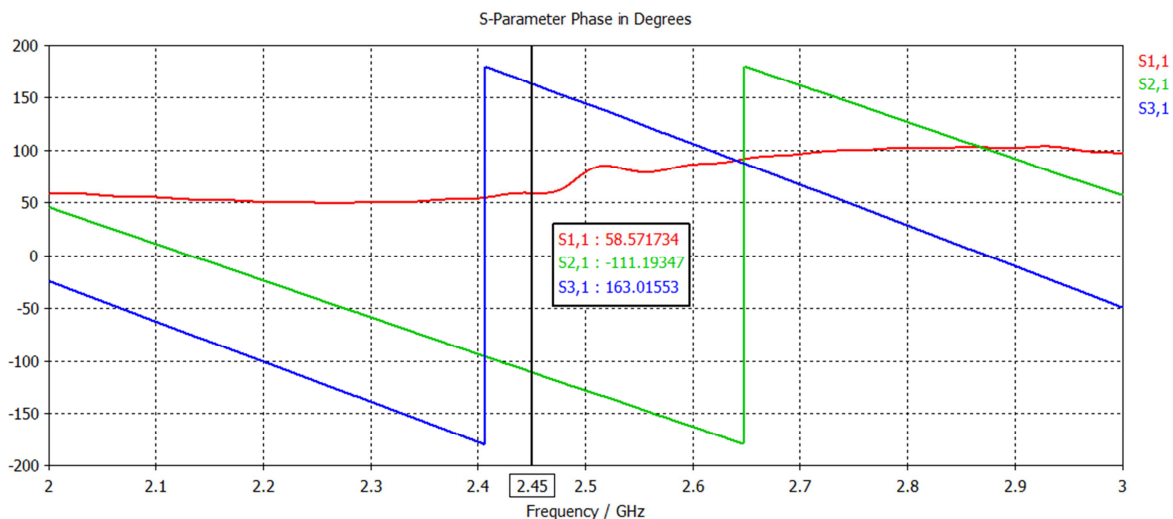
Obrázek 4.88 - Jednotlivé rozteče při návrhu rozdílového Wilkinsonova děliče

Pomocí modelu v CST Studiu byla optimalizována pozice samotného rozdílového Wilkinsonova děliče (obr. 4.89)



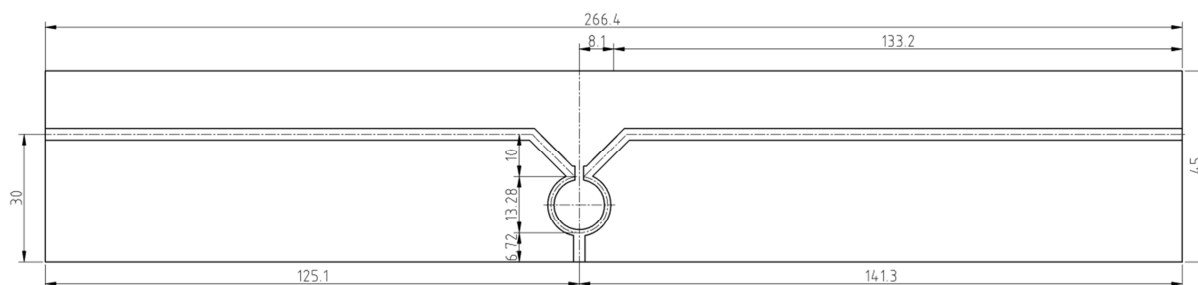
Obrázek 4.89 - Model rozdílového Wilkinsonova děliče výkonu

Pomocí optimalizace byla zjištěna velikost parametru  $\Delta_{Wil} = -8,1$  mm. Fáze na obou výstupních portech děliče jsou zobrazeny na obr. 4.90.



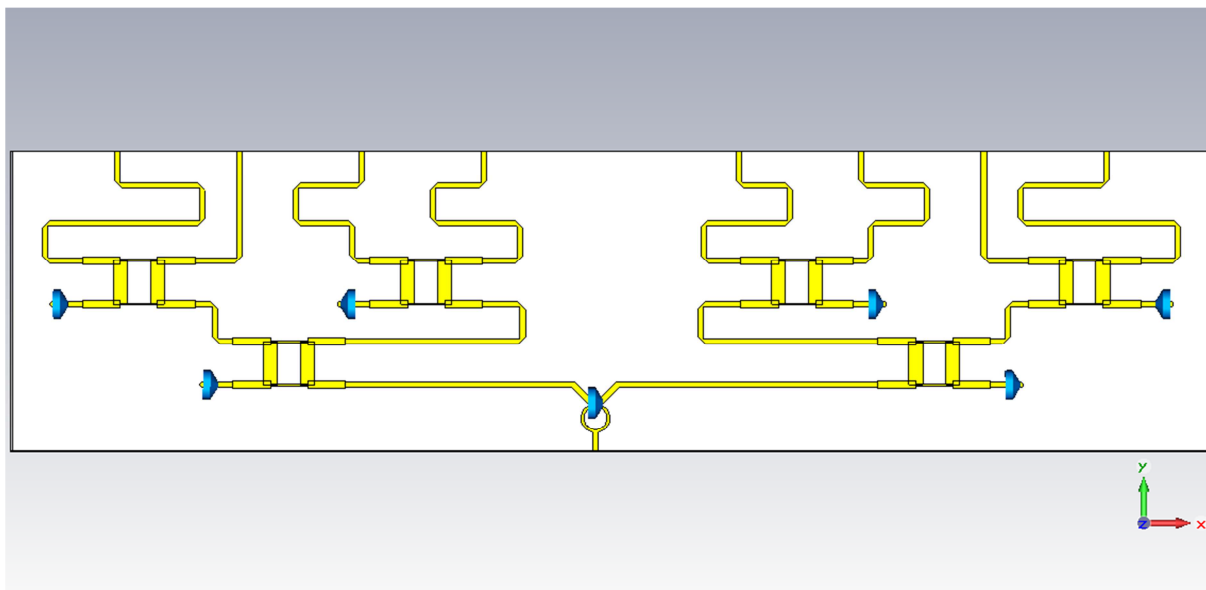
Obrázek 4.90 - Průběhy fází signálu na portech 2 a 3 rozdílového Wilkinsonova děliče výkonu

Je vidět, že fázový posun, při  $\Delta_{Wilk} = -8,1$  mm, činí  $\psi_5 - \psi_4 = -85,79^\circ$ . Požadovaný rozdíl fází byl  $\psi_5 - \psi_4 = -85,94^\circ$ . Odchylka fázového posunu simulovaného děliče od vypočítané hodnoty je  $\Delta\psi = 0,15^\circ$ , což je naprosto zanedbatelný rozdíl. Délky jednotlivých částí rozdílového Wilkinsonova děliče jsou zobrazeny na obr. 4.91.



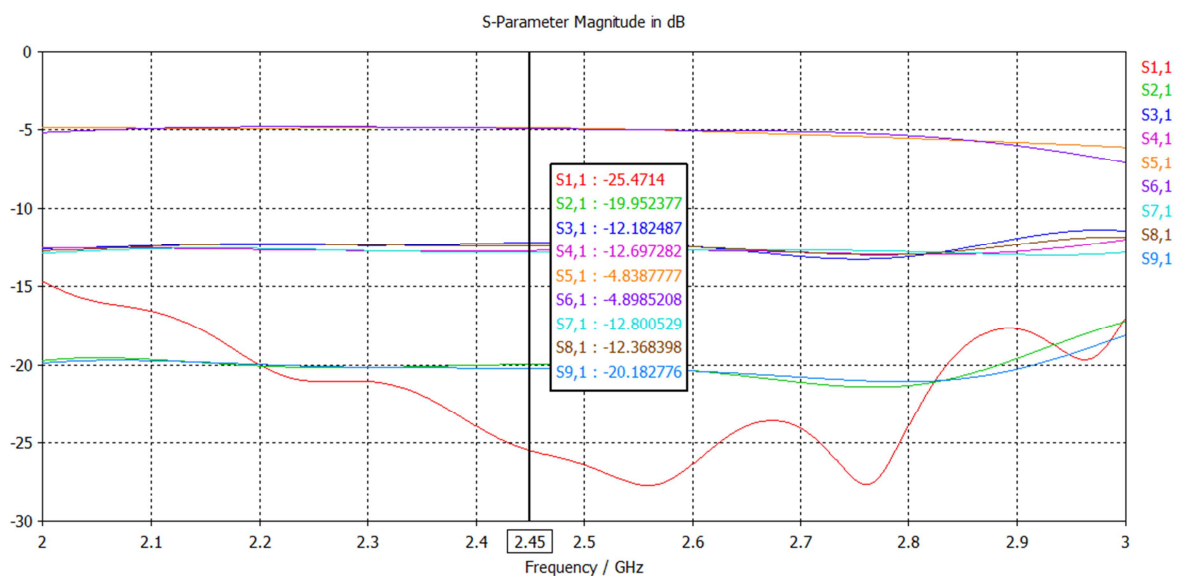
Obrázek 4.91 - Délky vedení rozdílového Wilkinsonova děliče výkonu

Pro ověření rozložení všech amplitud a fází byl vytvořen model celého rozvodu signálu (obr. 4.92). Tento model je bez koncových Wilkinsonových děličů, které dělí výkon na vertikální dvojice patchů. Model sloužil pouze pro ověření rozložení signálu po jednotlivém dělení a fázování, a tudíž jsou koncové děliče zbytečné.



Obrázek 4.92 - Model rozvodu signálu

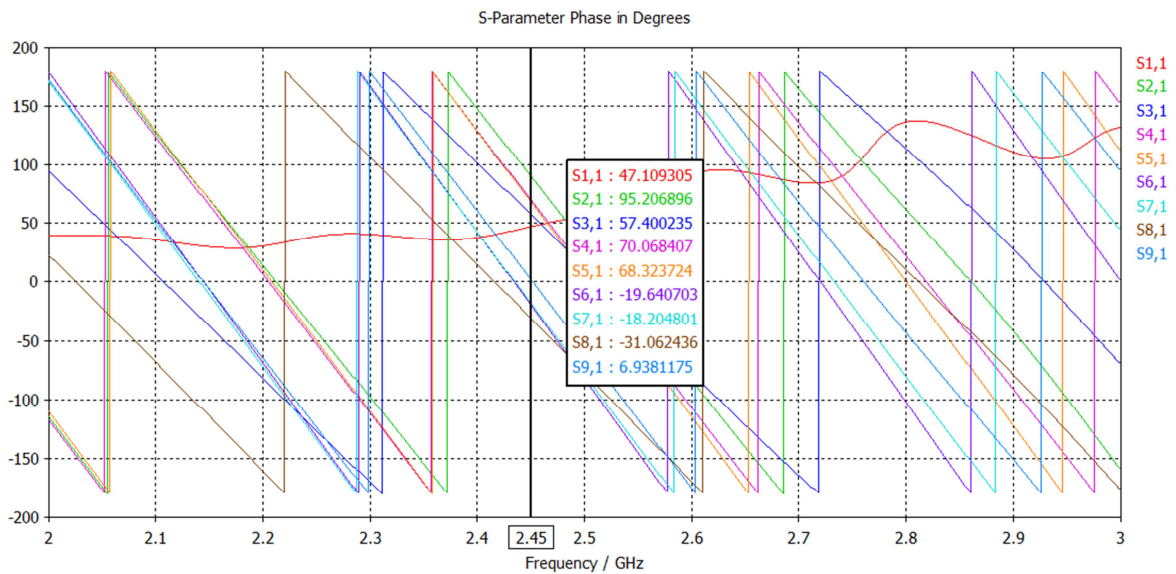
Pomocí simulace modelu bylo zjištěno jak rozložení amplitud signálu (obr. 4.93), tak i rozložení fází signálu (4.94).



Obrázek 4.93 - Rozložení amplitud signálu v modelu

Tabulka 4.29 - Porovnání rozložení amplitud signálu v modelu s vypočítaným rozložením amplitud signálu

označení elementu $i$	1	2	3	4	5	6	7	8
rozložení amplitud signálu v modelu $A_i$ [dB]	-19,95	-12,18	-12,70	-4,84	-4,90	-12,80	-12,37	-20,19
rozdíl amplitudy mezi sousedními porty v modelu $ A_{i+1} - A_i $ [dB]	7,77		7,86		7,90		7,82	
rozdíl amplitud mezi sousedními porty vypočítané $ A_{i+1} - A_i $ [dB]	0		0		0		0	
rozložení amplitud signálu vypočítané $A_i$ [dB]	-15,92	-7,96	-7,96	0	0	-7,96	-7,96	-15,92
rozdíl amplitudy mezi sousedními porty vypočítané $ A_{i+1} - A_i $ [dB]	7,96		7,96		7,96		7,96	
rozdíl amplitud mezi sousedními porty vypočítané $ A_{i+1} - A_i $ [dB]	0		0		0		0	

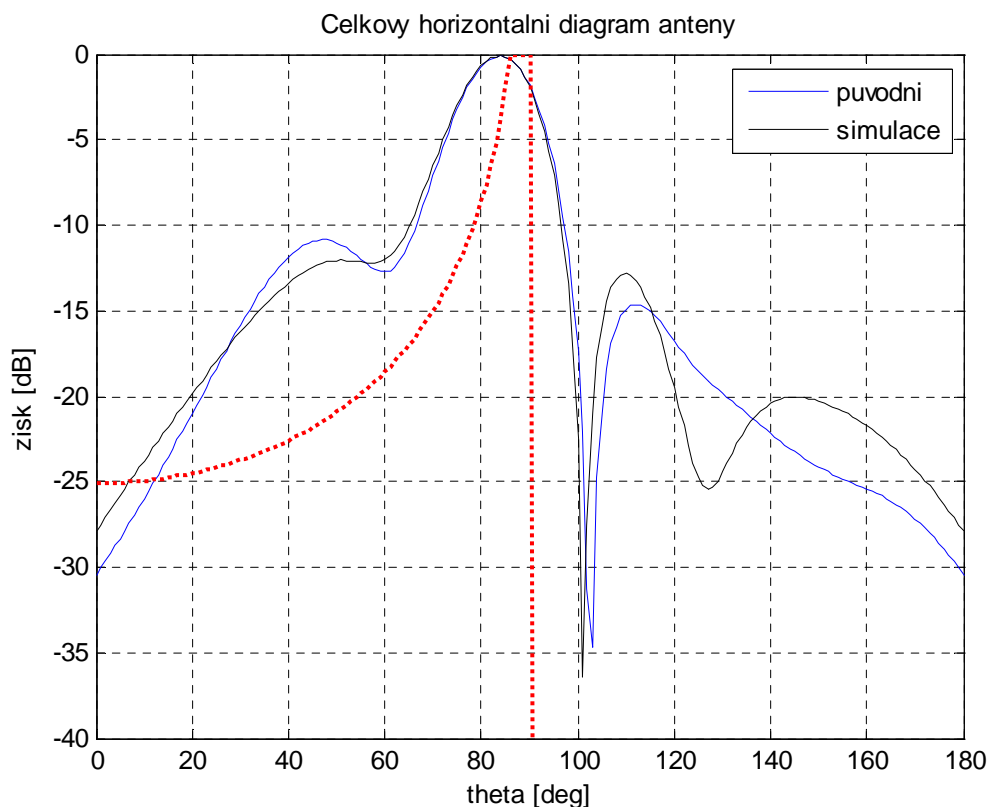


Obrázek 4.94 - Rozložení fází signálu v modelu

Tabulka 4.30 - Porovnání rozložení fází signálu v modelu s vypočítaným rozložením fází signálu

označení elementu $i$	1	2	3	4	5	6	7	8
rozložení fáze v modelu $\psi_i$ [°]	95,21	57,40	70,07	68,32	- 19,64	- 18,20	- 31,06	6,94
rozdíel fází mezi sousedními porty v modelu $\psi_{i+1} - \psi_i$ [°]	-37,81		1,75		1,44		38,00	
rozdíel fází mezi sousedními porty vypočítané $\psi_{i+1} - \psi_i$ [°]	-42,97		0		0		-42,97	
		12,67		-87,96		-12,86		
		14,32		-85,94		14,32		

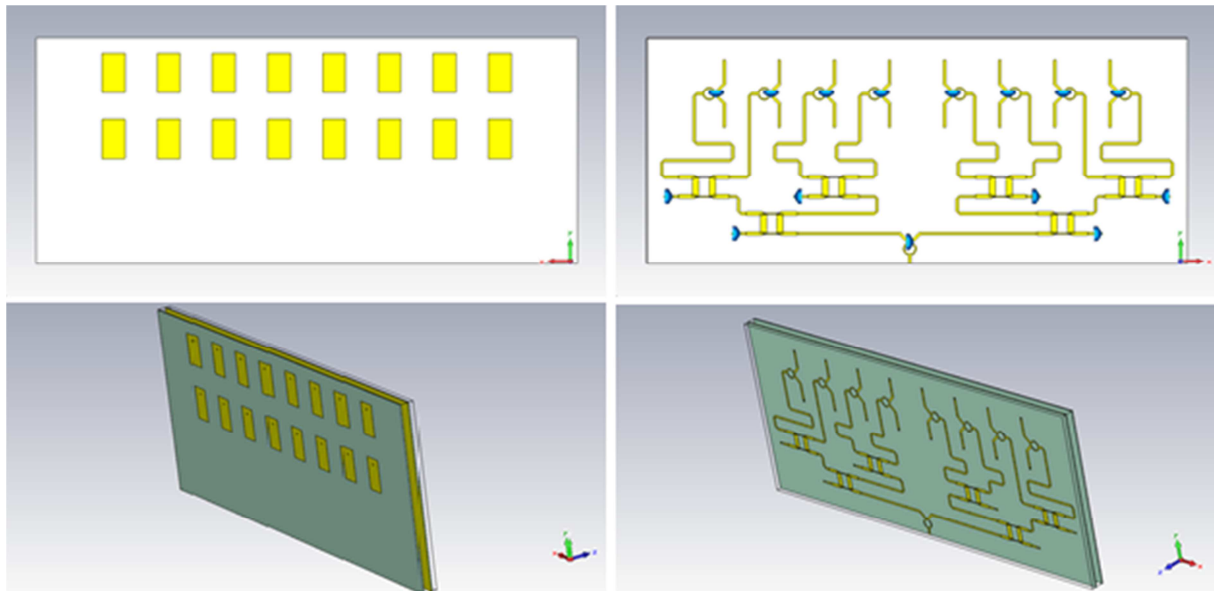
Je vidět, že rozložení amplitud (tabulka 4.29) i fází (tabulka 4.30) signálu získaných simulací rozvodu signálu, jsou mírně odchyleny od vypočítaných hodnot jednotlivých rozložení, a proto byly opět hodnoty rozložení signálu v modelu zaneseny do výpočtu v programu Matlab, pro zjištění, jak velký vliv mají na celkový horizontální vyzařovací diagram antény (obr. 4.95).



Obrázek 4.95 - Porovnání původního vypočítaného horizontálního diagramu antény s diagramem, vytvořeným rozložením signálu získaným simulací rozvodu signálu

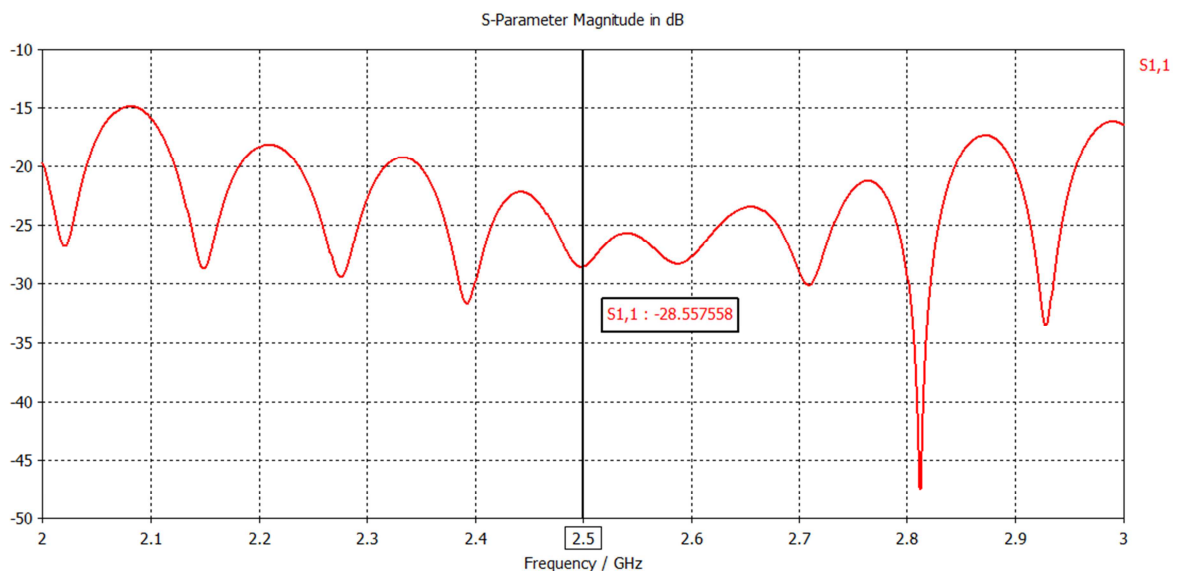
Je zřejmé, že tvar horizontálního vyzařovacího diagramu s rozvedem signálu v modelu, je téměř shodný s vypočítaným původním tvarem vyzařovací charakteristiky. Jediným negativem změny tvaru je nižší odstup postranního laloku v části grafu pro úhly  $\theta > 90^\circ$ .

V poslední fázi byl vytvořen v CST Studiu model celé antény (obr. 4.96), včetně rozvodu signálu.



Obrázek 4.96 - Model antény

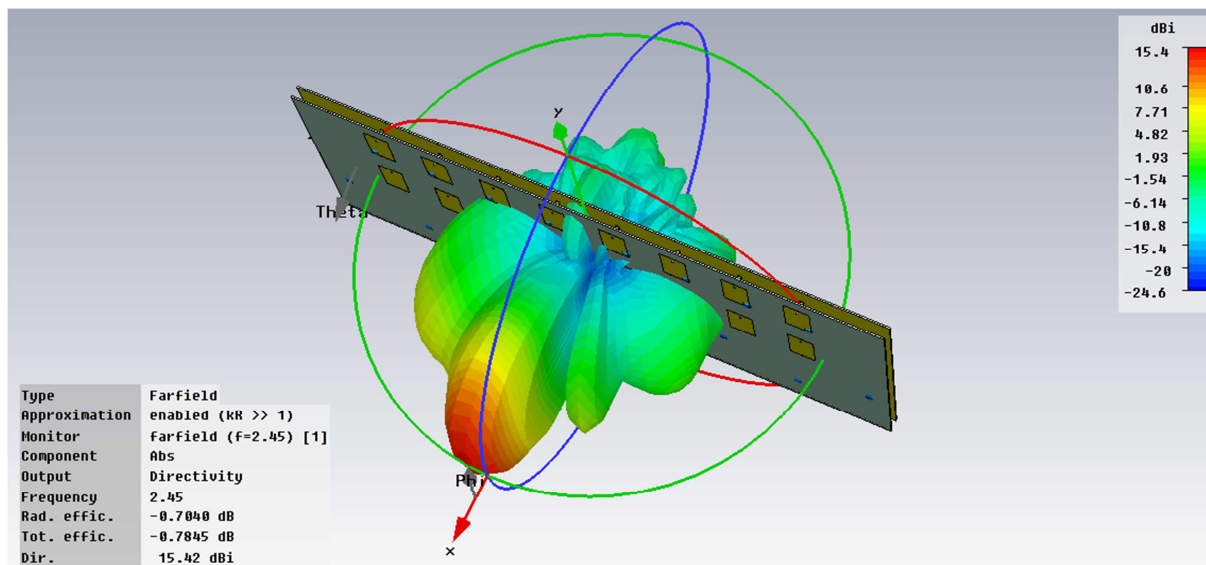
Pomocí simulace byl zjištěn průběh rozptylového parametru  $S_{11}$  (obr. 4.97).



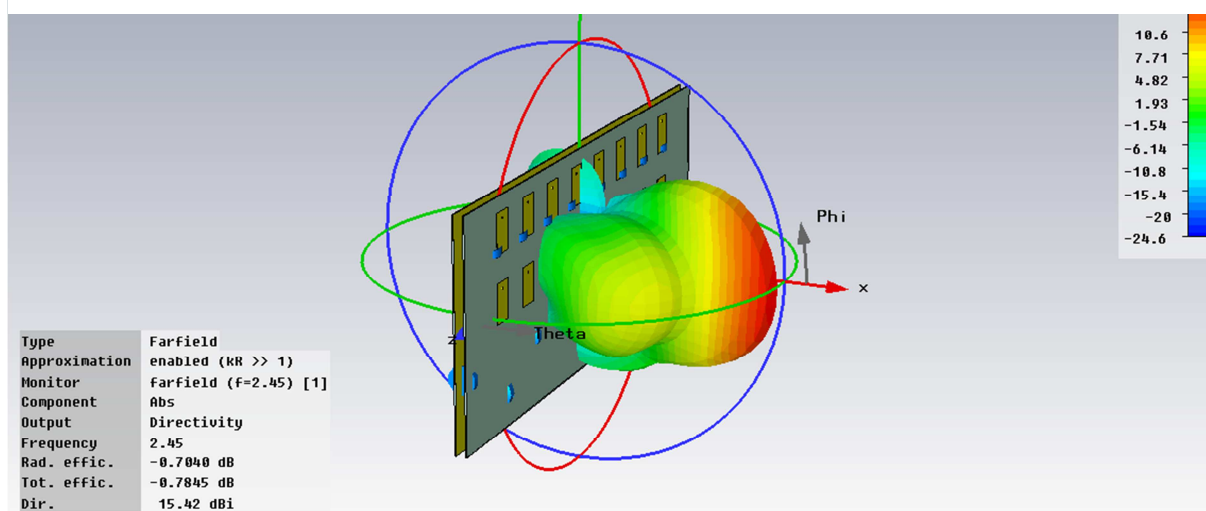
Obrázek 4.97 - Průběh parametru  $S_{11}$  modelu antény

Hodnoty grafu značně kolísají, ale pohybují se v poměrně širokém pásmu pod úrovní -20 dB, která je již považována za dostačující.

Zároveň byl simulací získán celkový vyzářovací diagram antény (obr. 4.98 a obr. 4.99).



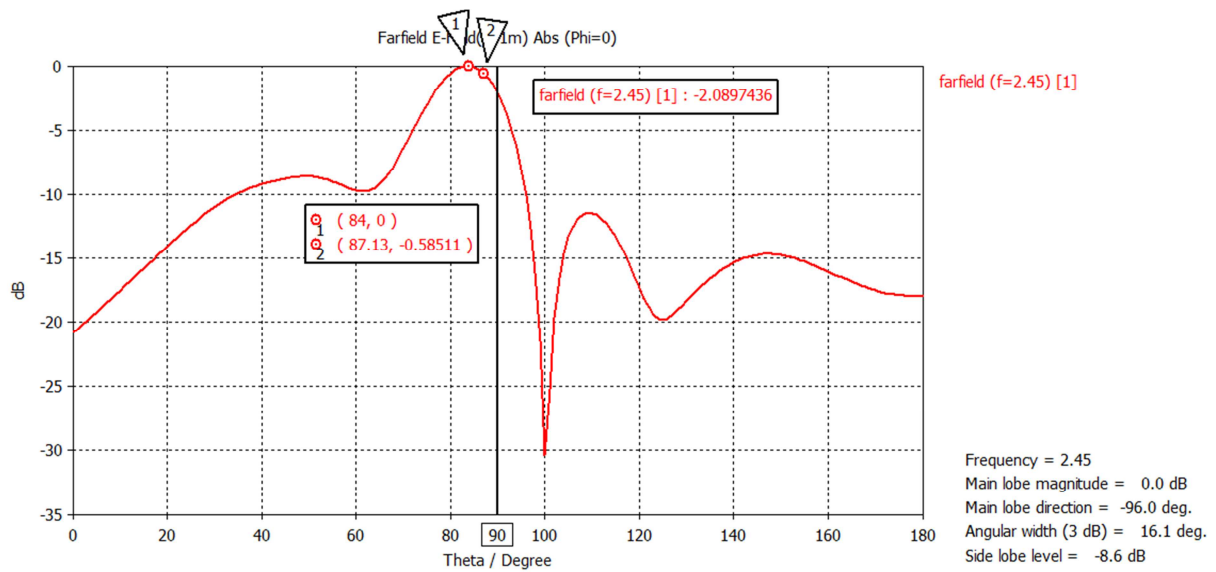
Obrázek 4.98 - Celková vyzářovací charakteristika antény zobrazená v prostoru – pohled 1



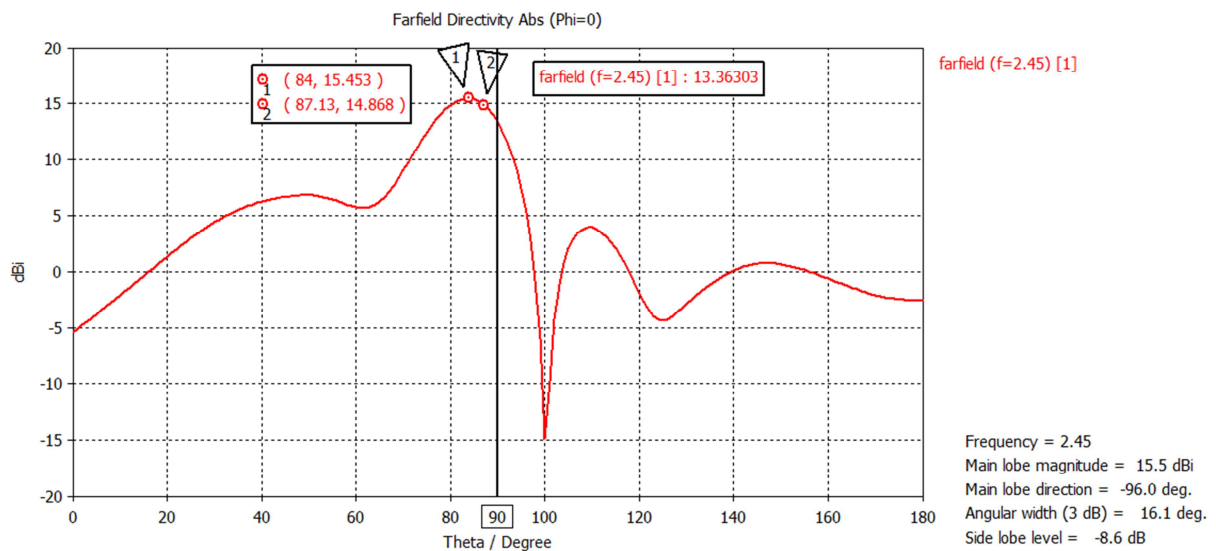
Obrázek 4.99 - Celková vyzářovací charakteristika antény zobrazená v prostoru - pohled 2

Celkový horizontální diagram modelu antény je zobrazen na obr. 4.100 a obr. 4.101, vertikální diagram potom na obr. 4.102 a obr. 4.103.



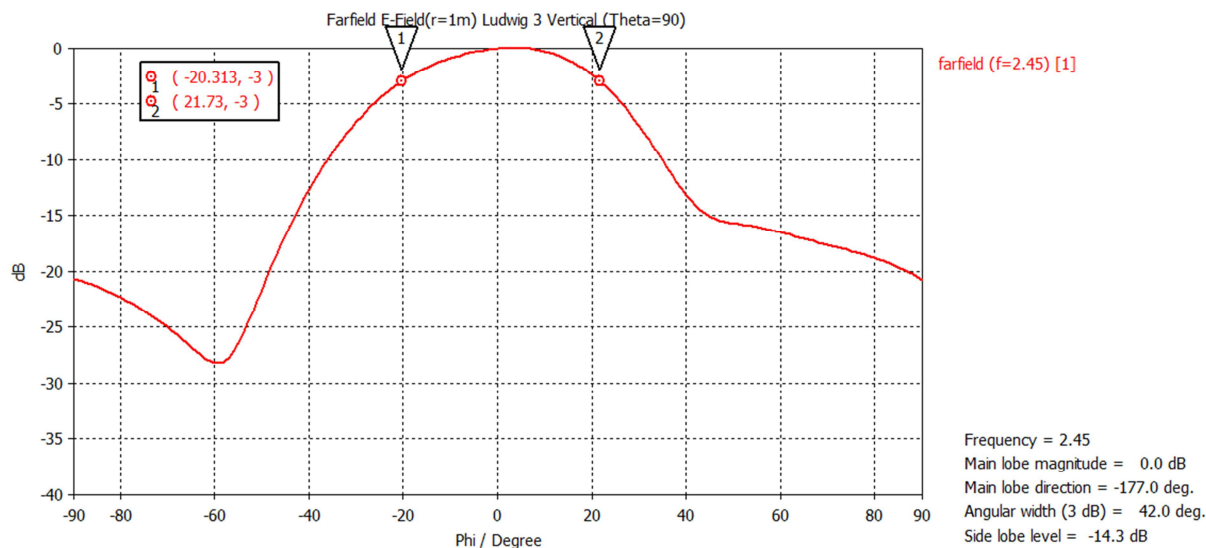


Obrázek 4.100 - Celkový horizontální diagram modelu antény v dB

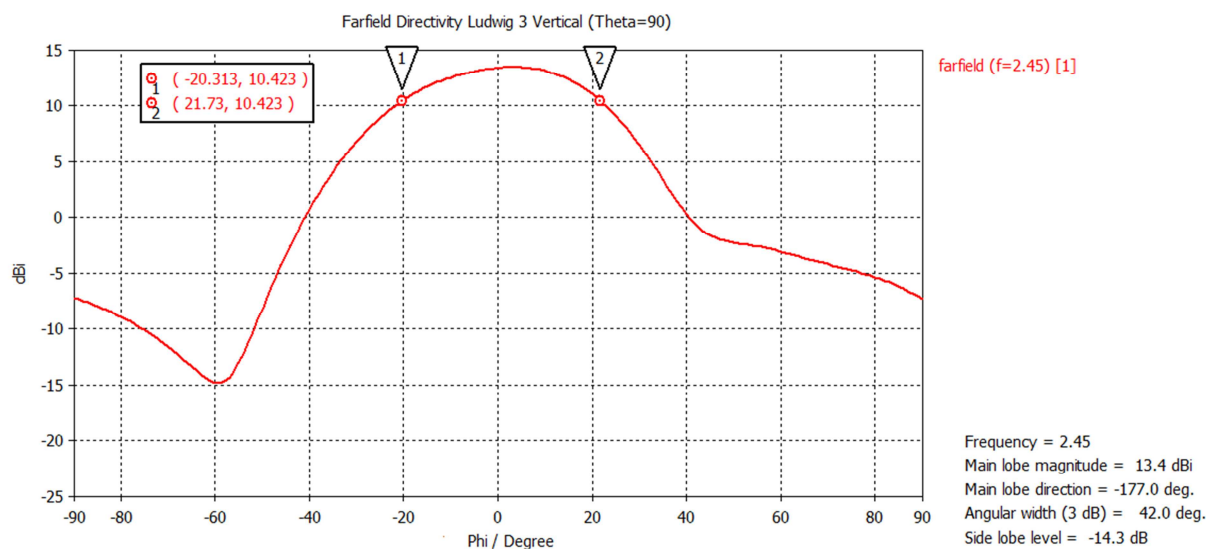


Obrázek 4.101 - Celkový horizontální diagram modelu antény v dBi

Z průběhu horizontálního diagramu získaného simulací (obr. 4.100) je možné odečíst, že maximum diagramu je na úhlu  $\theta = 84^\circ$ . V zadání byl požadován úhel  $\theta = 87,13^\circ$ . Na tomto úhlu je úroveň přibližně -0,59 dB, která je téměř shodná s maximem.



Obrázek 4.102 - Celkový vertikální diagram modelu antény v dB



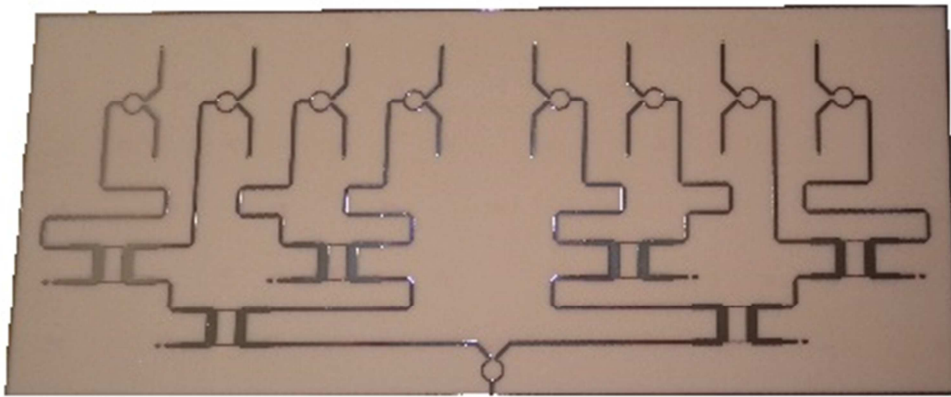
Obrázek 4.103 - Celkový vertikální diagram modelu antény v dBi

Z průběhu vertikálního diagramu modelu antény (obr. 4.102) lze vyčíst, že šířka svazku je oproti navrhovanému diagramu širší přibližně o deset stupňů. Tuto odchylku je možné v rámci celé antény tolerovat, jelikož není příliš vysoká a znamená, že anténní řada bude vyzařovat o pět stupňů více do vzduchu a o pět stupňů více do země, což lze zanedbat.

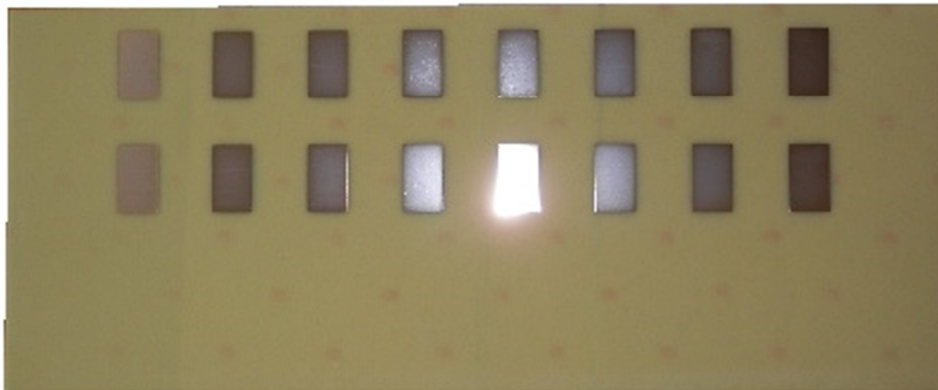
S těmito odchylkami vyzařovacího diagramu, které byly zjištěny simulací, byl model uznán jako vyhovující.

### 4.3 Experimentální ověření vyzařovacích charakteristik

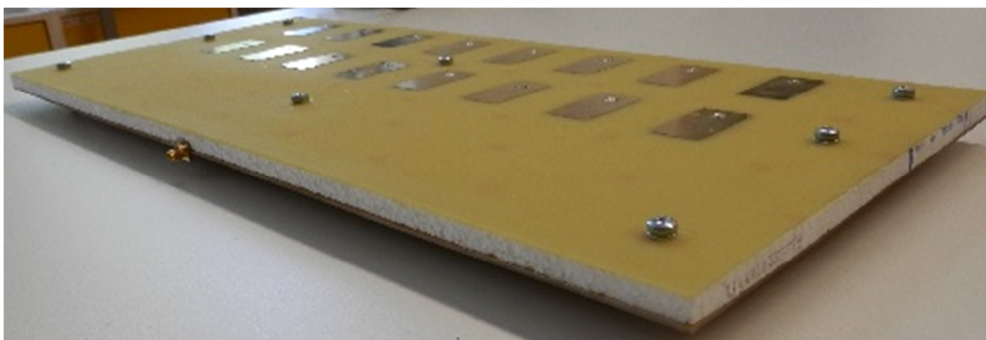
Z vytvořeného modelu byla dále exportována data v podobě Gerber dat a dat ve formátu dxf, které se používají v programech typu CAD. Tato data byla poslána firmě Printed s.r.o., která se zabývá výrobou tištěných spojů. Byla vyrobena deska plošných spojů s rozvodem signálu (obr. 4.104) a deska s jednotlivými vyzařovacími elementy (obr. 4.105), ze kterých byla v laboratoři Fakulty elektrotechniky a informatiky vytvořena celá anténa jejími propojeními (obr. 4.106). Mezi oba tištěné spoje byla vložena polystyrenová deska s tloušťkou  $H_1 = 10$  mm. Jednotlivé vyzařovací prvky byly propojeny s rozvodovou deskou vodičem s průměrem  $d = 2$  mm. Dále byly ručně připájeny všechny ztrátové rezistory  $R$ .



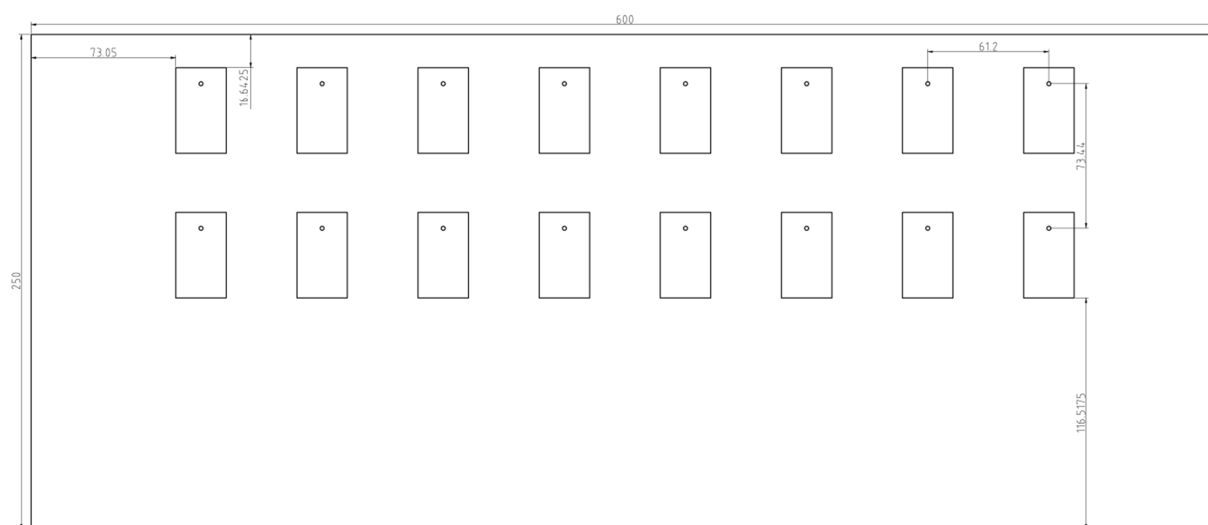
Obrázek 4.104 - Vyrobená deska s rozvodem signálu



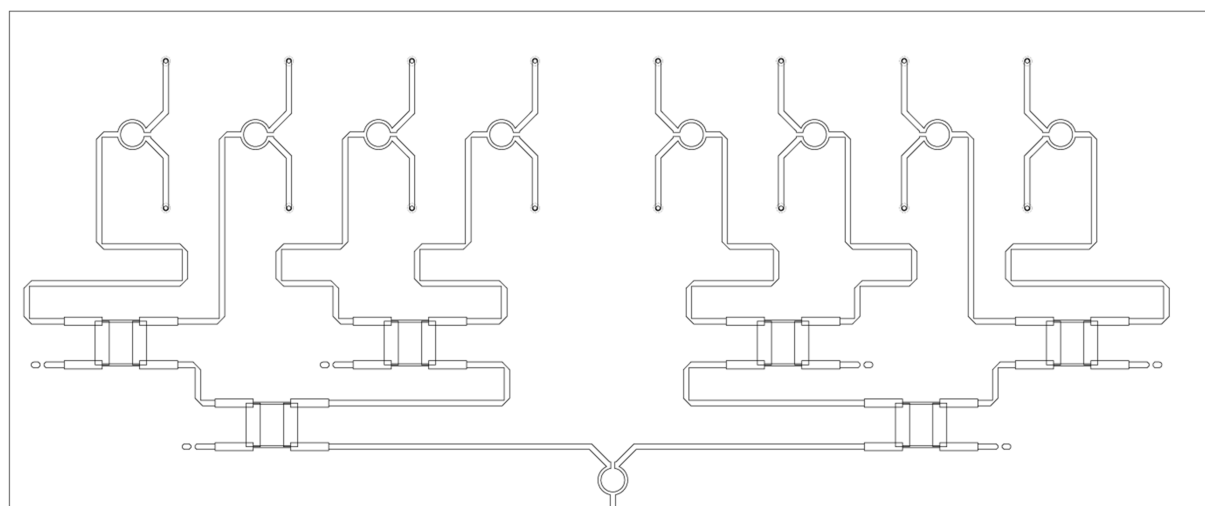
Obrázek 4.105 - Vyrobená deska s rozmístěnými vyzařovacími elementy



Obrázek 4.106 - Vyrobená anténa

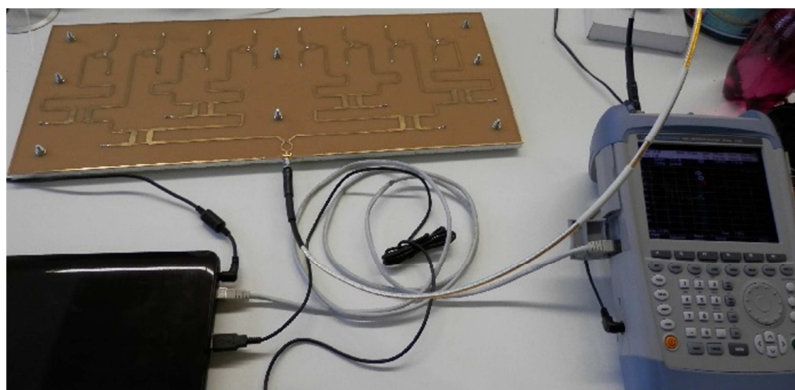


Obrázek 4.107 - Pozice elementů na desce



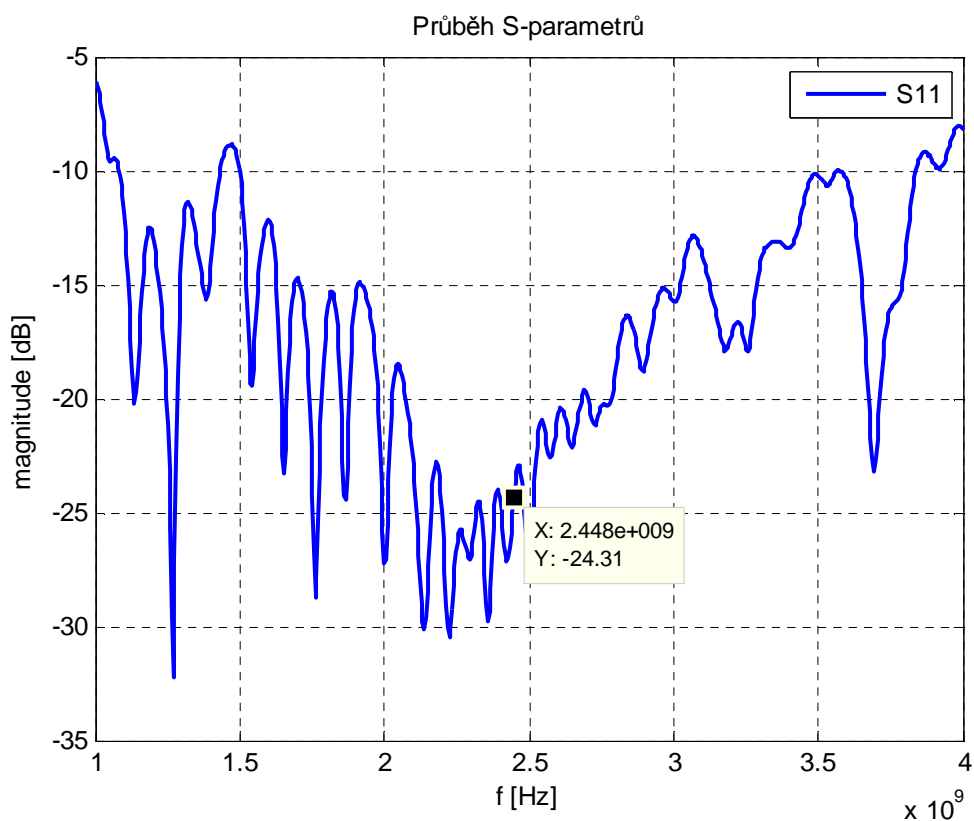
Obrázek 4.108 - Nákres celého rozvodu signálu, včetně koncových Wilkinsonových děličů výkonu

Prvním parametrem, který byl po sestavení řady změřen, byl průběh parametru  $S_{11}$  (obr. 4.109).



Obrázek 4.109 - Měření parametru  $S_{11}$  antény

Minimum průběhu parametru  $S_{11}$  (obr. 4.110) se pohybuje v blízkosti námi požadované frekvence  $f_0 = 2,45$  GHz. Přimo na této frekvenci nabývá hodnoty méně jak -24dB, která je velmi dobrá z hlediska odrazu do vstupní brány.



Obrázek 4.110 - Změřený průběh parametru  $S_{11}$

Z důvodu absence možnosti změřit vyzařovací diagramy antény na odborném a certifikovaném pracovišti, bylo rozhodnuto, že tyto charakteristiky budou změřeny se zapůjčenými přístroji (spektrální a obvodový analyzátor FSH8 a signálový generátor SM300) Katedry elektrotechniky Univerzity Pardubice víceméně v amatérských podmínkách v obci

Sekeřice na tamním bývalém fotbalovém hřišti (GPS 50°17'20.517"N, 15°22'35.299"E). Jako měřicí anténa byla použita anténa typu Yagi s typovým označením BD2G4 (obr. 4.111). Jedná se o směrovou anténu od výrobce RCD Radiokomunikace v pásmu 2,4 až 2,5 GHz.



Obrázek 4.111 - Anténa Yagi, typ BD2G4

Parametry této antény jsou vypsány v tabulce 4.31.

Tabulka 4.31 - Parametry antény Yagi, typ BD2G4

Typ	BD 2G4
Kmitočtový rozsah [GHz]	2,4÷2,5
Zisk [dBi]	16÷17
Vyzařovací úhel v H-rovině [°]	27÷29
Vyzařovací úhel v E-rovině [°]	25÷27
Polarizace	vertikální
Impedance [ $\Omega$ ]	50

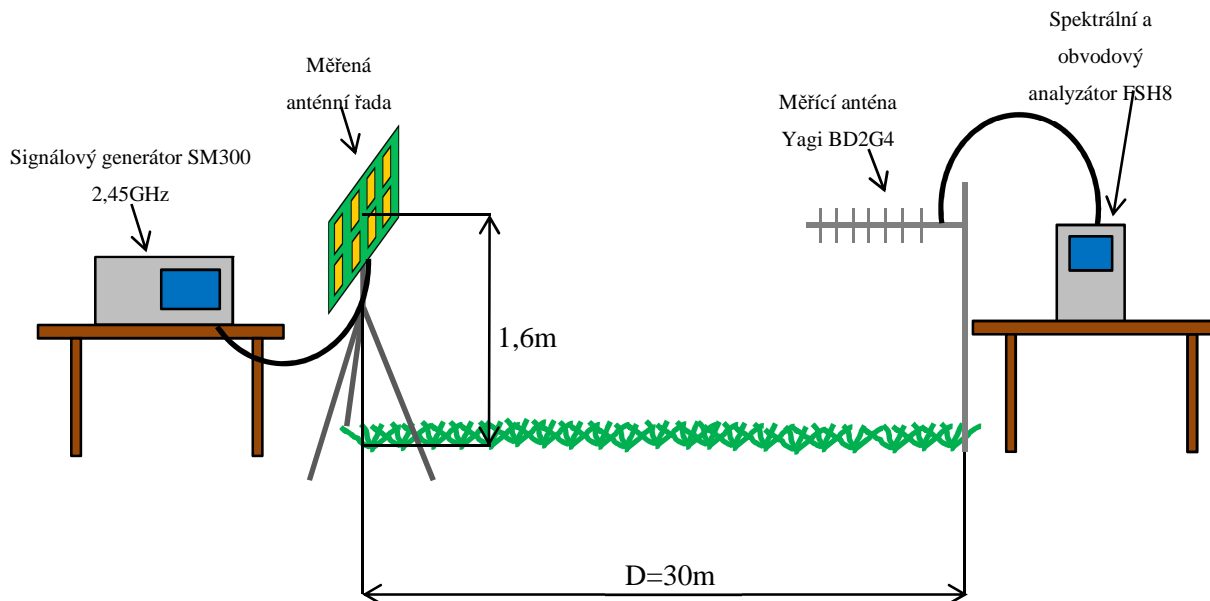
Pomocí vzorce pro vzdálenou zónu (4.9) byla vypočítána potřebná minimální vzdálenost mezi vysílací a přijímací anténou.

$$D \gg \frac{L_A^2}{\lambda} \quad (4.9)$$

kde  $L_A$  je největší rozměr antény

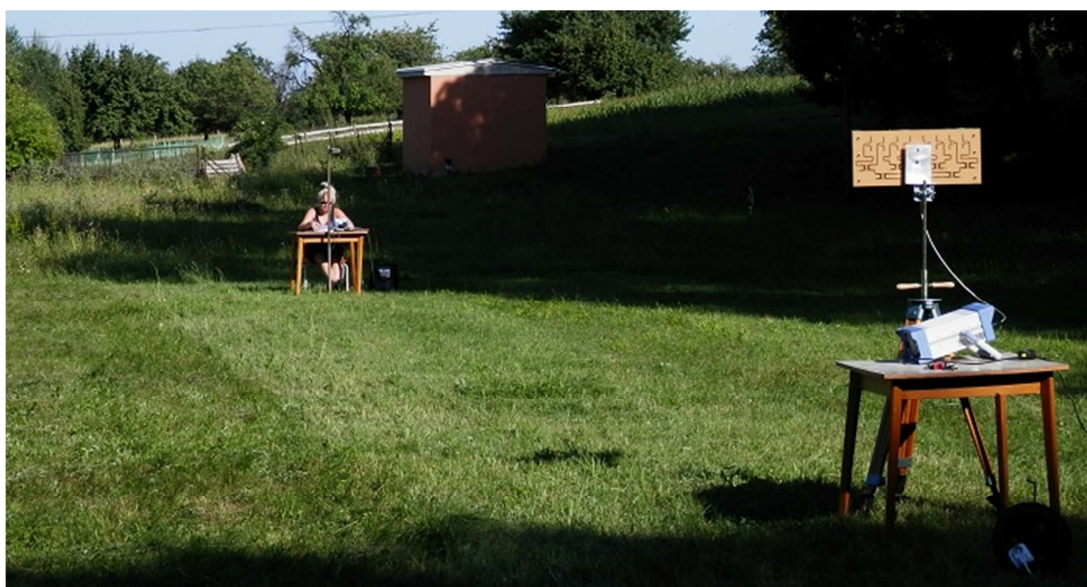
$$D \gg \frac{0,6^2}{0,1224} = 2,94 \doteq 3\text{m}$$

Z výsledku je vidět, že vzdálená zóna je ve vzdálenosti mnohonásobně větší než ve vzdálenosti tří metrů. V našem případě byla zvolena vzdálenost desetkrát větší, což by mělo být dostačující. Schéma měřicího pracoviště (v tomto případě pro měření horizontálního vysílacího vyzařovacího diagramu) je schematicky znázorněno na obr 4.112.

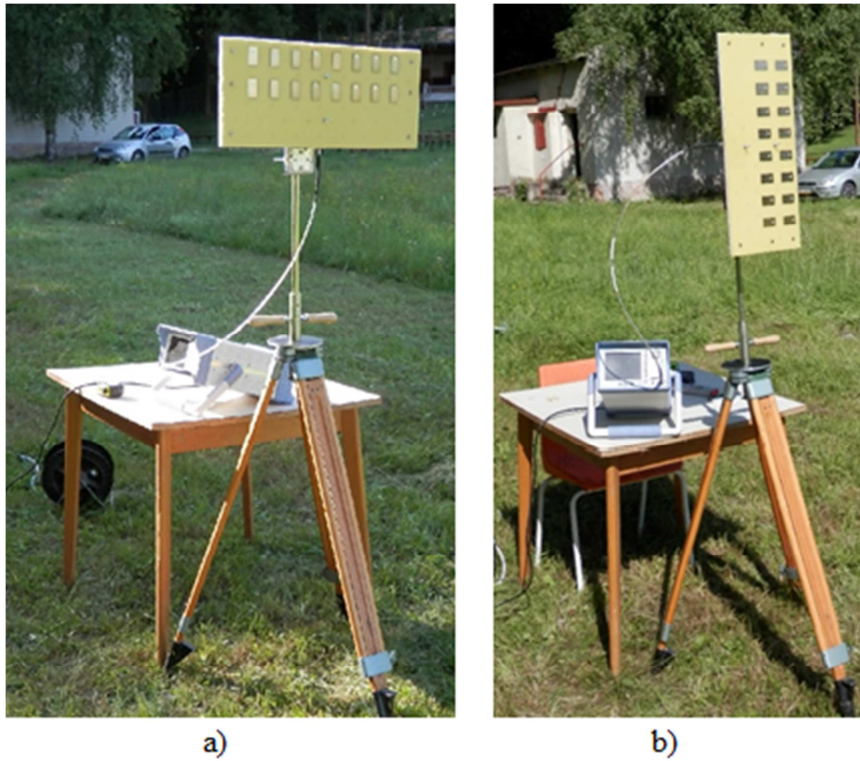


Obrázek 4.112 - Schéma měřícího pracoviště

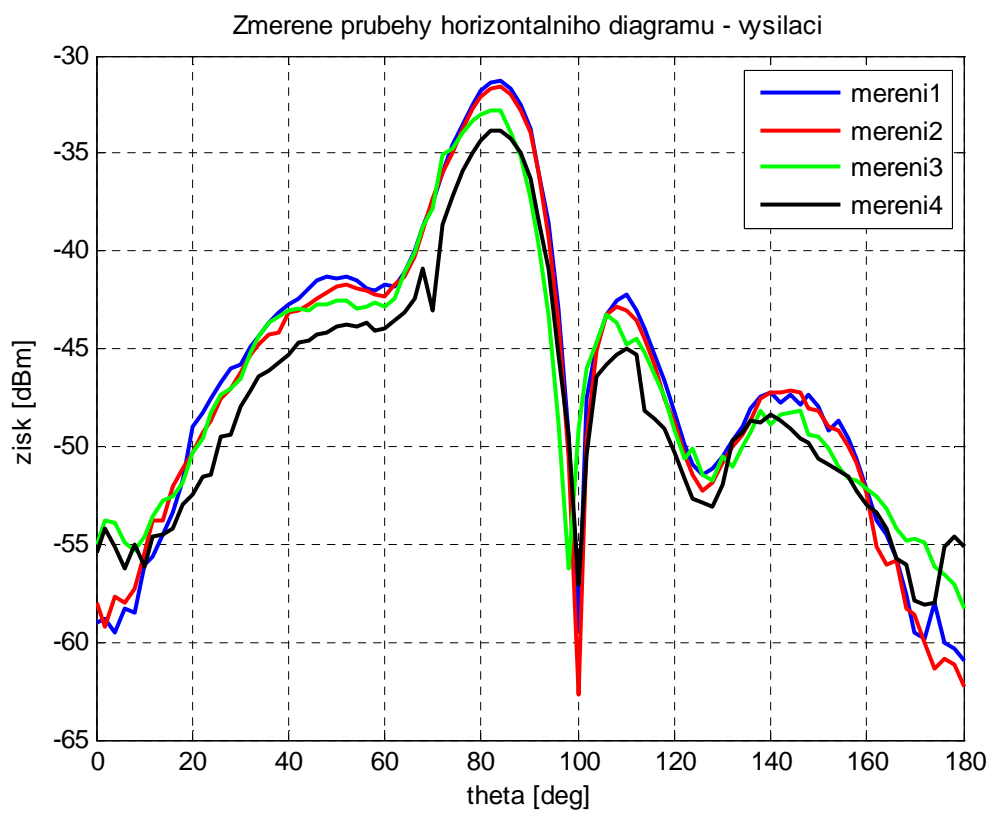
Bylo provedeno měření (obr. 4.113), jak diagramu horizontálního (obr. 4.114a), tak i vertikálního (obr. 4.114b). Průběh horizontálního vysílacího diagramu byl změřen celkem čtyřikrát (obr. 4.115), vertikální vysílací diagram byl změřen třikrát (4.117). Dále byl změřen jeden průběh přijímacího horizontálního (obr. 4.119) a jeden průběh vertikálního diagramu (obr. 4.120). Oba vysílací diagramy jsou navíc zprůměrovány (obr. 4.116 a obr. 4.118).



Obrázek 4.113 - Měření vyzářovacích charakteristik antény

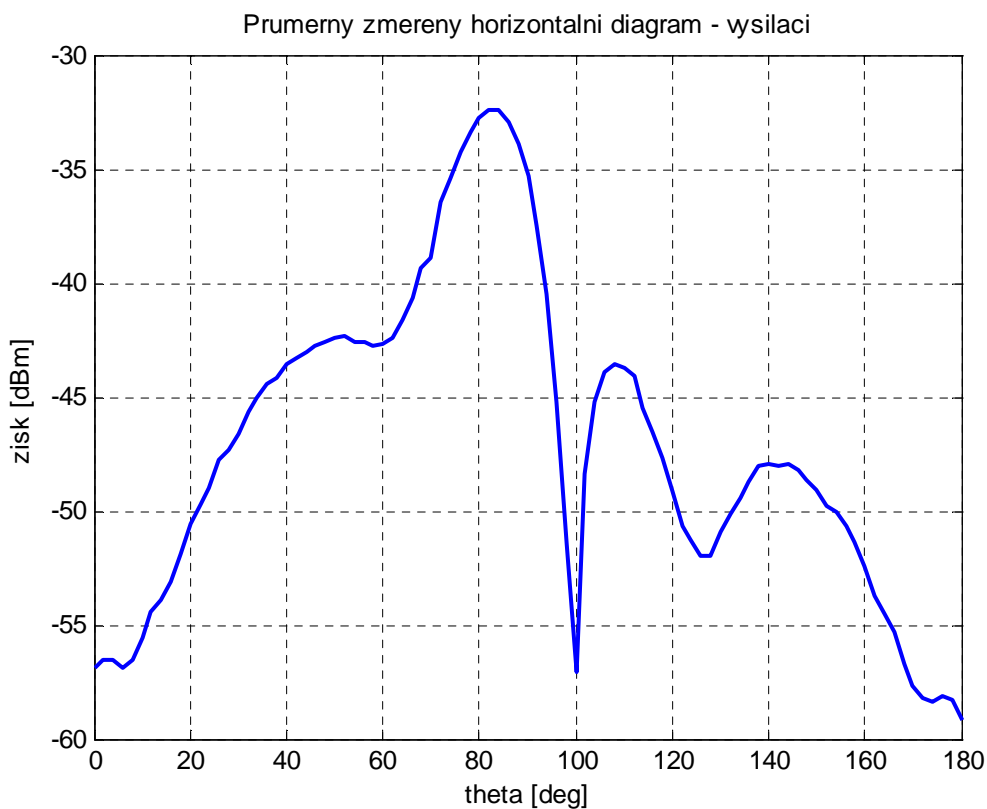


Obrázek 4.114 - Měření diagramu antény a) horizontálního, b) vertikálního

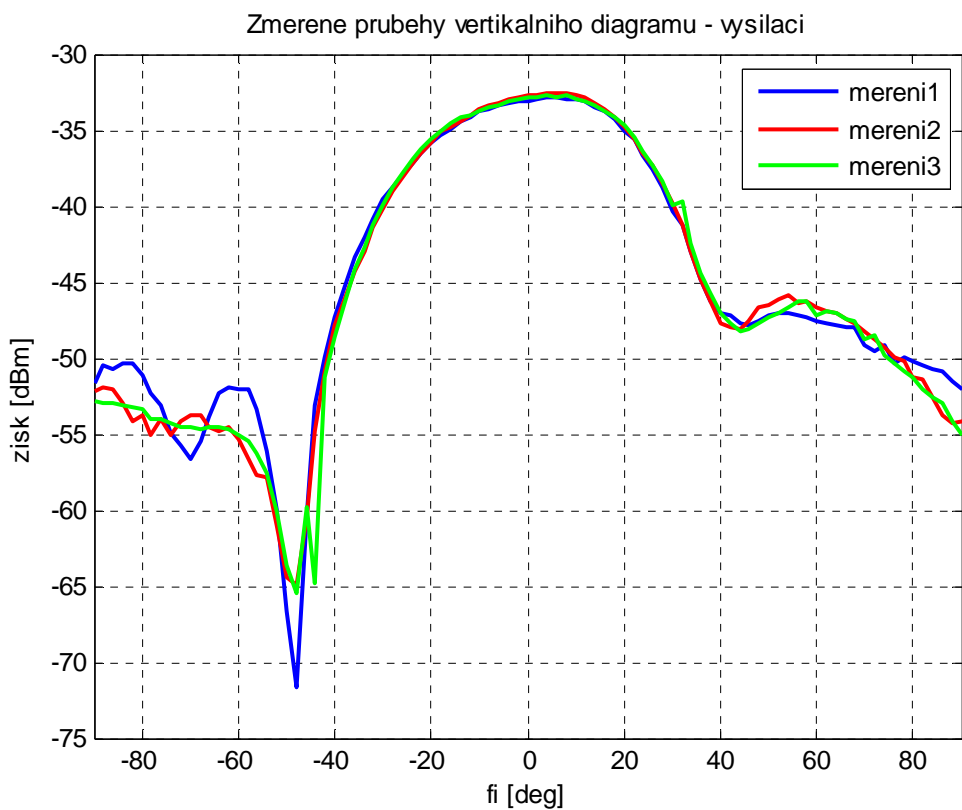


Obrázek 4.115 - Změřené vysílací horizontální diagramy antény

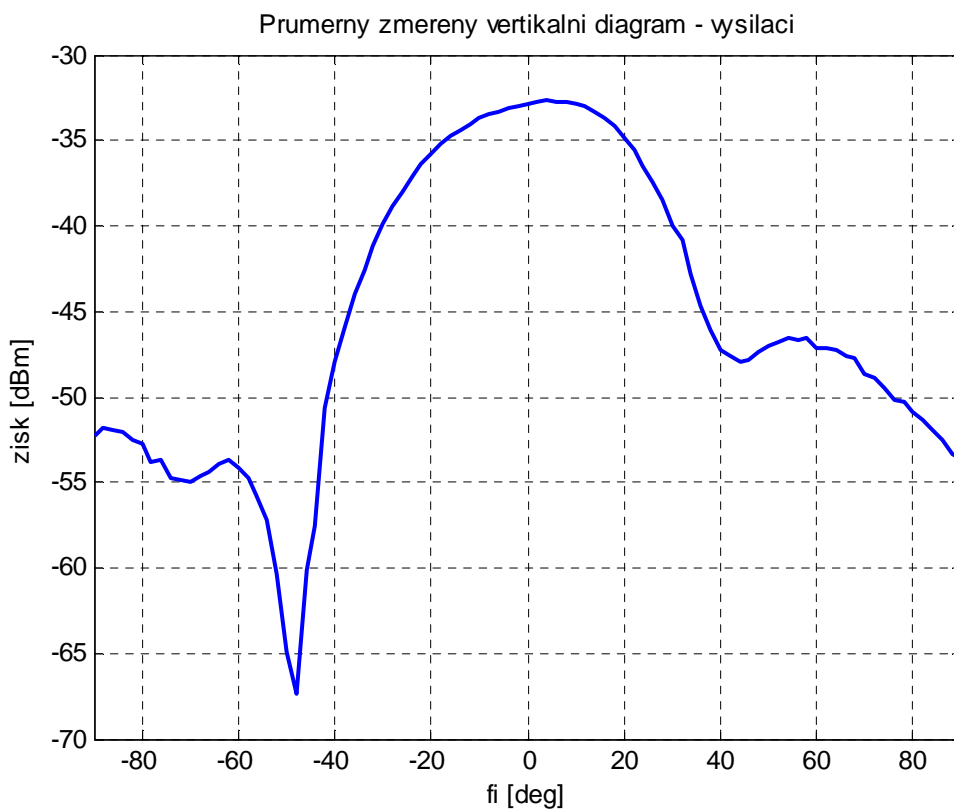




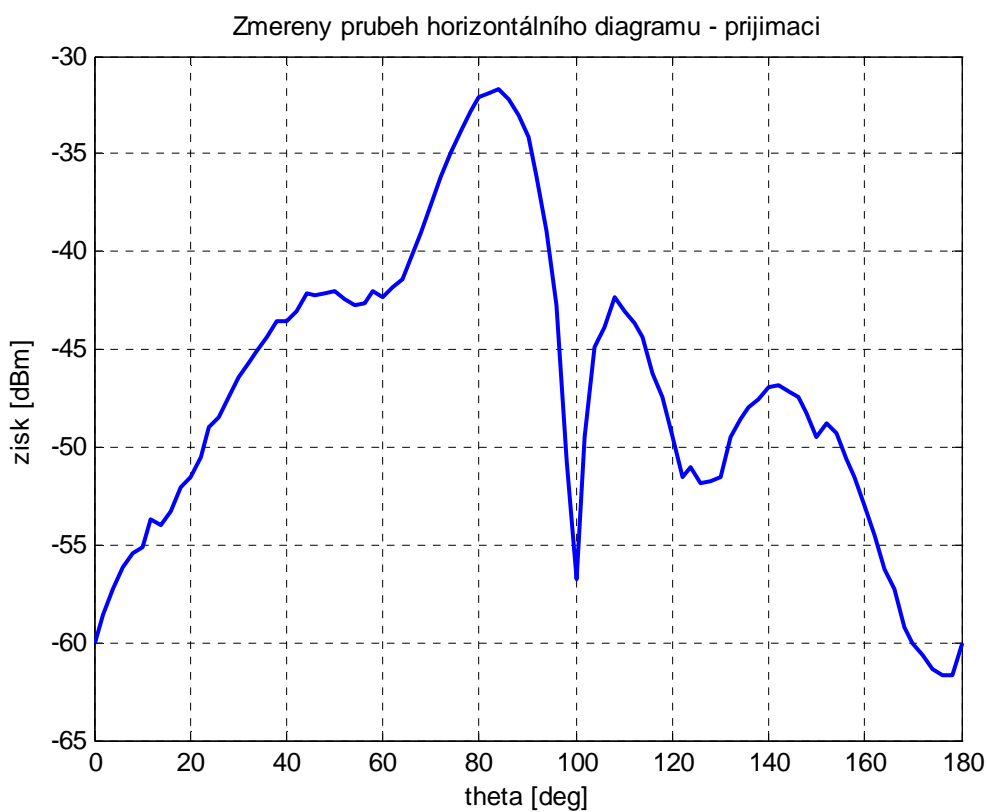
Obrázek 4.116 - Horizontální vysílací diagram antény vytvořený zprůměrováním jednotlivých měření



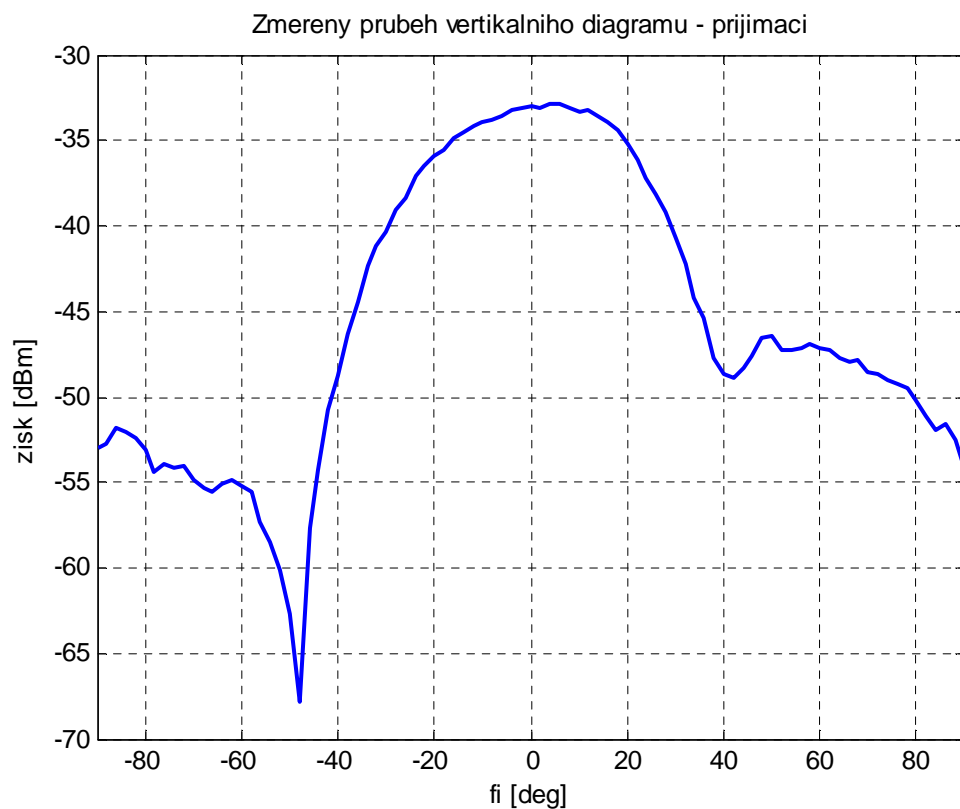
Obrázek 4.117 - Změřené vysílací vertikální diagramy antény



Obrázek 4.118 - Vertikální vysílací diagram antény vytvořený zprůměrováním jednotlivých měření

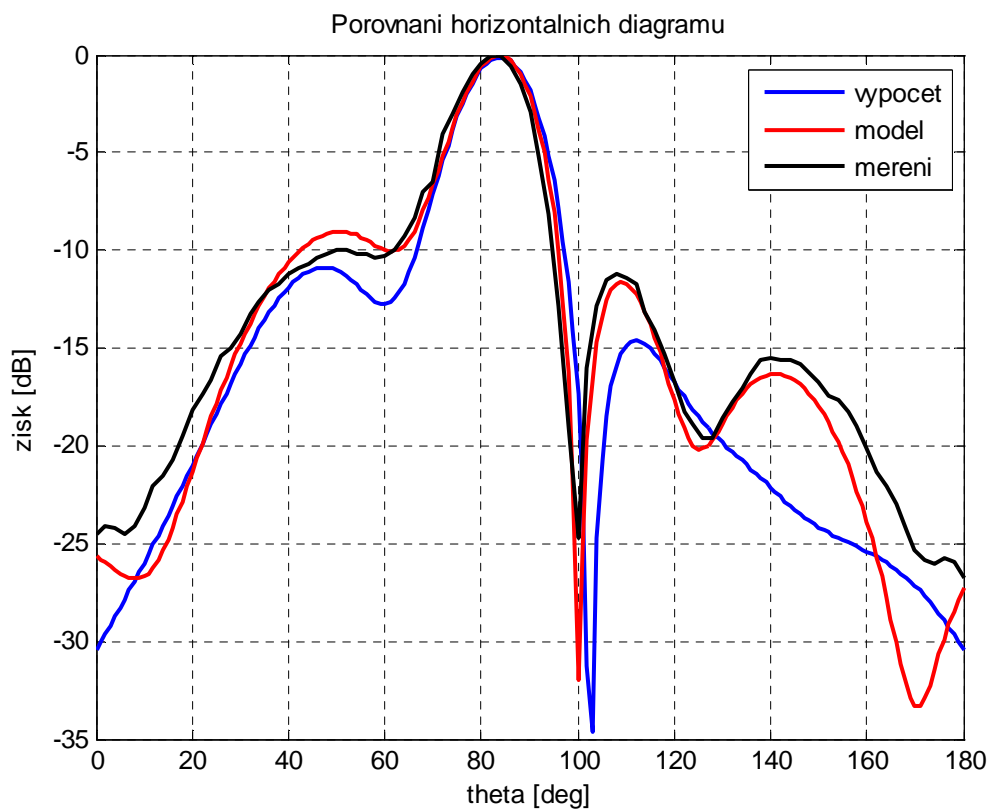


Obrázek 4.119 - Změřený horizontální přijímací diagram antény



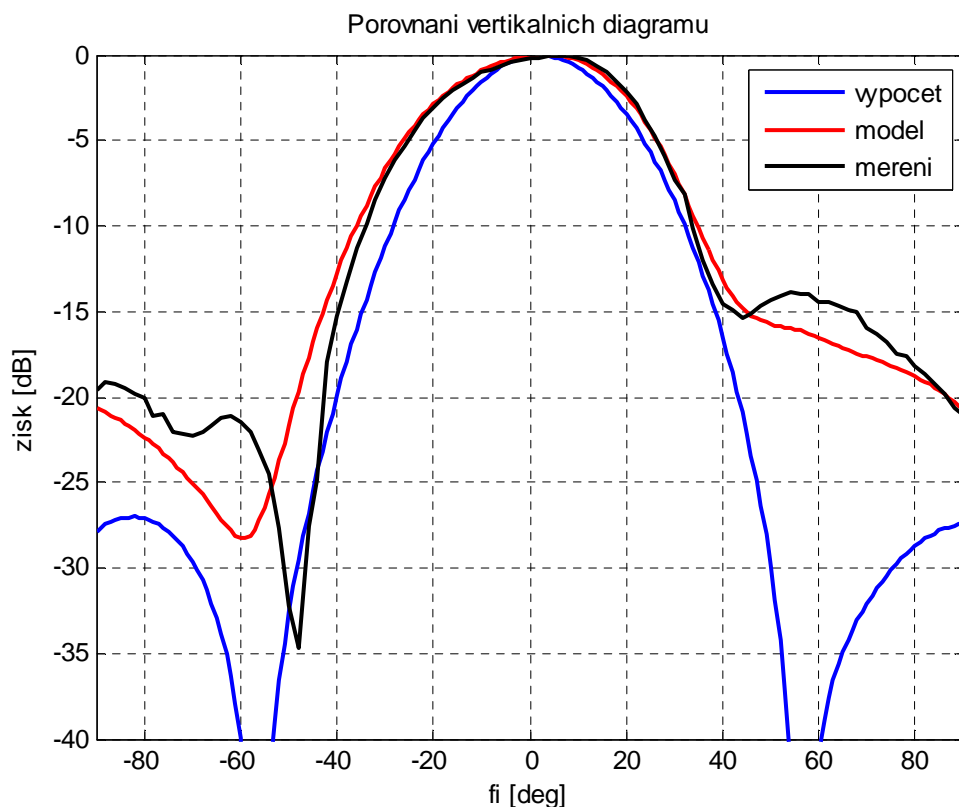
Obrázek 4.120 - Změřený vertikální přijímací diagram antény

Na závěr byly porovnány horizontální (obr. 4.121) i vertikální (obr. 121) diagramy získané v průběhu této práce výpočtem, simulací modelu antény a samotným experimentální měřením.



Obrázek 4.121 - Porovnání horizontálních diagramů získaných výpočtem, simulací a měřením

Z porovnání horizontálních diagramů (obr. 4.121) získaných výpočtem v Matlabu, simulací modelu v CST Studiu a experimentální metodou je vidět, že se všechny tři průběhy charakteristiky liší jen minimálně. Je vidět, že výsledky simulace a měření jsou téměř totožné.

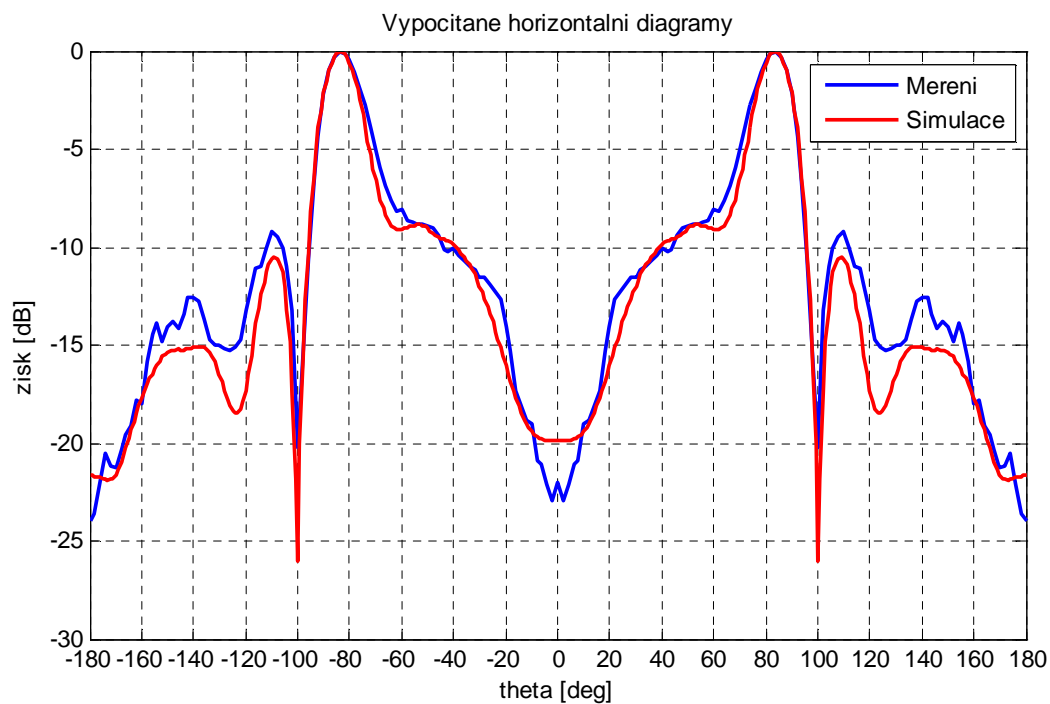


Obrázek 4.122 - Porovnání vertikálních diagramů získaných výpočtem, simulací a měřením

Obdobně jako u horizontálního diagramu je i z porovnání vertikálních diagramů získaných třemi odlišnými metodami (obr. 4.122) vidět, že výsledky se téměř shodují. Jediná odlišnost je odstup postranních laloků u výsledků simulace a měření oproti vypočítanému diagramu.

Z důvodu časové náročnosti celé úlohy nebylo již možné vyrobit celou anténu složenou ze dvou předešle vyrobených částí. Z tohoto důvodu byl očekávaný vyzařovací horizontální diagram celé antény vypočítán sečtením dvou změřených a zrcadlově otočených průběhů horizontálních diagramů jedné části antény. Tento postup nerespektuje konečnou vzdálenost obou částí antény ani skutečnost, že umístěním dvou částí antény vedle sebe se ovlivní vyzařování každé části, zejména směrem dozadu.

Na obr. 4.123 je uveden výsledek tohoto výpočtu (modrá křivka – měření) se simulací celé antény v CST Studiu. Výsledky obou přístupů jsou v uspokojivém souladu.



Obrázek 4.123 - Vypočítané horizontální diagramy antény pro  $\theta \in \langle 0^\circ; 360^\circ \rangle$

Ze zobrazených horizontálních diagramů celé antény (obr. 4.123) je vidět, že maxima charakteristiky se přibližně nacházejí na požadovaných úhlech  $\theta_{\max} = \pm 84^\circ$  a ve směru  $\theta = 0^\circ$  se nachází minimum zisku, potlačené o -23 dB. To odpovídá poměru dosahů ve směru podél trati a ve směru kolmém rovném 14,1:1 tedy požadovaným dosahům 100 m : 7 m.

## 5 ZÁVĚR

V diplomové práci je proveden rozbor, návrh a ověření hlavních částí mikropáskové antény pro čtečku železničního RFID systému se specifickým anténním diagramem zajišťujícím optimální funkci systému při průjezdu vozů po železniční trati kolem čtečky. Rozbor požadavků vedl na specifický horizontální anténní diagram, který byl realizován anténou, skládající se ze dvou stejných mikropáskových antén s kosekantovými diagramy, směřujícími podél trati.

Anténní pole každé poloviny antény se skládá z 16 mikropáskových vyzařovačů uspořádaných do dvou stejných horizontálních řad po osmi prvcích nad sebou. Dielektrická podložka vyzařovacích elementů je dvouvrstvá a skládá se z polystyrenové desky, vymežující vzdálenost elementů a zemnicí roviny a z tenké kuprexitové (materiál FR4) podložky nesoucí vlastní elementy. Z opačné strany zemnicí roviny jsou realizovány mikropáskové rozvody na další kuprexitové podložce. Rozvody používají Wilkinsonovy děliče a děliče na principu odbočnic branch-line.

V diplomové práci bylo navrženo anténní pole a rozložení signálu na jednotlivých elementech, které vytváří požadovaný anténní diagram. Pro toto rozložení byl navržen rozvod signálu a jednotlivé děliče výkonu. Jejich rozměry byly optimalizovány v programu CST Studio, děliče byly navrženy, zhotoveny a experimentálně ověřeny. Po optimalizaci rozměrů byly navrženy rozvody, zhotoveny a ověřeny. V každé fázi byl výpočtem kontrolován vliv vzniklých odchylek na tvar diagramu antény. Nakonec byla zhotovena celá jedna polovina antény a byly proměřeny její parametry. Změřená anténní charakteristika odpovídá požadavkům průběhu.

Po tomto ověření funkce poloviny antény by bylo zapotřebí zhotovit druhou část a centrální dělič a proměřit diagram výsledné antény. Vzhledem k celkové časové náročnosti této úlohy však nebylo možno tuto fázi v rámci diplomové práce dokončit.

## SEZNAM LITERATURY

- [1] SOMMEROVÁ, M. *Základy RFID technologií: Výukový materiál*. Dostupné z: [http://rfid.vsb.cz/miranda2/export/sitesroot/rfid/cs/okruhy/informace/RFID\\_pro\\_Logistickou\\_akademii.pdf](http://rfid.vsb.cz/miranda2/export/sitesroot/rfid/cs/okruhy/informace/RFID_pro_Logistickou_akademii.pdf)
- [2] NĚMEC, Z. *Materiály k přednáškám z předmětu Mobilní komunikační systémy*
- [3] MILLIGAN, Thomas A. *Modern Antenna Design*. 2nd ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 13 978-0-471-45776-3
- [4] KOŠÁREK, Karel. *Plošná anténní řada v pásmu X*. Pardubice, 2011. Dostupné z: [http://dspace.upce.cz/bitstream/10195/38811/1/KošárekK\\_PlošnáAnténní\\_VS\\_2011.pdf](http://dspace.upce.cz/bitstream/10195/38811/1/KošárekK_PlošnáAnténní_VS_2011.pdf). Diplomová práce. Univerzita Pardubice. Vedoucí práce prof. Ing. Vladimír Schejbal, CSc.
- [5] KUPČÁK, Dominik. *Antény radiolokátorů pro řízení letového provozu - díl II: Základy techniky radiolokačních antén*. Pardubice, 1986.
- [6] ZÁLABSKÝ, Tomáš. *Horizontální rozvod signálu pro fázovanou anténní soustavu sekundárního radiolokátoru*. Pardubice, 2012. Dostupné z: [https://dspace.upce.cz/bitstream/10195/48539/3/ZalabskyT\\_HorizontalniRozvod\\_PB\\_2012.pdf](https://dspace.upce.cz/bitstream/10195/48539/3/ZalabskyT_HorizontalniRozvod_PB_2012.pdf). Diplomová práce. Univerzita Pardubice. Vedoucí práce prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.
- [7] BEZOUŠEK, P. a P. ŠEDIVÝ. *Radarová technika*. Vydavatelství ČVUT. ISBN 9788001030363.
- [8] SHEJBAL, Tomáš. *Rozvody signálů pro fázovanou anténní soustavu primárního radiolokátoru*. Pardubice, 2012. Dostupné z: [http://dspace.upce.cz/bitstream/10195/48424/3/ShejbalT\\_RozvodySignalu\\_PB\\_2012.pdf](http://dspace.upce.cz/bitstream/10195/48424/3/ShejbalT_RozvodySignalu_PB_2012.pdf). Diplomová práce. Univerzita Pardubice.
- [9] Datasheet [online]. [cit. 2013-08-23]. Dostupné z: [http://www.molex.com/pdm\\_docs/sd/732511150\\_sd.pdf](http://www.molex.com/pdm_docs/sd/732511150_sd.pdf).
- [10] Program poskytnutý vedoucím práce.
- [11] VOLAKIS, John. *Antenna engineering handbook*. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2007. ISBN 0071475745.



## PŘÍLOHA 1 – ZDROJOVÉ KÓDY

Z důvodu značné délky skript napsaných ve výpočtovém programu Matlab, jsou všechny přiloženy na CD, které je součástí diplomové práce.

Zdrojový kód skriptu *horizont\_fourier.m* pro výpočet rozložení signálu na jednotlivých vyzařovacích elementech antény k vytvoření požadovaného tvaru horizontálního vyzařovacího diagramu antény. Ke správné funkci tohoto skriptu je zapotřebí funkce *FceFourier.m*, která je taktéž přiložena na CD.

Zdrojový kód skriptu *horizont.m* pro výpočet celkového vyzařovacího horizontálního diagramu antény pro námi zadané libovolné rozložení signálu.

Zdrojový kód *vertikal.m* pro výpočet celkového vyzařovacího vertikálního diagramu antény pro námi zadané libovolné rozložení signálu.

Dále jsou přiloženy průběhy vyzařovacích charakteristik jednoho vyzařovacího elementu ve formě textového souboru (*horizontal.txt* a *vertikal.txt*), získané pomocí simulace v programu CST Studio a průběh vyzařovací charakteristiky s tvarem kosekanty (*kosekanta.txt*).