

UNIVERZITA PARDUBICE  
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Bi-Quad anténa  
Martin Kubáň

Diplomová práce  
2017

Univerzita Pardubice  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Akademický rok: 2015/2016

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Martin Kubáň**  
Osobní číslo: **I13382**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**  
Název tématu: **Bi-Quad anténa**  
Zadávající katedra: **Katedra elektrotechniky**

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

Proveďte rozbor vlastností antény typu BiQuad se zemní deskou. V programu CST microwave studio realizujte parametrický model této antény. Zjistěte závislosti zisku a šířky frekvenčního pásma na změně geometrie antény. Navrhněte vhodné řešení antény pro pracovní kmitočet 3 GHz. Proveďte realizaci modelu v CST. Na vyrobeném prototypu změřte tvar směrové charakteristiky, zisk a přízpusobení. Výsledky srovnajte se simulací v CST.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná**

Seznam odborné literatury:

BALANIS, Constantine A. Antenna theory: analysis and design. 2nd ed. New York: Wiley, c1997, xvi, 941 s., příl. ISBN 04-715-9268-4.

STUTZMAN, Warren L a Gary A THIELE. Antenna theory and design. New York: Wiley, 1981, x, 598 p. ISBN 04-710-4458-X.

Vedoucí diplomové práce:

**Ing. Vadim Závodný**  
Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce:

**31. října 2015**

Termín odevzdání diplomové práce:

**13. května 2016**



prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.  
děkan



L.S.



Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.  
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2015

## **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 24. 04. 2017

Martin Kubáň

## **Poděkování**

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Vadimu Závodnému, Ph.D. za odborné vedení, vstřícný přístup a velkému množství rad při vypracování této diplomové práce.

Dále bych rád poděkoval panu Ing. Tomáši Zálabskému za pomoc při výrobě a měření. Na závěr bych rád poděkoval rodině za podporu během doby mého studia.

## **Anotace**

Diplomová práce se zabývá analýzou a návrhem Bi-Quad antény. V teoretické části je rozebrán princip funkce rezonančních antén a proveden rozbor antény typu Bi-Quad se zemní rovinou. Dále je v této práci rozebrán návrh parametrického modelu Bi-Quad antény v programu CST Studio a proveden rozbor závislosti geometrie Bi-Quad antény na zisku a šířce frekvenčního pásma. V praktické části je v programu CST Studio vytvořen model Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet 3GHz. Na základě znalostí rozebraných v teoretické části je provedena optimalizace geometrie Bi-Quad antény pro pracovní kmitočet 3GHz. Na základě modelu vypracovaného v CST Studiu je vyroben prototyp, na kterém jsou změřeny směrové charakteristiky, zisk a impedanční přizpůsobení. Na závěr jsou porovnány výsledky naměřené na vyrobeném prototypu s výsledky modelu vytvořeného simulací v CST Studiu.

## **Klíčová slova**

Bi-Quad anténa, zisk, šířka pásma

## **Title**

Bi-Quad antenna

## **Annotation**

The thesis work is dedicated to the analysis and design of Bi-Quad antenna. In the theoretical part the principle of functioning of the resonant antennas is described, in particular the Bi-Quad antenna with ground plane. Also there is done the analysis of the parametric model of Bi-Quad antenna in the program CST Studio. Moreover, the correlation between the size of the Bi-Quad antenna, the gain and the bandwidth of its frequency scope is investigated. In the practical part in CST Studio the model of Bi-Quad antenna with ground plane is made for the working frequency 3GHz. Based on the information gained in the theoretical part the geometry of the Bi-Quad antenna was optimized for the working frequency 3GHz. Based on the model made in CST Studio a prototype was designed which was used to measure directional characteristics, gain and impedance adaptability. In the conclusion the results measured on the prototype are compared with those of the model made in CST Studio.

## **Keywords**

Bi-Quad antenna, gain, bandwidth

# OBSAH

<b>Seznam zkratk</b> .....	<b>8</b>
<b>Seznam obrázků</b> .....	<b>9</b>
<b>Seznam tabulek</b> .....	<b>12</b>
<b>Úvod</b> .....	<b>13</b>
<b>1 Teoretický rozbor</b> .....	<b>14</b>
1.1 Elektromagnetické vlny.....	14
1.1.1 Intenzita elektrického a magnetického pole .....	14
1.1.2 Vlnoplocha .....	14
1.1.3 Rovinná vlna.....	15
1.1.4 Kulová vlna .....	17
1.2 Základní vlastnosti a charakteristiky antény .....	20
1.2.1 Základní popis antény.....	20
1.2.2 Základní parametry antén .....	20
1.2.3 Impedanční přizpůsobení a vstupní impedance antény .....	21
1.2.4 Činitel odrazu .....	21
1.2.5 Poměr stojatých vln .....	22
1.2.6 Vstupní koeficient odrazu.....	22
1.2.7 Šířka frekvenčního pásma .....	23
1.2.8 Lineární polarizace .....	23
1.3 Charakteristiky antény.....	24
1.3.1 Směrová vyzařovací charakteristika.....	24
1.3.2 Zisk antény .....	27
1.3.3 Zisk antény v programu CST Studio .....	28
1.3.4 Šířka hlavního laloku.....	28
1.3.5 Odstup postranních laloků .....	29
1.3.6 Efektivní plocha antény .....	30
1.3.7 Vztah mezi ziskem $G$ a šířkami svazku $\phi_{3dB}$ , $\theta_{3dB}$ .....	30
1.3.8 Vztah mezi šířkou svazku $\phi(\theta)_{3dB}$ a rozměrem antény.....	31
<b>2 Rozbor vlastností antény typu Bi-Quad se zemní rovinou</b> .....	<b>32</b>
2.1 Zařazení .....	32
2.2 Základní popis .....	33

2.3	Vliv délky vodiče na rezonanční kmitočet antény.....	33
2.4	Způsoby napájení.....	33
2.5	Polarizace.....	35
2.6	Vliv průměru vodiče křídla.....	35
2.7	Vliv vzdálenosti křídla Bi-Quad antény od zemní roviny.....	36
2.8	Výhody, nevýhody a využití Bi-Quad antény .....	37
<b>3</b>	<b>Návrh konstrukčního řešení pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou.....</b>	<b>38</b>
3.1	Návrh konstrukce.....	38
3.2	Konstrukční návrh prvního modelu.....	38
3.3	Konstrukční návrh druhého modelu .....	39
3.4	Porovnání a výběr vhodnějšího modelu .....	41
<b>4</b>	<b>Návrh parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou .....</b>	<b>41</b>
4.1	Popis modelu .....	41
4.2	Délka obvodu vnější strany křídla .....	41
4.3	Šířka křídla antény.....	42
4.4	Výběr vhodného koaxiálního kabelu.....	43
4.5	Výběr vhodné 2DPS .....	44
4.6	Propojení křídel s horní měděnou vrstvou 2DPS a vnitřním vodičem koaxiálního kabelu.....	45
4.7	Propojení křídel s dolní měděnou vrstvou 2DPS a vnějším vodičem koaxiálního kabelu.....	46
4.8	Výběr zemní roviny.....	46
4.9	Vzdálenost antény od zemní roviny .....	47
4.10	Výběr vhodného koaxiálního konektoru .....	47
4.11	Výběr dalších konstrukčních prvků.....	48
4.11.1	Distanční sloupky .....	48
4.11.2	Šrouby a matice .....	49
4.12	Navržený parametrický model.....	49
4.13	Ověření impedančního přizpůsobení koaxiálního kabelu v programu CST Studio .	50
4.14	Měření směrových charakteristik, zisku a přizpůsobení v programu CST Studio pro parametrický model .....	51
<b>5</b>	<b>Zjištění závislosti zisku antény a šířky frekvenčního pásma na změně geometrie parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou .....</b>	<b>54</b>



5.1	Změna délky vnitřní strany <i>antin</i> .....	54
5.2	Změna vzdálenosti antény od zemní roviny <i>antdist</i> .....	55
5.3	Změna šířky antény <i>antwi</i> .....	57
5.4	Změna délky zemní roviny <i>gndle</i> .....	58
5.5	Změna šířky zemní roviny <i>gndwi</i> .....	59
5.6	Změna tloušťky antény <i>antth</i> .....	61
<b>6</b>	<b>Návrh vhodného řešení Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet <math>f = 3GHz</math> .....</b>	<b>62</b>
6.1	Cíl návrhu finálního modelu .....	62
6.2	Návrh počátečních parametrů pro finální model .....	62
6.3	Optimalizace vzdálenosti antény od zemní roviny .....	64
6.3.1	Optimalizace délky stran zemní roviny .....	65
6.3.2	Optimalizace šířky stran zemní roviny .....	66
6.3.3	Optimalizace šířky strany antény .....	67
6.3.4	Optimalizace délky vnitřní strany antény .....	68
6.3.5	Charakteristiky finálního modelu po optimalizaci .....	68
<b>7</b>	<b>Kompletace a měření na vyrobeném prototypu Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet <math>f = 3GHz</math> .....</b>	<b>70</b>
7.1	Kompletace prototypu Bi-Quad antény se zemní rovinou .....	70
7.2	Měření směrových vlastností na vyrobeném prototypu Bi-Quad antény se zemní rovinou .....	71
7.3	Měření impedančního přizpůsobení na vyrobeném modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou .....	74
<b>8</b>	<b>Porovnání hodnot optimalizovaného finálního modelu antény vytvořeného v programu CST studiu a vyrobeného prototypu .....</b>	<b>76</b>
8.1	Směrové charakteristiky modelu vytvořeného v programu CST studio a vyrobeného prototypu .....	76
8.2	Zisk modelu vytvořeného v programu CST studio a vyrobeného prototypu pro pracovní kmitočet $f = 3GHz$ .....	77
8.3	Impedanční přizpůsobení u modelu vytvořeného v programu CST studio a vyrobeného prototypu .....	77
8.4	Souhrn výsledků vyrobeného prototypu a modelu vytvořeného v programu CST Studio .....	78
	<b>Závěr .....</b>	<b>79</b>
	<b>Literatura .....</b>	<b>80</b>

## Seznam zkratk

BW	Šířka frekvenčního pásma
dBi	Zisk antény v porovnání s izotropní anténou
PSV	Poměr stojatých vln
2DPS	Dvouvrstvá deska plošných spojů

## Seznam obrázků

Obrázek 1 - Intenzita pole rovinné vlny ve volném prostoru .....	16
Obrázek 2 - Sférický (kulový) souřadný systém .....	17
Obrázek 3 - Podmínky, které je třeba splnit v rovnici (1.20), abychom mohli vlnu považovat za kulovou .....	19
Obrázek 4 - Podmínky, které je třeba splnit v rovnici (1.21), abychom mohli vlnu považovat za rovinnou.....	20
Obrázek 5 - Obecný graf $S_{11}$ parametru.....	23
Obrázek 6 - Horizontální polarizace.....	24
Obrázek 7 - Vertikální polarizace.....	24
Obrázek 8 - Obecná výkonová směrová anténní charakteristika, polární zobrazení.....	26
Obrázek 9 - Vertikální řez maximem obecné výkonové směrové charakteristiky v rovině $\phi = 0^\circ$ . .....	26
Obrázek 10 - Vertikální řez maximem obecné výkonové směrové charakteristiky v rovině $\phi = 90^\circ$ .....	27
Obrázek 11 - Charakteristiky Directivity, Gain EEE a Realized Gain v programu CST Studio (zelená i červená křivka není vidět z důvodu překrytí).....	28
Obrázek 12 - Graf řezu výkonové vyzařovací charakteristiky v rovině $\theta$ , kde $\theta_{3dB}$ svírá úhel $-29,7^\circ$ až $26,6^\circ$ .....	29
Obrázek 13 - Graf řezu výkonové vyzařovací charakteristiky v rovině $\theta$ s vyznačením odstupu postranních laloků $LSL = 20,71dB$ .....	29
Obrázek 14 - Základní rozdělení smyčkových antén .....	32
Obrázek 15 - Základní zobrazení Bi-Quad antény napájené z vrcholů stran .....	33
Obrázek 16 - Napájení křídla Bi-Quad antény ze středu strany, kde šipky zobrazují směr tekoucích proudů při rezonanci (vodič je zobrazen červeně). .....	34
Obrázek 17 - Napájení křídla Bi-Quad antény z rohu strany, kde černé šipky zobrazují směr tekoucích proudů při rezonanci. ....	35
Obrázek 18 - Rozložení elektrického a magnetického pole u smyčkové antény .....	36
Obrázek 19 - Model 1: Detail napojení koaxiálního kabelu a Bi-Quad antény .....	38
Obrázek 20 - Model 1: Konstrukční návrh modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou.....	39
Obrázek 21 - Model 2: Detail napojení vnitřního vodiče koaxiálního kabelu a horní měděné vrstvy 2DPS (dielektrická vrstva 2DPS je skrytá) .....	39
Obrázek 22 - Model 2: Detail napojení vnějšího vodiče koaxiálního kabelu a spodní měděné vrstvy 2DPS (dielektrická vrstva 2DPS je skrytá) .....	39
Obrázek 23 - Model 2: Detail zobrazení místa prokovů na konci každého křídla antény a místa pro vnitřní vodič koaxiálního kabelu ve středu 2DPS .....	40
Obrázek 24 - Model 2: Konstrukční návrh modelu Bi-Quad antény (pohled shora) .....	40
Obrázek 25 - Model 2: Konstrukční návrh modelu Bi-Quad antény (pohled ze spodu).....	40
Obrázek 26 - Navržené rozměry parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou .....	43
Obrázek 27 - Rozměry zvoleného koaxiálního kabelu pro parametrický model Bi-Quad antény .....	44

Obrázek 28 - Zvolený rozměr 2DPS desky a jejich řezů pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou .....	45
Obrázek 29 - Detail propojení křídel antény z horní vrstvy DPS s vnitřním vodičem koaxiálního kabelu.....	46
Obrázek 30 - Detail propojení křídel antény z dolní vrstvy DPS s vnějším vodičem koaxiálního kabelu.....	46
Obrázek 31 - Zobrazení rozměrů 2DPS desky (vlevo) a zemní roviny (vpravo) pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou .....	47
Obrázek 32 - Detail připojení koaxiálního konektoru s koaxiálním kabelem našroubovaného v zemní rovině (pohled shora).....	47
Obrázek 33 - Rozměry a úprava rozměrů koaxiálního konektoru pro Bi-Quad anténu se zemní rovinou.....	48
Obrázek 34 - Detail upevnění sloupku včetně šroubu a matice v rohu mezi anténou a zemní rovinou.....	49
Obrázek 35 - Finální parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou ve vertikální polarizaci pro pracovní kmitočet 3GHz.....	50
Obrázek 36 - Ověření impedančního přizpůsobení koaxiálního kabelu v programu CST Studio pomocí funkce Impedance Calculation .....	50
Obrázek 37 - Směrová charakteristika parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou ve 3D zobrazení.....	51
Obrázek 38 - Řezy směrovou charakteristikou parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou v azimutu (zeleně) a elevaci (červeně) .....	52
Obrázek 39 - Charakteristika vstupního koeficientu odrazu S11 pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou .....	53
Obrázek 40 - Závislost zisku na změnu délky vnitřní strany antény.....	54
Obrázek 41 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změnu délky vnitřní strany antény ..	55
Obrázek 42 - Závislost zisku na změně vzdálenosti antény od zemní roviny.....	56
Obrázek 43 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změně vzdálenosti antény od zemní roviny.....	56
Obrázek 44 - Závislost zisku na změně šířky antény .....	57
Obrázek 45 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změně šířky antény .....	57
Obrázek 46 - Závislost zisku na změně délky zemní roviny.....	58
Obrázek 47 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změně délky zemní roviny .....	59
Obrázek 48 - Závislost zisku na změně šířky zemní roviny.....	60
Obrázek 49 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změně šířky zemní roviny.....	60
Obrázek 50 - Závislost zisku na změně tloušťky antény.....	61
Obrázek 51 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změně tloušťky antény .....	61
Obrázek 52 - Směrová charakteristika finálního modelu Bi-Quad antény před optimalizací pro pracovní kmitočet 3GHz .....	63
Obrázek 53 - Charakteristika S11 parametru finálního modelu Bi-Quad antény před optimalizací pro pracovní kmitočet 3GHz .....	63
Obrázek 54 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény pro optimalizaci její vzdálenosti od zemní roviny.....	64

Obrázek 55 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény pro optimalizaci její vzdálenosti od zemní roviny.....	64
Obrázek 56 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény pro optimalizaci délky strany její zemní roviny.....	65
Obrázek 57 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény pro optimalizaci délky strany její zemní roviny.....	65
Obrázek 58 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény pro optimalizaci šířky strany její zemní roviny.....	66
Obrázek 59 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény pro optimalizaci šířky strany její zemní roviny.....	66
Obrázek 60 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény pro optimalizaci její šířky.....	67
Obrázek 61 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény pro optimalizaci její šířky..	67
Obrázek 62 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény pro optimalizaci vnitřní délky její strany.....	68
Obrázek 63 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény pro optimalizaci délky její vnitřní strany.....	68
Obrázek 64 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény po optimalizaci (azimut).....	69
Obrázek 65 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény po optimalizaci (elevace).....	69
Obrázek 66 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény po optimalizaci.....	69
Obrázek 67 - Vyroběný prototyp antény typu Bi-Quad se zemní rovinou (různé pohledy)	70
Obrázek 68 - Vyroběný prototyp Bi-Quad antény se zemní rovinou.....	71
Obrázek 69 - Měření směrových vlastností u prototypu antény v bez odrazové komoře (pohled 1).....	72
Obrázek 70 - Měření směrových vlastností u prototypu antény v bez odrazové komoře (pohled 2).....	72
Obrázek 71 - Směrová charakteristika vyrobeného modelu Bi-Quad antény (azimut).....	73
Obrázek 72 - Směrová charakteristika vyrobeného modelu Bi-Quad antény (elevace).....	73
Obrázek 73 - Vektorový analyzátor ZVL-6 od firmy Rohde&Scharz.....	74
Obrázek 74 - Měření S11 parametru na prototypu antény pomocí vektorového analyzátoru.....	74
Obrázek 75 - Charakteristika S11 parametru vyrobeného prototypu Bi-Quad antény.....	75
Obrázek 76 - Směrová charakteristika modelu Bi-Quad antény navrženého v programu CST studio a vyrobeného prototypu (azimut).....	76
Obrázek 77 - Směrová charakteristika modelu Bi-Quad antény navrženého v programu CST studio a realizovaného prototypu (elevace).....	77
Obrázek 78 - Charakteristika S11 parametru modelu Bi-Quad antény navrženého v programu CST studio a vyrobeného prototypu.....	78

## Seznam tabulek

Tabulka 1 - Zobrazení závislosti vlnové délky $\lambda$ na frekvenci $f$ .....	37
Tabulka 2 – Výběr koaxiálního kabelu pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou.....	43
Tabulka 3 - Porovnání parametrů mikrovlnných substrátů .....	44
Tabulka 4 - Výběr 2DPS pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou .....	45
Tabulka 5 - Rozměry distančních sloupků pro upevnění antény nad zemní rovinou.....	48
Tabulka 6 - Rozměry šroubů a matic pro upevnění distančních sloupků.....	49
Tabulka 7 - Hodnoty charakteristik pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou.....	53
Tabulka 8 - Závislost zisku a šířky frekvenčního pásma na změnu délky vnitřní strany antény .....	55
Tabulka 9 - Závislost zisku a šířky frekvenčního pásma na vzdálenosti antény od zemní roviny.....	56
Tabulka 10 - Závislost zisku antény a šířky frekvenčního pásma na šířce antény .....	58
Tabulka 11 - Závislost zisku antény a šířky frekvenčního pásma na délce zemní roviny ..	59
Tabulka 12 - Závislost zisku a šířky frekvenčního pásma na šířce zemní roviny .....	60
Tabulka 13 - Závislost zisku a šířky frekvenčního pásma na tloušťce antény .....	61
Tabulka 14 - Počáteční hodnoty použité pro finální model Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet 3GHz.....	62
Tabulka 15 - Tabulka hodnot Bi-Quad antény se zemní rovinou před optimalizací pro pracovní kmitočet 3GHz.....	63
Tabulka 16 - Hodnoty charakteristik u finálního modelu po optimalizaci.....	68
Tabulka 17 - Srovnání výsledků vyrobeného prototypu a modelu vytvořeného v programu CST Studio .....	78

## Úvod

Bi-Quad anténa začala být populární v období rozvoje WiFi antén z důvodu velmi nízkých nákladů, tvarové kompaktnosti a ziskem cca 9dBi. Dnes je k dispozici na internetu poměrně velké množství převážně amatérských návrhů, které řeší způsob její konstrukce formou drátových antén.

Cílem teoretické části této práce je úvod do problematiky vlastností Bi-Quad antén a pochopení jejich chování k určení postupů při jejich návrhu.

V praktické části se diplomová práce zabývá konstrukcí a návrhem Bi-Quad antény se zemní rovinou a jejích prvků v programu CST Studio, kde jsou provedeny jednotlivé simulace a zjištěn vliv geometrie antény na její zisk a šířku pásma. Dále jsou navrženy ideální počáteční parametry Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet 3GHz. Následuje optimalizace modelu Bi-Quad antény v programu CST Studio, kde je využito parametrické simulace pro různé kombinace rozměrů Bi-Quad antény.

V poslední části práce je vyroben prototyp Bi-Quad antény na kterém jsou změřeny směrové charakteristiky, zisk a přizpůsobení. Závěr práce shrnuje výsledky naměřené na realizovaném prototypu antény v porovnání s výsledky modelu v CST Studiu. Anténa může být využita pro testování přijímací trasy primárního radaru, který pracuje v pásmu 2,7 až 3,0 GHz. Jednoduchá změna prodloužení délky křídel antény při návrhu, umožní přeladit anténu pro pásmo 2,45 GHz, které je velmi oblíbené pro komunikaci WiFi.

# 1 Teoretický rozbor

## 1.1 Elektromagnetické vlny

### 1.1.1 Intenzita elektrického a magnetické pole

Maxwellovy rovnice uvedeny v [1] souhrnně vyjadřují zákony elektromagnetického pole, které popisují obecné souvislosti mezi veličinami pole v každém místě prostoru. Vektory intenzit polí  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{H}$  a indukci  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{B}$  jsou vzájemně svázány materiálovými vztahy: [1]

$$\mathbf{D} = \varepsilon \cdot \mathbf{E} = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \mathbf{E} \quad (1.1)$$

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \mathbf{H} \quad (1.2)$$

kde  $\mathbf{D}, \mathbf{B}$  – je vektor elektrické a magnetické indukce,

$\mathbf{E}, \mathbf{H}$  – je vektor elektrické a magnetické intenzity,

$\varepsilon, \mu$  – je permitivita a permeabilita prostředí,

$\varepsilon_r, \mu_r$  – je relativní permitivita a permeabilita,

$\varepsilon_0, \mu_0$  – je permitivita a permeabilita vakua.

Relativní permitivita  $\varepsilon_r$  a relativní permeabilita  $\mu_r$  jsou bezrozměrné veličiny, které udávají kolikrát je permitivita či permeabilita prostředí větší než ve vakuu. Protože je řešení Maxwellových rovnic v integrálním tvaru pro určení rozložení pole složité, řeší se rovnice v diferenciálním tvaru. V diferenciálním tvaru rovnice popisují jen jevy, které jsou spojitě diferencovatelné. Zabýváme-li se pouze šířením elektromagnetických vlny a nikoli jejich vznikem, pak řešení soustavy rovnic můžeme hledat v lineárním, homogenním a izotropním prostředí bez zdrojů. Pro harmonické vlny  $e^{j\omega t}$  se řešení nejčastěji hledá v podobě rovinné, nebo kulové vlny. [1]

### 1.1.2 Vlnoplocha

Vlnoplocha je plocha, na níž je v daný okamžik všude stejná fáze vlnového vektoru a je kolmá ke směru šíření. Intenzity elektrického a magnetického pole  $\mathbf{E}$  a  $\mathbf{H}$  leží v této vlnoploše a jsou k sobě navzájem kolmé. [2]



### 1.1.3 Rovinná vlna

Rovinná vlna je vlna, jejíž vlnoplocha je planární. Aby rovinná vlna mohla existovat, potřebovala by k vybuzení homogenní rozložení zdrojů na nekonečné rovině. Jedná se tedy o abstrakci, která nám pomůže snadněji sledovat jevy a souvislosti při šíření vlny a také usnadnit řadu výpočtů. Rovinná vlna je řešením Maxwellových rovnic v kartézském souřadném systému. Řešením soustavy rovnic pro harmonickou vlnu  $e^{j\omega t}$  je ve tvaru: [1]

$$E_x = 2E_{x_0} \cdot e^{-jk_x \cdot x} \cdot e^{-jk_y \cdot y} \cdot e^{-jk_z \cdot z} \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (1.3)$$

$$E_y = E_{y_0} \cdot e^{-jk_x \cdot x} \cdot e^{-jk_y \cdot y} \cdot e^{-jk_z \cdot z} \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (1.4)$$

$$E_z = E_{z_0} \cdot e^{-jk_x \cdot x} \cdot e^{-jk_y \cdot y} \cdot e^{-jk_z \cdot z} \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (1.5)$$

Stejně je tomu i pro složku intenzity magnetického pole  $\mathbf{H}$ . Vektor  $\mathbf{k} \equiv (k_x, k_y, k_z)$ , vystupující v rovnicích se nazývá vlnový vektor. Vlnoplocha je k vlnovému vektoru  $\mathbf{k}$  kolmá. Rychlostí  $c$  se pak posouvá vlnoplocha ve směru vlnového vektoru  $\mathbf{k}$ . Rychlost šíření elektromagnetické vlny  $c$  je dána vztahem: [1]

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (1.6)$$

kde  $c_0$  – je rychlost šíření světla ve vakuu.

Rychlost světla ve vakuu  $c_0$  je definována přesnou hodnotou  $c_0 = 2,99792458 \cdot 10^8 \text{ms}^{-1}$ . Protože rychlost světla ve vzduchu  $c$  je jen o málo menší než rychlost světla ve vakuu  $c_0$  lze napsat:

$$c \approx c_0 \quad (1.7)$$

Vzdálenost mezi dvěma sousedními vlnoplochami o stejné fázi se nazývá vlnová délka  $\lambda$ .

$$\lambda = \frac{2\pi \cdot c}{\omega} = \frac{c}{f} \quad (1.8)$$

kde  $\omega$  – je úhlová rychlost.

Pokud se elektromagnetická vlna šíří prostředím, ve kterém nejsou materiálové konstanty čistě reálné veličiny, potom je vlnový vektor komplexní a je dán vztahem: [2]

$$\mathbf{k} = \sqrt{-j\omega \cdot \mu \cdot (j\omega \cdot \varepsilon)} = \omega \cdot \sqrt{\varepsilon \cdot \mu} = \beta - j\alpha \quad (1.9)$$

kde  $\alpha$  – je měrný útlum,

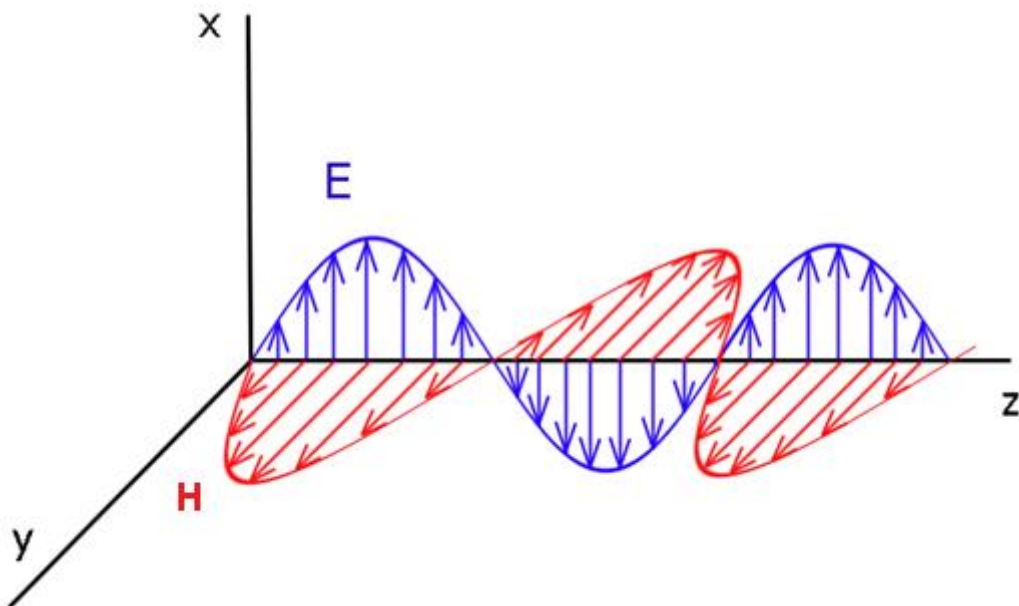
$\beta$  – je fázová konstanta.

Fáze rovinné vlny je pak dána vztahem:

$$\Psi = \omega \cdot t_0 - k_x \cdot x - k_y \cdot y - k_z \cdot z \quad (1.10)$$

Pokud natočíme vlnový vektor  $\mathbf{k}$  ke směru šíření  $z$ , potom budou složky vlnového vektoru  $k_x, k_y$  nulové. Pokles amplitudy podél cesty ve směru osy  $z$  je pak dán vztahem: [2]

$$|\mathbf{E}_z| = |E_0| \cdot e^{(-\alpha z)} \quad (1.11)$$



Obrázek 1 - Intenzita pole rovinné vlny ve volném prostoru

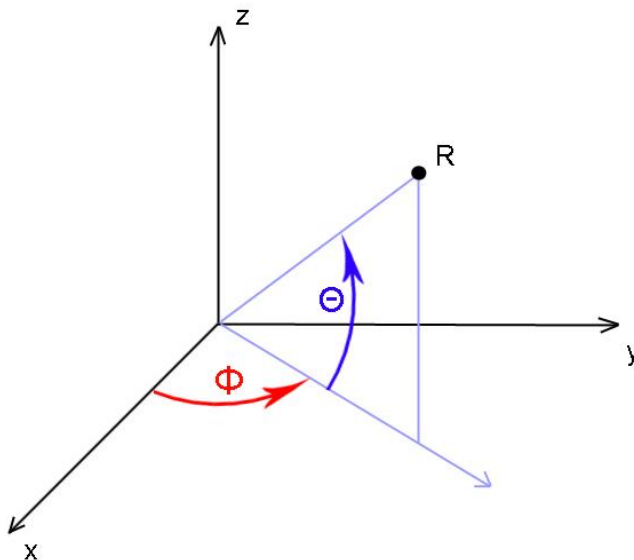
Hustota výkonu přenášeného vlnou je definována absolutní hodnotou Poyntingova vektoru, který má směr shodný s vlnovým vektorem  $\mathbf{k}$  a je dán vztahem: [2]

$$|\mathbf{S}| = \frac{1}{2} |\mathbf{E}| \cdot |\mathbf{H}^*| \quad (1.12)$$

kde  $\mathbf{H}^*$  – komplexně sdružená intenzita magnetického pole.

#### 1.1.4 Kulová vlna

Kulová vlna je vlna, jejíž vlnoplocha je sférická. Pro existenci kulové vlny by byla potřeba nekonečně malý bodový zdroj. Jedná se tedy stejně jako u rovinné vlny o abstrakci, která nám pomůže snadněji sledovat jevy a souvislosti při šíření vlny a také usnadnit řadu výpočtů. Kulová vlna je řešením Maxwellových rovnic ve sférickém souřadném systému. [1]



Obrázek 2 - Sférický (kulový) souřadný systém

kde  $R$  – je vzdálenost od počátku souřadnic,

$\phi$  – je azimut v rozmezí 0 až  $2\pi$ ,

$\theta$  – je elevace v rozmezí  $-\frac{\pi}{2}$  až  $+\frac{\pi}{2}$ .

Intenzity elektrického a magnetického pole  $\mathbf{E}$  a  $\mathbf{H}$  leží v rovině kolmé ke směru šíření, tedy ve směru vlnového vektoru  $\mathbf{k}$ . Složky vektorů  $E_R$  a  $H_R$  jsou potom nulové. Řešením soustavy rovnic pro harmonickou vlnu  $e^{j\omega t}$  je ve tvaru: [2]

$$E_\phi = E_{\phi_0} \cdot f_R(R) \cdot f_\phi(\phi, \theta) \cdot e^{j\omega t} \quad (1.13)$$

$$E_\theta = E_{\theta_0} \cdot f_R(R) \cdot f_\theta(\phi, \theta) \cdot e^{j\omega t} \quad (1.14)$$

Stejně je tomu i pro složku magnetického pole  $\mathbf{H}$ . Pro funkci radiální vzdálenost  $f_R(R)$  platí: [2]

$$f_R(R) = \frac{e^{-jk.R}}{k.R} \quad (1.15)$$

Ze závislosti funkce  $f_R(R)$  na  $R$  vyplývá, že pokud se budeme vzdalovat od počátku vyzařování, bude intenzita elektrického a magnetického pole  $\mathbf{E}$  a  $\mathbf{H}$  klesat jako převrácená hodnota vzdálenosti. Funkce  $f_\phi(\phi, \theta)$  a  $f_\theta(\phi, \theta)$  nejsou jednoznačné, protože závisejí na okrajových podmínkách, ale vždy pro ně platí: [2]

$$Im\{f_\phi(\phi, \theta)\} = 0 \rightarrow Arg\{f_\phi(\phi, \theta)\} = 0, \text{ nebo } \pi \quad (1.16)$$

Stejně je tomu i pro  $Im\{f_\theta(\phi, \theta)\}$ . Fáze kulové vlny je pak dána vztahem: [2]

$$\begin{aligned} \Psi_{E_\phi} &= \omega \cdot t_0 - \mathbf{k} \cdot R + Arg\{E_{\phi_0}\} + Arg\{f_\phi(\phi, \theta)\} \\ &= \omega \cdot t_0 - \mathbf{k} \cdot R + Arg\{E_{\phi_0}\} \end{aligned} \quad (1.17)$$

Pokud je prostředí bezztrátové, vlnový vektor  $\mathbf{k}$  je reálné číslo. Fáze vlny je pak dána vztahem: [2]

$$\Psi = \omega \cdot t - k \cdot R \quad (1.18)$$

Pro ztrátové prostředí je vlnový vektor  $\mathbf{k}$  komplexní. Pokles intenzity pole v průběhu šíření pak můžeme popsat vztahem: [2]

$$|E| = |E_0| \cdot \frac{e^{(j\omega.t - jk.R)}}{kR} = |E_0| \cdot \frac{e^{j(\omega.t - \beta.R)} \cdot e^{-j\alpha R}}{kR} \quad (1.19)$$

kde  $e^{-j\alpha R}$  – vyjadřuje ztráty v prostředí,

$kR$  – vyjadřuje pokles v důsledku rozpínání do prostoru,

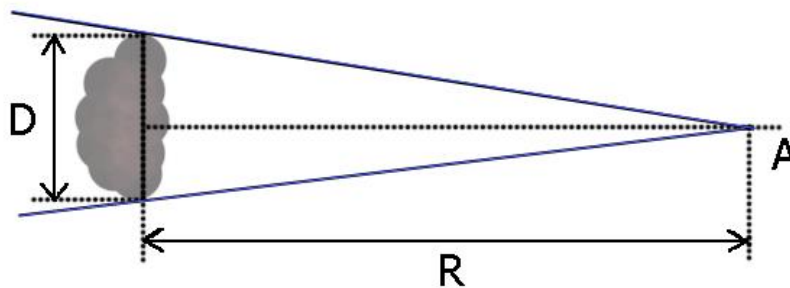
$e^{j(\omega.t - \beta.R)}$  – vyjadřuje změnu fáze.

Skutečné vlny se těmito dvěma typům více-méně přibližují. Abychom mohli vlnu považovat za kulovou, nebo rovinou je třeba splnit určité podmínky. Vlnu vyzařovanou zdrojem konečných rozměrů můžeme považovat za kulovou, pokud je vzdálenost ke zdroji dostatečně velká a platí: [2]

$$R \gg \frac{D^2}{\lambda} \quad (1.20)$$

kde  $D$  – je oblast v níž jsou rozloženy zdroje konečných rozměrů,

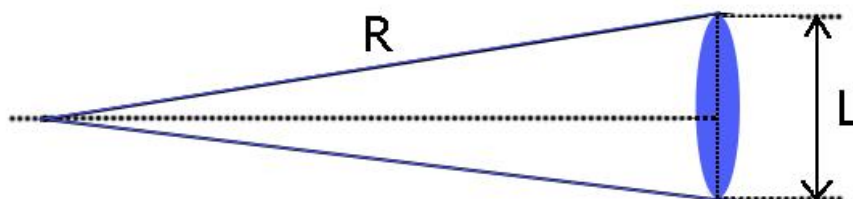
$R$  – je vzdálenost od zdroje.



Obrázek 3 - Podmínky, které je třeba splnit v rovnici (1.20), abychom mohli vlnu považovat za kulovou

Kulovou vlnu lze považovat za rovinnou, pokud ji pozorujeme ve velké vzdálenosti  $R$  od zdroje na malé ploše o rozměrech  $L$ :

$$R \gg \frac{L^2}{\lambda} \quad (1.21)$$



Obrázek 4 - Podmínky, které je třeba splnit v rovnici (1.21), abychom mohli vlnu považovat za rovinnou

## 1.2 Základní vlastnosti a charakteristiky antény

### 1.2.1 Základní popis antény

Anténa je zařízení, které slouží pro vyzařování, nebo příjem radiových vln. Jedná se o prvek, který transformuje elektricko-magnetickou vlnu vedenou po určitém typu vedení na elektromagnetickou vlnu, která je vyzařována do prostoru. Vzhledem ke své pozici v radiokomunikačním řetězci se jedná o nejjakostnější prvek (zesilovač) celé radiokomunikační soustavy. [3]

U antén se uplatňuje výběrové hledisko výběrem kmitočtového pásma a výběrem určitého směru příjmu. Tato vlastnost se vyjadřuje takzvanou směrovostí. Anténa nám tedy dává možnost vybrat pouze určité pásmo kmitočtů, a ostatní potlačit tak, abychom zlepšily její šumové vlastnosti. (odstup žádoucího signálu od nežádoucího). Vlastní příspěvek antény k šumu je pak dán vlastními ztrátami na konstrukci antény. [3]

### 1.2.2 Základní parametry antén

Hlavním rozdělením parametrů antén může být rozdělení na vlastnosti impedanční a směrové. Impedančními vlastnostmi jsou vstupní impedance. Ta v sobě zahrnuje vyzařovací odpor antény a její ztráty. Směrové vlastnosti antény jsou dány vlastnostmi amplitud, fáze, polarizace tak, jak anténa přijímá a zpracovává vlnu přicházející z různých směrů prostoru. Impedanční i směrové vlastnosti jsou dány rozložením

elektromagnetických zdrojů po celé struktuře antény. Zdroji jsou náboje a především proudy, které tečou po určitých drahách po celé struktuře antény. [3]

Vstupní impedanci pak definujeme jako poměr napětí a proudu v místě připojení antény. Tyto proudy jsou podstatnou vznikou vyzařované elektromagnetické vlny, na níž závisí směrové vlastnosti antény. Je tedy vidět, že impedanční i směrové vlastnosti antény spolu úzce souvisí, protože jsou vázány na podstatu zdroje elektromagnetického záření. [3]

Dále se do jejich vlastností musí zahrnout vlivy konečné konstrukce a umístění. Můžeme tedy říci, že veškeré vlastnosti antény jsou záležitostí jejího tvaru, tedy geometrie celé antény i s jejím bezprostředním okolím a elektrických materiálových parametrů. [3]

### 1.2.3 Impedanční přizpůsobení a vstupní impedance antény

Vstupní impedance antény je definována jako impedance antény na jejích napájecích svorkách, tedy jako poměr napětí a proudu na těchto svorkách.

Impedanční přizpůsobení nastává tehdy, pokud jsou činitele odrazu zátěže a zdroje komplexně sdruženy. Toho můžeme dosáhnout správnou volbou geometrie antény, nebo pomocí obvodů se soustředěnými parametry, což jsou obvody složené z indukčností a kapacit. Rezistivní obvody se nepoužívají, protože u nich dochází ke ztrátám přenášeného výkonu. Impedančního přizpůsobení je dosaženo tím, že koeficienty odrazu jsou stejně velké, ale opačného znaménka. Dokonalého impedančního přizpůsobení lze dosáhnout většinou na jedné, nebo několika frekvencích. Na ostatních frekvencích pak zpravidla vyžadujeme přizpůsobení alespoň 20dB, při němž se od zátěže odrazí méně než jedno procento výkonu.

Pokud bychom anténu a zdroj špatně přizpůsobili, vznikalo by stojaté vlnění, které by zvyšovalo namáhání některých částí obvodů (tranzistorů). Docházelo by k odrazům vlny zpět ke zdroji. To by mělo negativní následky na funkci antény. Například snižování energie dodávané do zátěže. Nebo by se mohl odražený signál na vstupu znovu odrazit s určitým zpožděním a znehodnotit tak původní signál. [1,4]

### 1.2.4 Činitel odrazu

Je definován poměrem napětí odražené a dopadající vlny na konci vedení. Pokud je obvod ideálně impedančně přizpůsoben, měla by absolutní hodnota činitele odrazu  $\rho$  být rovna nule. Činitel odrazu  $\rho$  je dán vztahem:

$$\rho = \frac{U_o}{U_d} \quad (1.22)$$

kde  $U_o$  – je napětí odražené vlny,

$U_d$  – je napětí dopadající vlny.

### 1.2.5 Poměr stojatých vln

Pokud nedojde k ideálnímu impedančnímu přizpůsobení, část výkonu se odrazí zpět ke zdroji. Fáze této zpětně postupující vlny se pak periodicky odčítá a přičítá s fází vlny, která jde směrem k anténě. Tímto se podél napáječe vytvoří stojaté vlny s maximální amplitudou  $U_{max}$  a minimální amplitudou  $U_{min}$ .

$$PSV = \frac{U_{max}}{U_{min}} \quad (1.23)$$

Vztah mezi PSV a činitelem odrazu je pak dán vztahem:

$$PSV = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (1.24)$$

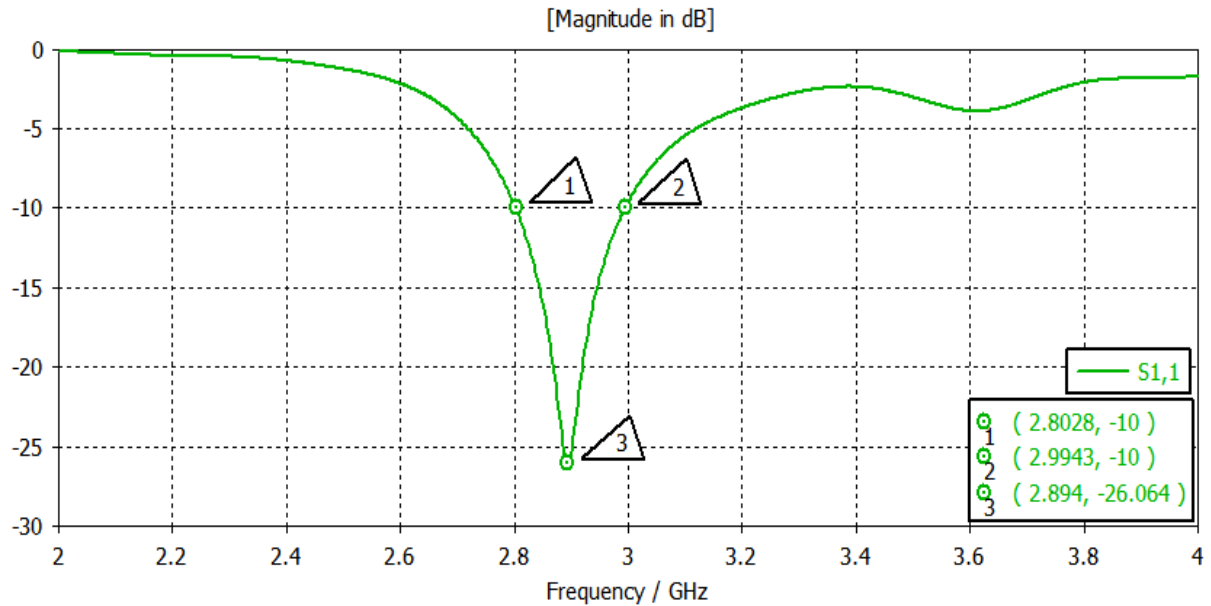
### 1.2.6 Vstupní koeficient odrazu

S-parametry se používají k charakterizaci vysokofrekvenčních obvodů. Dávají do souvislosti tři typy vln: zdrojovou, průchozí a odraženou. Vstupní koeficient odrazu  $S_{11}$  je definován jako vstupní koeficient odrazu při výstupu zakončeném přizpůsobenou zátěží. Jedná se vlastně o činitel odrazu na vstupu v logaritmickém měřítku. Z hlediska funkce anténa začíná vysílat při impedančním přizpůsobení  $S_{11} = -10dB$ . Na frekvenci, kterou požadujeme, by měl být impedanční přizpůsobení alespoň  $S_{11} = -20dB$ , což odpovídá méně než jednomu procentu odraženému výkonu.

$$S_{11} = 20 \cdot \log_{10} \rho \quad (1.25)$$

Zobrazení obecného grafu  $S_{11}$  parametru (Obrázek 5) s vhodným impedančním přizpůsobením z hlediska funkce antény pro frekvenci 2,894 GHz, kde  $S_{11}$  dosahuje hodnoty -26,64dB na frekvenci 2,894 GHz. Důležité nejsou pouze frekvence v bezprostřední blízkosti maximálního útlumu, ale celý rozsah frekvencí okolo nosné frekvence, kdy anténa funguje námi požadovaným způsobem, proto je třeba zavést pojem šířka frekvenčního pásma.





Obrázek 5 - Obecný graf  $S_{11}$  parametru

### 1.2.7 Šířka frekvenčního pásma

Pokud budeme brát  $S_{11} = -10\text{dB}$  jako hraniční hodnotu, při které anténa funguje požadovaným způsobem. Pak šířku frekvenčního pásma  $BW$  můžeme definovat jako rozsah frekvencí, pro které je splněna podmínka  $S_{11} < -10\text{dB}$ . Pro charakteristiku  $S_{11}$  parametru (Obrázek 5), kde pracovní kmitočet  $f_0 = 2,894\text{GHz}$  se jedná o frekvence od  $f_D = 2,802\text{GHz}$  do  $f_H = 2,994\text{GHz}$ . Hodnota šířky frekvenčního pásma (Obrázek 5)  $BW = 192\text{MHz}(6,6\%)$ :

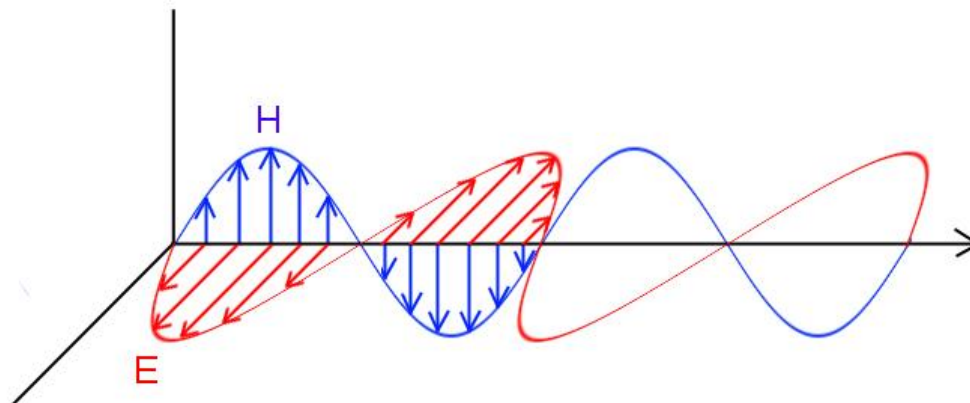
$$BW = f_H - f_D, \quad (1.26)$$

$$BW[\%] = \frac{f_H - f_D}{f_0} \cdot 100, \quad (1.27)$$

### 1.2.8 Lineární polarizace

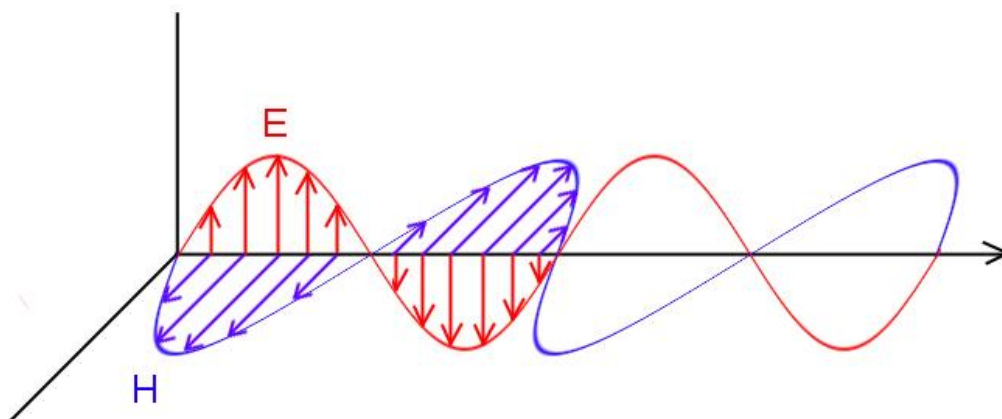
Lineární polarizace můžeme rozdělit na polarizace horizontální a polarizace vertikální. Polarizace nám udává to, jak je natočena elektrická a magnetická intenzita vůči zemi. Polarizace je důležitá z důvodu zisku antény. Pokud budeme mít vysílací anténu v horizontální polarizaci a přijímací anténu ve vertikální polarizaci (nebo naopak), sníží se systémový zisk soustavy. Můžeme si to zjednodušeně představit tak, že při stejné polarizace se složky intenzity elektrického i magnetického pole budou překrývat po celé délce. Polarizaci můžeme změnit natočením antény o  $\pm 90^\circ$ .

Horizontální polarizace je polarizace, u níž je složka intenzity elektrického pole natočena vodorovně vůči zemi (Obrázek 6).



Obrázek 6 - Horizontální polarizace

Vertikální polarizace je polarizace, u níž je složka intenzity magnetického pole natočena vodorovně vůči zemi (Obrázek 7).



Obrázek 7 - Vertikální polarizace

### 1.3 Charakteristiky antény

#### 1.3.1 Směrová vyzařovací charakteristika

Směrová vyzařovací charakteristika udává rozložení vysílané energie do prostoru kolem antény. Anténa je reciproký obvod, tedy má stejnou charakteristiku pro vysílání, i pro příjem.

V dostatečné vzdálenosti od každého vyzařujícího objektu konečných rozměrů, lze vyzařovanou vlnu považovat za kulovou (1.1.4): [2]

$$E_{\phi} = E_{\phi 0} \cdot \frac{e^{-jk.R}}{kR} \cdot f_{\phi}(\phi, \theta) \quad (1.28)$$

$$E_{\theta} = E_{\theta 0} \cdot \frac{e^{-jk.R}}{kR} \cdot f_{\theta}(\phi, \theta) \quad (1.29)$$

$$H_{\phi} = H_{\phi 0} \cdot \frac{e^{-jk.R}}{kR} \cdot f_{\phi}(\phi, \theta) \quad (1.30)$$

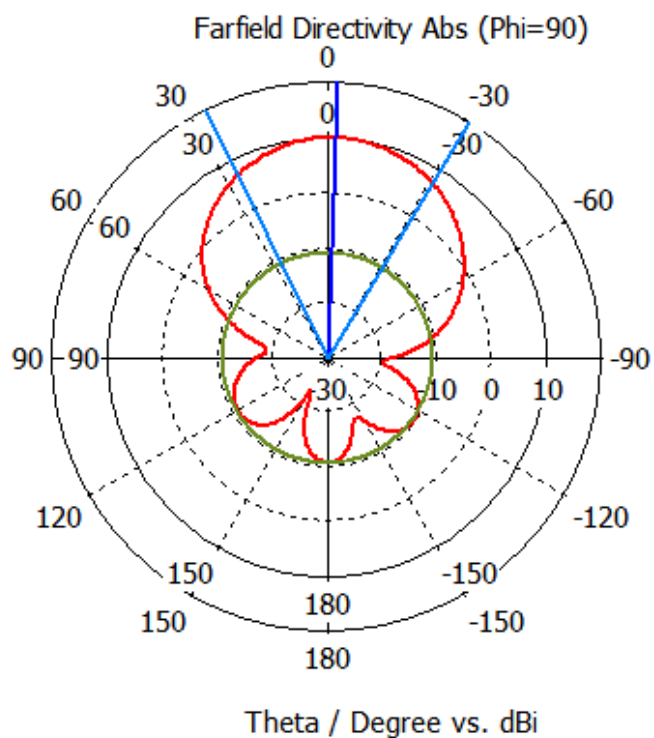
$$H_{\theta} = H_{\theta 0} \cdot \frac{e^{-jk.R}}{kR} \cdot f_{\theta}(\phi, \theta) \quad (1.31)$$

Funkce  $f_{\phi, \theta}(\phi, \theta)$  jsou nenulové reálné funkce, které nejsou konstantní, takže  $|f_{\phi, \theta}(\phi, \theta)|$  mají svá maxima. Pokud tuto funkci normujeme, potom bude její maximum rovno 1. [2]

$$f(\phi, \theta) \equiv \frac{f_{\phi}(\phi, \theta)}{\max|f_{\phi}(\phi, \theta)|} \quad (1.32)$$

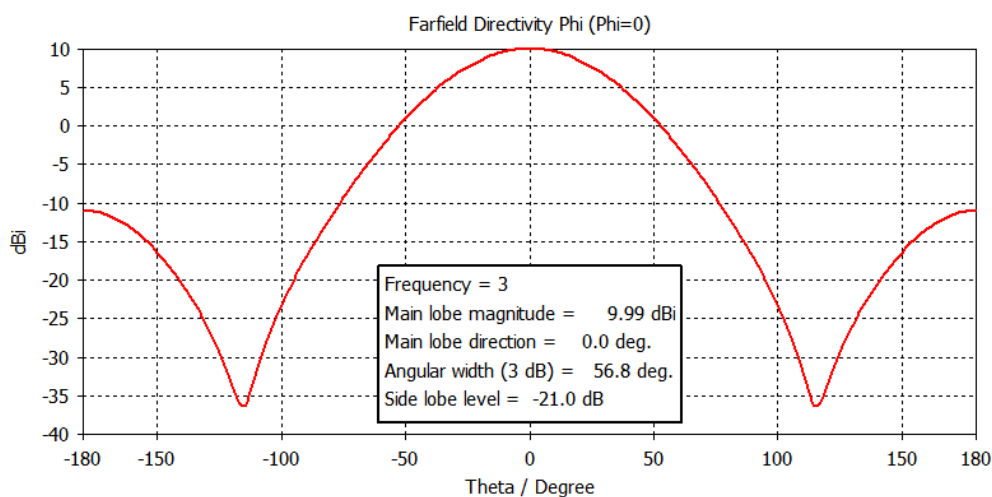
Tuto funkci pak nazýváme jako řez napěťovou směrovou charakteristikou v rovině  $\phi$  (1.32). Podobně je tomu i pro druhou polarizaci. Řez výkonové směrové charakteristiky v rovině  $\phi$  je pak kvadrátem této funkce (1.33): [2]

$$|f(\phi, \theta)|^2 \equiv \left| \frac{f_{\phi}(\phi, \theta)}{\max|f_{\phi}(\phi, \theta)|} \right|^2 \quad (1.33)$$

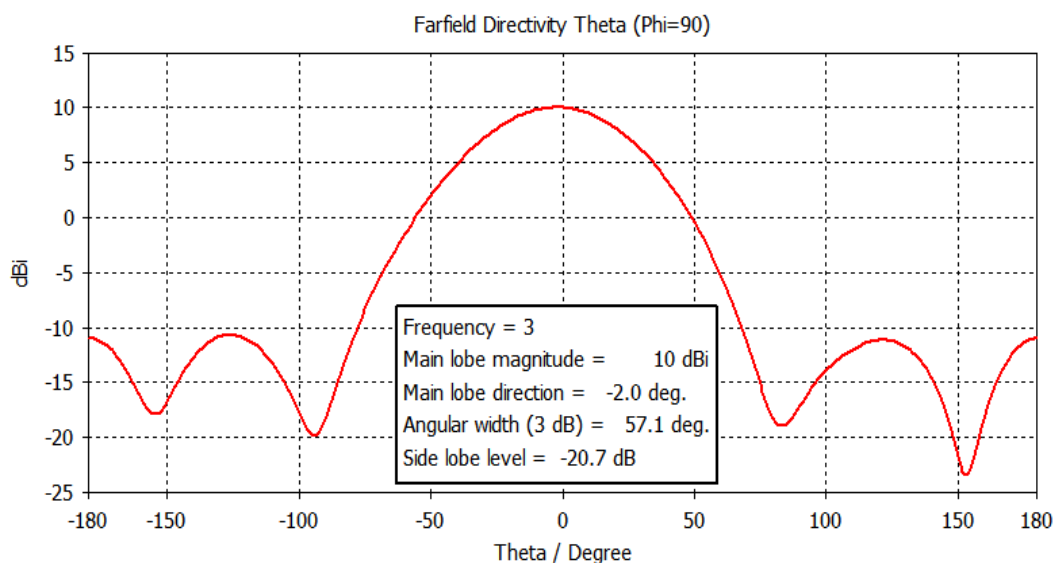


Obrázek 8 - Obecná výkonová směrová anténní charakteristika, polární zobrazení

Výkonové směrové charakteristiky lze zobrazit mnoha způsoby. Názornější zobrazení získáme, pokud si charakteristiky zobrazíme v zobrazení dvou různých řezů skrze maximum  $|f(\phi, \theta)|^2$ . Řezy provedeme z pozice  $\phi = 0^\circ$  a  $90^\circ$ . [2]



Obrázek 9 - Vertikální řez maximem obecné výkonové směrové charakteristiky v rovině  $\phi = 0^\circ$ .



Obrázek 10 - Vertikální řez maximem obecné výkonové směrové charakteristiky v rovině  $\phi = 90^\circ$

### 1.3.2 Zisk antény

Zisk antény je definován jako poměr hustoty vyzařovaného výkonu  $S_{max}$  v maximu charakteristiky k hustotě, kterou by na stejném místě vytvořil izotropní zářič, napájený stejným výkonem  $P_{celk}$  jako zářič neizotropní: [2]

$$S_{izotrop}(R) = \frac{P_{celk}}{4\pi R^2} \quad (1.34)$$

kde  $P_{celk}$  – je celkový výkon,

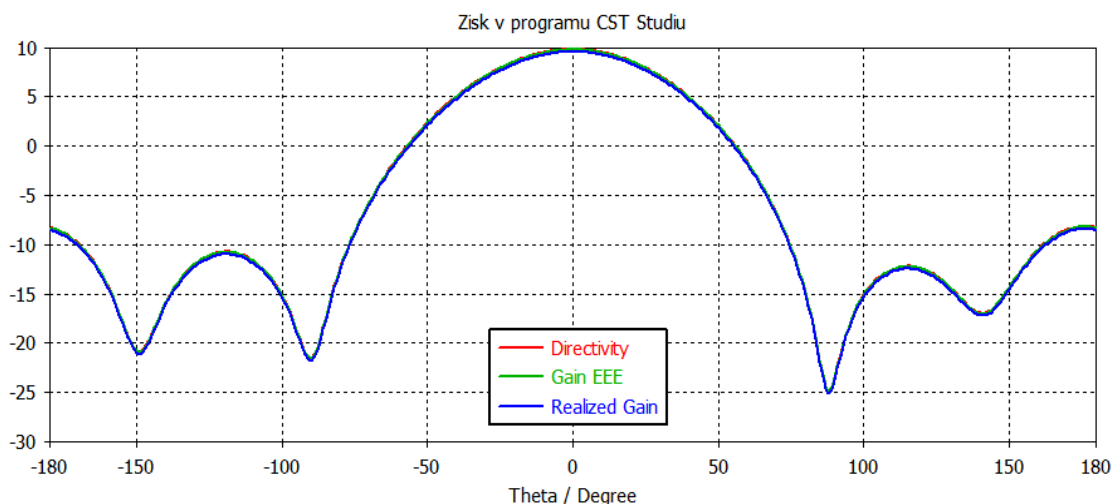
$4\pi R^2$  – je plocha koule.

$$G = \frac{S_{max}}{S_{izotrop}} = \frac{4\pi}{\int_{\phi=0}^{2\pi} \left| \int_{\theta=-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} |f(\phi, \theta)|^2 \cos\theta d\theta \right| d\phi} \quad (1.35)$$

Zisk nezávisí na  $R$ , závisí jen na směrových vlastnostech antény  $|f(\phi, \theta)|^2$ . Pro výpočet hustoty vyzařovaného výkonu v kterémkoli bodě prostoru  $(R, \phi, \theta)$  potřebujeme tedy znát pouze celkový vyzařovaný výkon  $P_{celk}$  a charakteristiku antény  $f(\phi, \theta)$  pro příslušnou polarizaci. [2]

### 1.3.3 Zisk antény v programu CST Studio

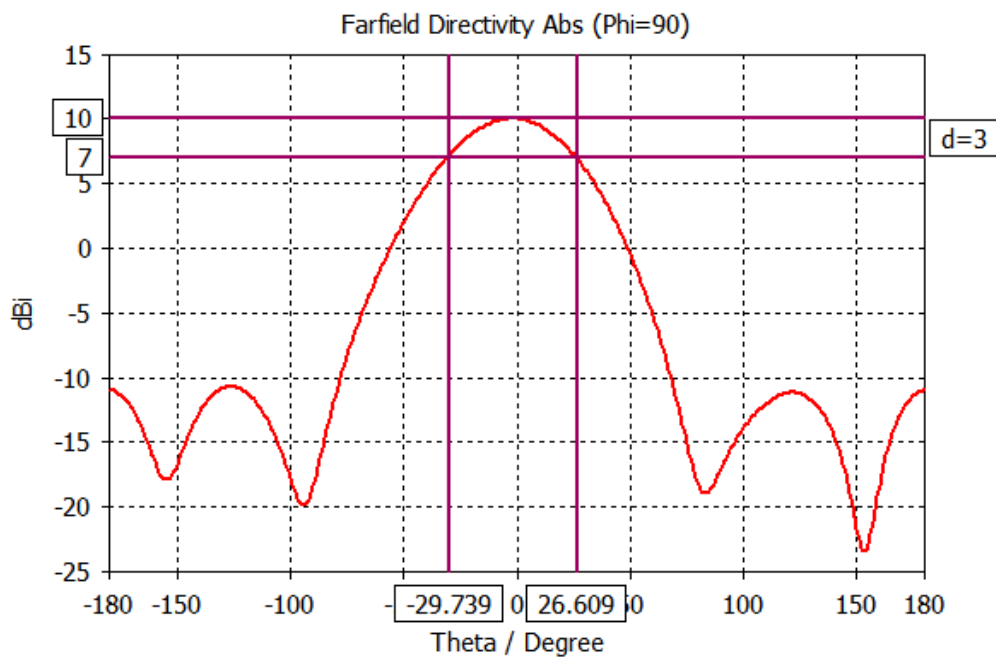
Zisk antény  $G$  je definován jako maximální hodnota směrové charakteristiky. Program CST Studio nabízí 3 druhy zobrazení směrových charakteristik, ze kterých je možné zisk odečíst (Obrázek 11). Z charakteristiky Realized gain (Skutečný zisk) lze určit zisk, do kterého jsou započítány odrazy mezi koaxiálním kabelem a anténou i ztráty v samotné anténě. Z charakteristiky Gain EEE (Zisk včetně ztrát v anténě) lze určit zisk do kterého jsou započítány pouze ztráty v anténě. Z charakteristiky Directivity (Směrnosti) lze určit zisk, do kterého nejsou započítány ztráty z odrazů ani ztráty v anténě. Charakteristika Directivity bude tedy mít vždy větší, nebo stejné hodnoty než charakteristika Gain EEE, nebo Realized Gain. Protože jsem si při návrhu parametrického modelu Bi-Quad antény ověřil, že hodnoty charakteristik Directivity, Gain EEE a Realized Gain (Obrázek 11) lze považovat za téměř totožné (ztráty v anténě a ztráty mezi koaxiálním kabelem a anténou jsou zanedbatelné). Protože jsou simulace výpočtů v programu CST studio časově náročné, bude zisk  $G$  odečítán vždy z charakteristiky Directivity, která je pro zpracování na počítači nejméně časově náročná.



Obrázek 11 - Charakteristiky Directivity, Gain EEE a Realized Gain v programu CST Studio (zelená i červená křivka není vidět z důvodu překrytí)

### 1.3.4 Šířka hlavního laloku

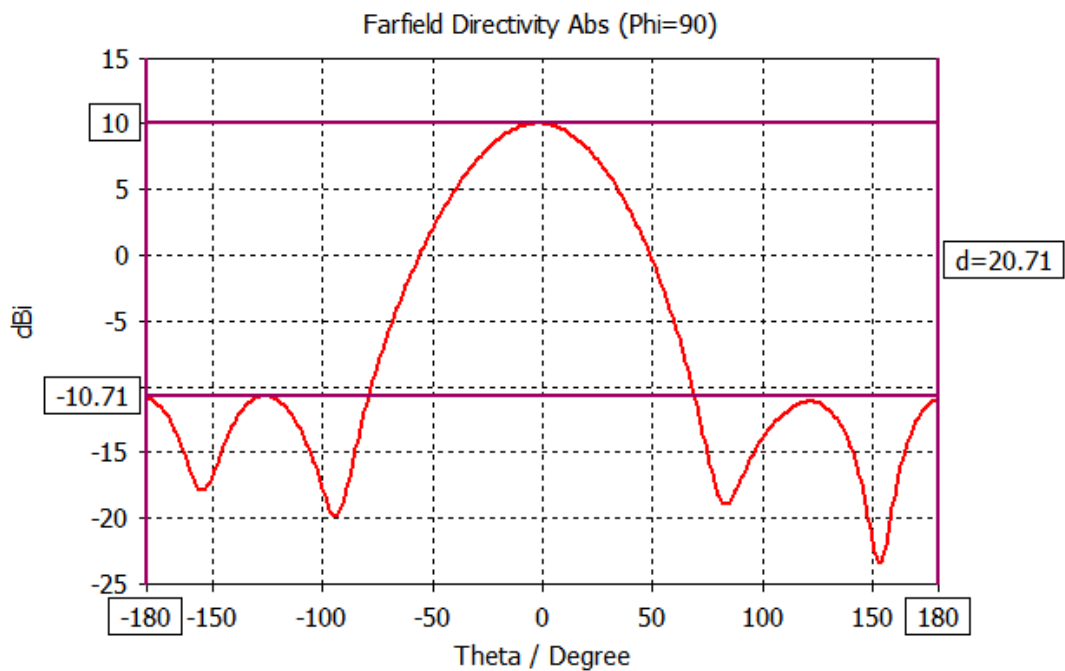
Šířka hlavního laloku  $\phi_{3dB}$  (v azimutu), nebo  $\theta_{3dB}$  (v elevaci) se udává, jako úhel ve kterém je vyzářena převážná část energie antény. Tento úhel se měří jako pokles o 3dB vůči maximu hlavního laloku výkonové charakteristiky antény. Pokles o 3dB reprezentuje pokles výkonu na polovinu. [2]



Obrázek 12 - Graf řezu výkonové vyzářovací charakteristiky v rovině  $\theta$ , kde  $\theta_{3dB}$  svírá úhel  $-29,7^\circ$  až  $26,6^\circ$

### 1.3.5 Odstup postranních laloků

Odstup postranních laloků  $L_{SL}$  je definován jako vzdálenost mezi maximem hlavního a prvním maximem postranního laloku.



Obrázek 13 - Graf řezu výkonové vyzářovací charakteristiky v rovině  $\theta$  s vyznačením odstupe postranních laloků  $L_{SL} = 20,71dB$

### 1.3.6 Efektivní plocha antény

Efektivní plocha antény  $A_{ef}$  je koeficient mezi přijatým výkonem  $P_{prij}$  (na výstupu antény) a hustotou rovinné vlny  $S_{dop}$ , dopadající na anténu ve směru maxima její výkonové charakteristiky  $|f(\phi, \theta)|^2$ . [2]

$$P_{prij} = A_{ef} \cdot S_{dop} \quad (1.36)$$

Pokud dopadá rovinná vlna pod jiným úhlem, vypočte se přijatý výkon takto:

$$P_{prij} = A_{ef} \cdot S_{dop} |f(\phi, \theta)|^2 \quad (1.37)$$

Vztah mezi efektivní plochou antény a ziskem je dán takto:

$$A_{ef} = \frac{G \cdot \lambda^2}{4\pi} \quad (1.38)$$

### 1.3.7 Vztah mezi ziskem $G$ a šířkami svazku $\phi_{3dB}$ , $\theta_{3dB}$

Pokud budeme zužovat hlavní lalok  $\phi(\theta)_{3dB}$ , bude klesat integrál výkonové charakteristiky:  $\int_{\phi=0}^{2\pi} \left| \int_{\theta=-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} |f(\phi, \theta)|^2 \cos\theta d\theta \right| d\phi$  a proto poroste zisk  $G$ . Představíme-li si pravoúhlou anténní charakteristiku, kde by nebyly žádné postranní laloky, pak by platilo: [2]

$$\begin{aligned} G &= \frac{S_{max}}{S_{izotrop}} = \frac{4\pi}{\int_{\phi=0}^{2\pi} \left| \int_{\theta=-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} |f(\phi, \theta)|^2 \cos\theta d\theta \right| d\phi} \\ &= \frac{4\pi}{\frac{\pi}{4} \cdot \phi_{3dB} \cdot \theta_{3dB}} \end{aligned} \quad (1.39)$$

Ve skutečnosti je ale část výkonu vyzářena do postranních laloků  $L_n$ , takže  $S_{max}$  i zisk antény  $G$  jsou nižší. Kolikrát je zisk antény nižší vyjadřuje tzv. ztráta vyzářováním do



postranních laloků  $L_n$ . U dobrých antén s úzkým svazkem bývá  $L_n$  v rozmezí 1.2 až 1.7 (v logaritmické míře 1 až 2dB) [2]

$$G = \frac{4\pi}{\frac{\pi}{4} \cdot \phi_{3dB} \cdot \theta_{3dB} \cdot L_n} \quad (1.40)$$

### 1.3.8 Vztah mezi šířkou svazku $\phi(\theta)_{3dB}$ a rozměrem antény

Předpokládejme, že anténa má rozměr  $D$  a pole je rovnoměrně rozloženo na její apertuře. Z definice je: [2]

$$E(\phi_{3dB}) = 0,71E_{max} \rightarrow \phi_{3dB} \cong 0,83 \frac{\lambda}{D} \quad (1.41)$$

Protože obvykle není ozáření antény rovnoměrné, je efektivní šířka antény trochu menší než  $D_\phi$  a šířka svazku  $\phi_{3dB}$  se tím zvětší. Pak se uvádějí vztahy: [2]

$$\phi_{3dB}[deg] \cong \frac{K \cdot \lambda}{D_\phi} \quad (1.42)$$

kde  $K$  – je 60 až 65.

$$\phi_{3dB}[rad] \cong \frac{\lambda}{D} \quad (1.43)$$

## 2 Rozbor vlastností antény typu Bi-Quad se zemní rovinou

### 2.1 Zařazení

Antény typu Bi-Quad patří do skupiny drátových antén. Charakterizovat je můžeme jako antény, jejichž délka vodiče je podstatně větší, než průřez vodiče. [5]

Drátové antény můžeme dále rozdělit podle tvaru vodiče, kterým jsou tvořeny:

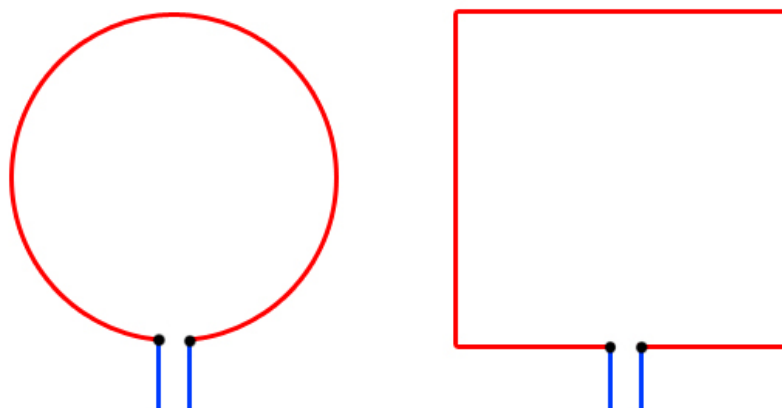
- Přímým vodičem
- Vodičem ve tvaru šroubovice
- Vodičem ve tvaru smyčky

Smyčkové antény můžeme dále rozdělit podle počtu závitů smyčky:

- Smyčkové antény jednozávitové
- Smyčkové antény vícezávitové

Další rozdělení pak může být podle tvaru smyčky na dva základní typy (Obrázek 14):

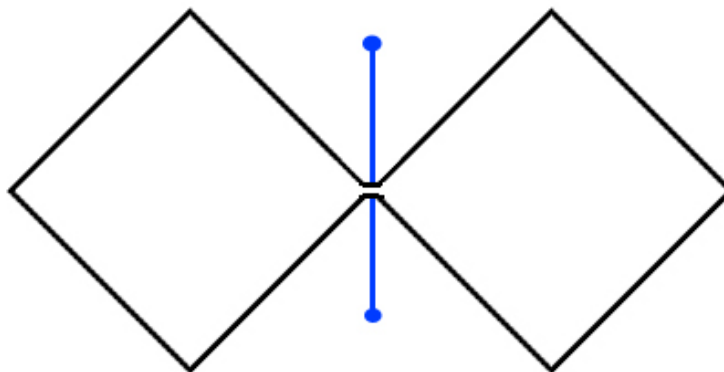
- Smyčkové antény kruhové
- Smyčkové antény pravoúhlé



Obrázek 14 - Základní rozdělení smyčkových antén

## 2.2 Základní popis

Jak už vyplývá ze samotného názvu Bi-Quad (dva-čtverce), jedná se tedy o pravoúhlou, jedno-závitovou smyčkovou anténu, tvořenou dvěma smyčkami (křídly) ve tvaru čtverce. Někdy se smyčková anténa označuje jako magnetický dipól, protože vodič je ve tvaru uzavřené křivky, tedy reaguje na magnetickou složku pole (Obrázek 15).



Obrázek 15 - Základní zobrazení Bi-Quad antény napájené z vrcholů stran

## 2.3 Vliv délky vodiče na rezonanční kmitočet antény

Délka vodiče křídla Bi-Quad antény se určuje podle rezonančního kmitočtu. Aby Bi-Quad anténa rezonovala na požadované frekvenci  $f$ , musí být délka vodiče každého křídla rovna vlnové délce  $\lambda$ . Vlnová délka je dána vztahem:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.1)$$

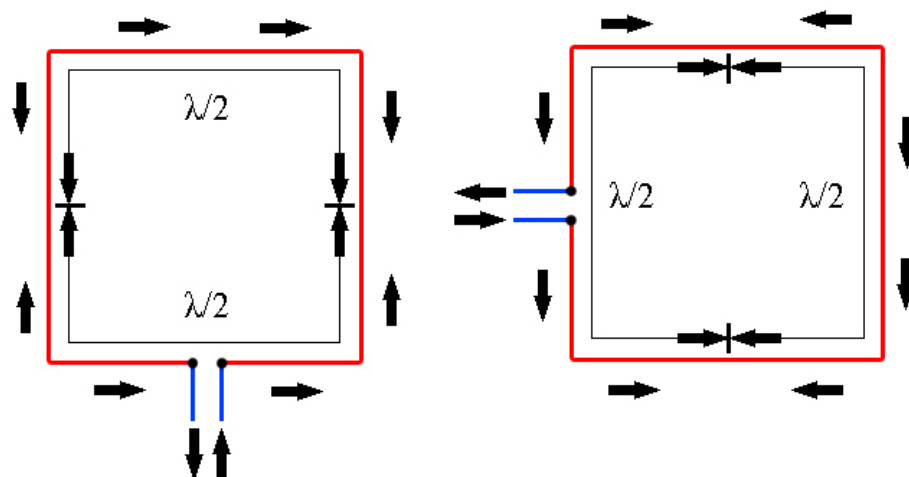
kde  $c$  – je rychlost světla, která je přibližně  $c = 3,10^8 \text{ms}^{-2}$ ,

$f$  – je frekvence.

## 2.4 Způsoby napájení

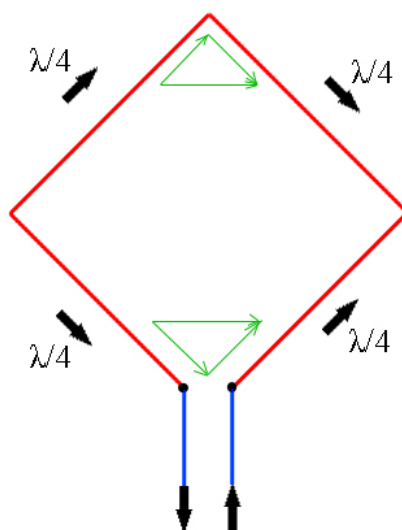
Anténa je napájena středy čtvercových stran, nebo z jejich vrcholů (Obrázek 16, Obrázek 17). Pokud budeme křídlo Bi-Quad antény napájet ze středu jedné ze stran, bude v okolí rezonančního kmitočtu rozložení proudu podél všech 4 stran takové, že pouze na dvou protilehlých stranách existují proudy ve fázi (Obrázek 16). Takže se vytváří dvouprvková

řada zářičů, jejichž délka je  $\lambda/4$  a jsou od sebe vzdáleny též  $\lambda/4$ . Na bočních stranách tečou vf proudy v protifázi a jejich vyzařovací účinek se ruší. V místě napájení a v protilehlém vodiči existují maxima proudu a minima napětí. [5]



**Obrázek 16 - Napájení křídla Bi-Quad antény ze středu strany, kde šipky zobrazují směr tekoucích proudů při rezonanci (vodič je zobrazen červeně).**

Bi-Quad anténu lze také napájet z vrcholu čtvercových stran. Rozložení proudu je pak stejné jako při napájení uprostřed jedné ze stran čtverce. Rozdíl je v tom, že soufázové proudy v místě napájení a v protilehlém vrcholu se vektorově sčítají. (Obrázek 17 – zelené šipky) a vytváří se tak fiktivní soufázové, paralelně orientované proudy, které opět tvoří dvojici prvků s příčným vyzařováním. Napájení z vrcholu pak umožňuje uspořádat dvě (nebo více) křídel nad sebou a vytvořit tak více prvkovou řadu. [5]



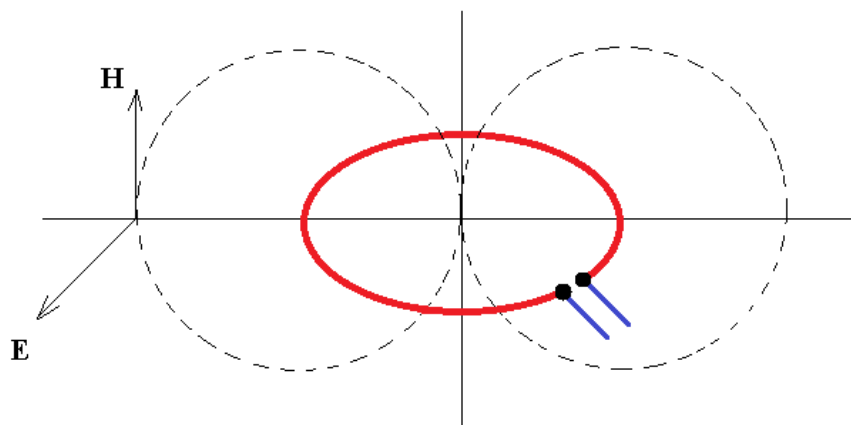
Obrázek 17 - Napájení křídla Bi-Quad antény z rohu strany, kde černé šipky zobrazují směr tekoucích proudů při rezonanci.

## 2.5 Polarizace

Napájení Bi-Quad antény nám určuje rozložení intenzity elektrického a magnetického pole  $\mathbf{E}$  a  $\mathbf{H}$  (Obrázek 18), které nám určuje polarizaci (1.2.8). Pokud zvolíme umístěním napájení ze spodu křídla, jedná se o horizontální polarizaci (Obrázek 16 – vlevo). Jestliže křídlo napájíme ze strany, jedná se o polarizaci vertikální (Obrázek 16 – vpravo). [5]

## 2.6 Vliv průměru vodiče křídla

Určení optimálního průměru křídla Bi-Quad antény vychází ze samotné definice smyčkové antény, která říká, že délka vodiče křídla antény má být podstatně delší, než tloušťka vodiče. Z odborné literatury ([5] **PROCHÁZKA, Miroslav. Antény: encyklopedická příručka.**) se doporučuje tloušťka vodiče  $D = 0,01\lambda$ . Podle H. Hertze, který při této hodnotě prováděl výzkum šíření elektromagnetických vln zjistil, že se smyčková anténa s konstantním rozložením proudu podél vodiče, s jedním závitem chová jako dipólová anténa, orientovaná kolmo k rovině smyčky, jejíž vektory  $\mathbf{E}$  a  $\mathbf{H}$  jsou zaměněny (Obrázek 18). [5]



Obrázek 18 - Rozložení elektrického a magnetického pole u smyčkové antény

U volby průměru vodiče křídla Bi-Quad antény je také důležité, aby byl podobného průměru jako vnitřní průměr koaxiálního kabelu, ke kterému bude křídlo připojeno. Kdyby byl rozdíl příliš velký, mohlo by docházet k odrazům.

## 2.7 Vliv vzdálenosti křídla Bi-Quad antény od zemní roviny

Pokud chceme, aby Bi-Quad anténa vyzařovala pouze na jednu stranu, použijeme zemní rovinu, která vlny jdoucích z antény na opačnou stranu odrazí zpět. Pokud je vzdálenost zemní roviny od antény zvolena správně, zvětší se i zisk antény. Ideální vzdálenost zemní roviny od antény je taková, aby se odražené vlny od zemní roviny s vlnami jdoucími z antény sčítaly ve fázi. A zároveň, aby se od odrazné roviny odrazilo co největší množství vln. Pokud by byla vzdálenost antény od zemní roviny zvolena špatně, vlny odražené od zemní roviny by se s vlnami jdoucí z antény sčítaly v protifázi, to by pak mělo za následek pokles zisku. Vzdálenost zemní roviny, ale změní impedanci antény jako celku. V odborné literatuře ([5] **PROCHÁZKA, Miroslav**. *Antény: encyklopedická příručka*.) se uvádí jako vhodná vzdálenost od zemní roviny  $d_r = 0,12\lambda$ , kdy je dosaženo maximálního zisku antény  $G$ . Dále je uváděna jako vhodná vzdálenost od zemní roviny  $d_r = 0,13\lambda$ , při které je sice zisk antény  $G$  menší o zhruba 0,5dB, ale vstupní odpor se blíží hodnotě vlnového odporu kabelu. Tyto hodnoty jsou však pouze orientační. Obecně se doporučuje volit hodnotu vzdálenosti zemní roviny od antény v rozmezí  $d_r = 0,08\lambda$  až  $0,2\lambda$ . [5]

## 2.8 Výhody, nevýhody a využití Bi-Quad antény

Ze vztahu (2.1) vyplývá na jakých frekvencích je vhodné užití Bi-Quad antény. Jak je vidět v (Tabulka 1). Pro nízké frekvence by musel být vodič smyčky extrémně dlouhý, což by bylo nepraktické, drahé a konstrukčně náročné. Ideální frekvence pro smyčkové antény jsou tedy v řádu stovek MHz až jednotek GHz.

Tabulka 1 - Zobrazení závislosti vlnové délky  $\lambda$  na frekvenci  $f$

$f$	$\lambda$
100kHz	3000m
1MHz	100m
100MHz	3m
1GHz	0,3m
100GHz	3mm

### 3 Návrh konstrukčního řešení pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou

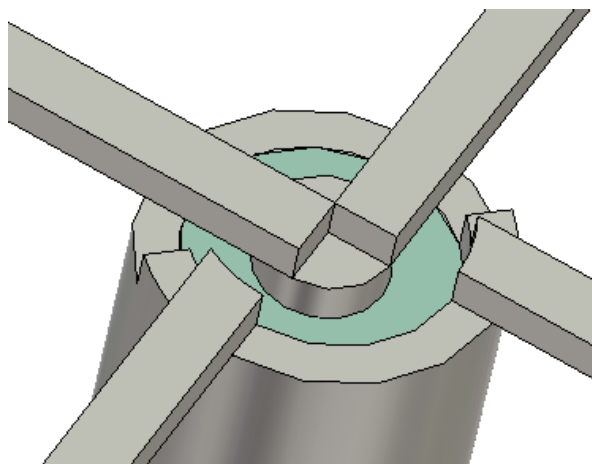
#### 3.1 Návrh konstrukce

Při návrhu Bi-Quad antény se zemní rovinou byly vytvořeny dva modely s různou konstrukcí. Z hlediska vyhovující funkce antény, byly u konstrukce zvoleny tyto hlavní požadavky:

- Vhodné napojení koaxiálního kabelu a antény, u kterého bude vznik odrazů minimální
- Udržení konstantní vzdálenosti antény od zemní roviny po celé její ploše
- Konstrukční pevnost antény jako celku

#### 3.2 Konstrukční návrh prvního modelu

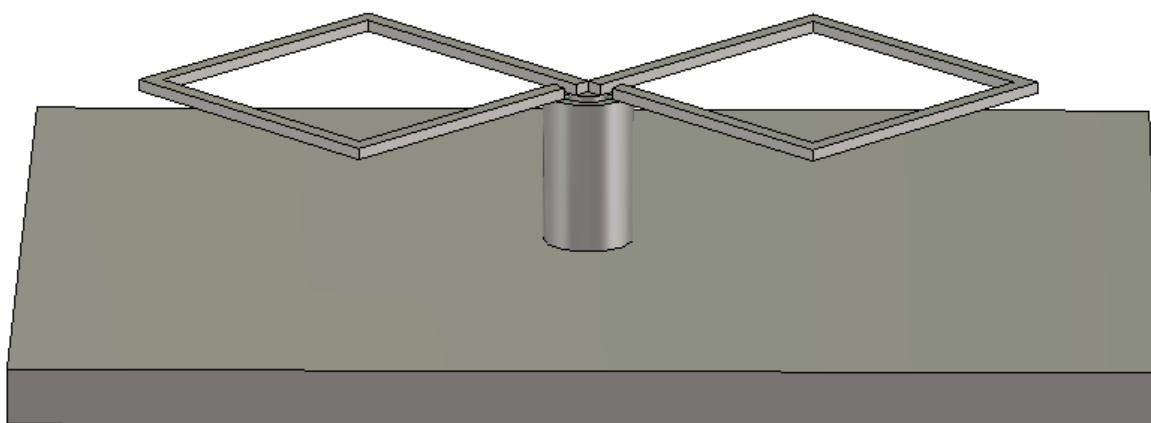
První model je navržen vyřezáním tvaru antény do tenkého plátu plechu. Koaxiální vodič by se částečně seřízl a připájel ke středu antény (Obrázek 19).



Obrázek 19 - Model 1: Detail napojení koaxiálního kabelu a Bi-Quad antény

Tento koaxiální vodič pak zároveň slouží jako sloupek, který drží anténu v požadované vzdálenosti od zemní roviny. Případně by byly přidány další distanční sloupky. Druhý konec koaxiálního kabelu je vsunut do středu zemní roviny, kde je připájen (Obrázek 20).

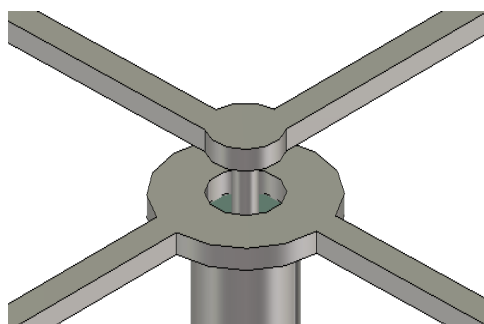




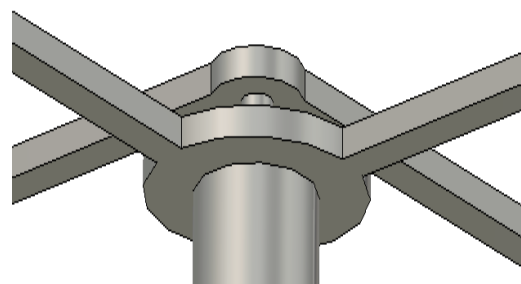
Obrázek 20 - Model 1: Konstrukční návrh modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou

### 3.3 Konstrukční návrh druhého modelu

Model 2 je konstrukčně řešen vyleptáním tvaru antény na dvouvrstvou desku plošných spojů (2DPS). Uprostřed 2DPS je vyvrtána díra, skrze kterou je prostrčen a připájen vnitřní vodič koaxiálního kabelu k horní měděné vrstvě 2DPS (Obrázek 21). Spodní měděná vrstva 2DPS má ve svém středu kruh mědi s výřezem. K němu je připájen vnější vodič koaxiálního kabelu (Obrázek 22).

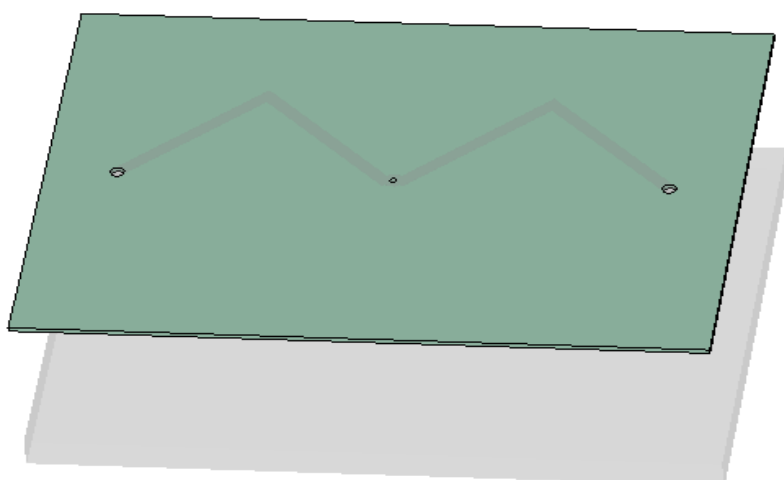


Obrázek 21 - Model 2: Detail napojení vnitřního vodiče koaxiálního kabelu a horní měděné vrstvy 2DPS (dielektrická vrstva 2DPS je skrytá)

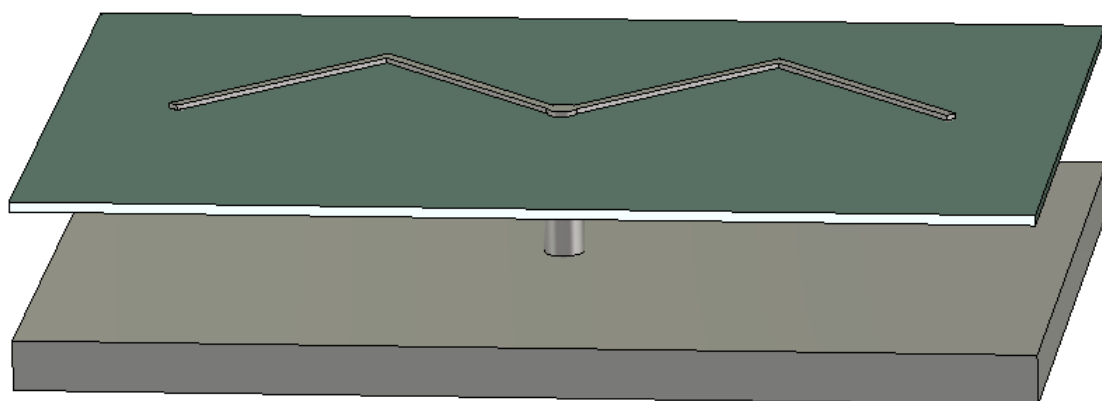


Obrázek 22 - Model 2: Detail napojení vnějšího vodiče koaxiálního kabelu a spodní měděné vrstvy 2DPS (dielektrická vrstva 2DPS je skrytá)

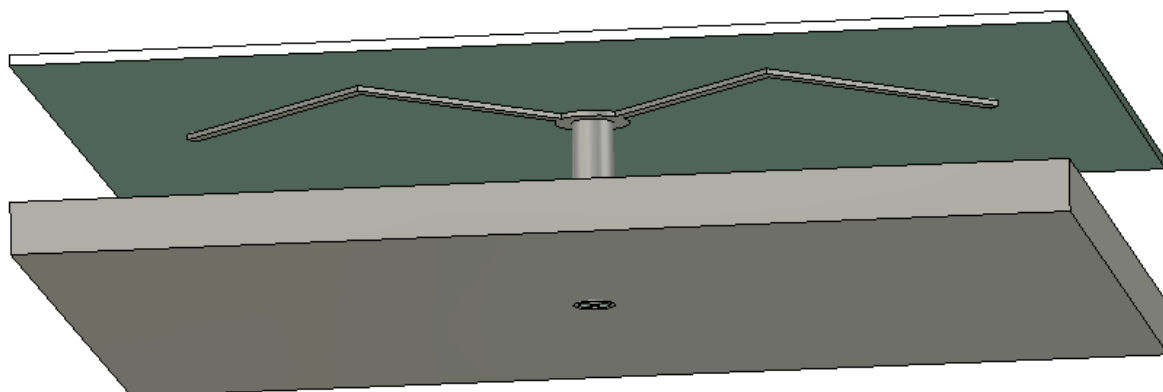
Na konci každého křídla antény jsou umístěny prokovy (Obrázek 23), které spojují horní a dolní měděnou vrstvu 2DPS.



**Obrázek 23 - Model 2: Detail zobrazení místa prokovů na konci každého křídla antény a místa pro vnitřní vodič koaxiálního kabelu ve středu 2DPS**



**Obrázek 24 - Model 2: Konstrukční návrh modelu Bi-Quad antény (pohled shora)**



**Obrázek 25 - Model 2: Konstrukční návrh modelu Bi-Quad antény (pohled ze spodu)**

### 3.4 Porovnání a výběr vhodnějšího modelu

Na základě konstrukčních návrhů modelu 1 a modelu 2 v programu CST Studio byly zváženy výhody i nevýhody obou návrhů a pro další práci byla zvolena konstrukce z modelu 2. Hlavní důvod zvolení konstrukce podle modelu 2 byl, že je oproti modelu 1 konstrukčně pevný, 2DPS zaručuje, že vzdálenost antény bude konstantní po celé její ploše s velkou přesností. Model 2 byl vybrán také proto, že při nařezávání koaxiálního kabelu, které by se muselo udělat ručně, by nikdy nebylo dosaženo požadované přesnosti a jeho ostré hrany by pak mohly způsobit odrazy a zhoršovat tak vlastnosti antény. Napájení antény je zvoleno ze strany křídel Bi-Quad antény ve směru vysílání, jedná se tedy o Bi-Quad anténu ve vertikální polarizaci.

## 4 Návrh parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou

### 4.1 Popis modelu

Nyní bude vytvořen parametrický model, na jehož základě bude zjištěna závislost zisku antény  $G$  a šířky frekvenčního pásma  $BW$  na geometrii Bi-Quad antény se zemní rovinou. Protože v dalším bodě zadání diplomové práce je návrh optimálního modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet 3GHz, bude i tento parametrický model navržen pro tento pracovní kmitočet. Z návrhu parametrického modelu se pak bude dále vycházet. Návrh modelu bude probíhat na základě poznatků, které byly uvedeny v předchozích kapitolách.

### 4.2 Délka obvodu vnější strany křídla

Délka obvodu vnějších stran křídla Bi-Quad antény je dána pracovním kmitočtem. Pro zadaný pracovní kmitočet  $f = 3GHz$  platí:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2,997 \cdot 10^8}{3 \cdot 10^9} = 99\text{mm} \quad (4.1)$$

kde  $c$  – je rychlost světla (z definice:  $2,997 \cdot 10^8 \text{ms}^{-2}$ ).

Obvod vnějších stran křídla antény je  $\lambda = 99\text{mm}$ . Protože každé křídlo bude mít 1 prokov o délce dielektrika 2DPS a zároveň bude napojeno na prodloužený vnitřní vodič koaxiálního kabelu, který bude také o délce dielektrika 2DPS, jsou i tyto malé hodnoty

brány v úvahu. Celková délka těchto tří částí závisí na výběru 2DPS, je odhadnuta přibližně na  $D_{pro} = 2mm$  a je zavedena do výpočtu:

$$\lambda_n = \frac{c}{f} - D_{pro} = \frac{2,997 \cdot 10^8}{3 \cdot 10^9} - 2mm = 97mm \quad (4.2)$$

Potom bude délka každé vnější strany křídla antény  $ant_{out}$  dána vztahem:

$$ant_{out} = \frac{\lambda_n}{4} = \frac{97}{4} = 24,2mm \approx 24mm \quad (4.3)$$

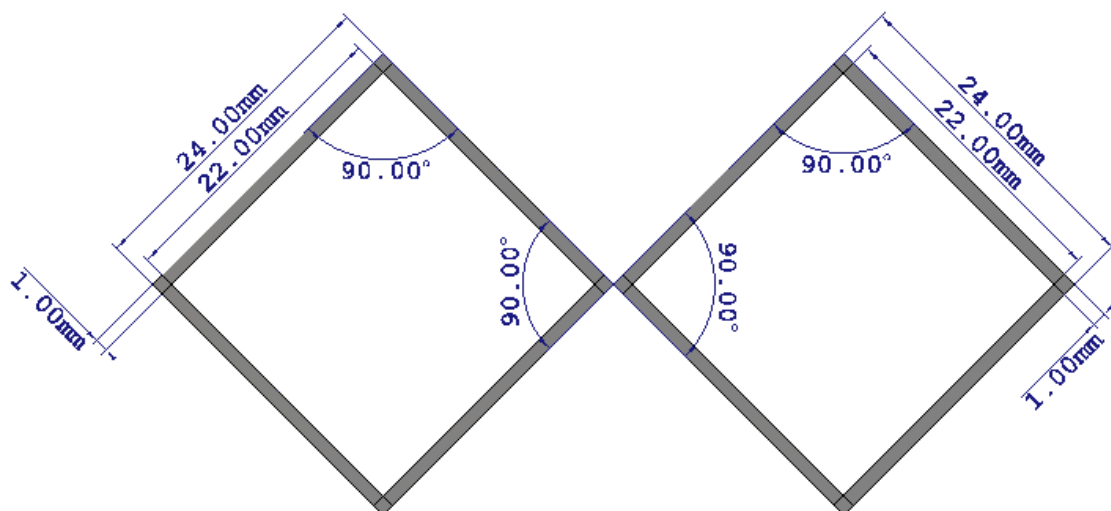
Pro délku vnitřní strany křídla antény  $ant_{in}$  platí vztah:

$$ant_{in} = ant_{out} - (2 \cdot ant_{wi}) \quad (4.4)$$

kde  $ant_{wi}$  – je šířka antény.

### 4.3 Šířka křídla antény

Šířka křídla antény  $ant_{wi}$  je vybrána na základě poznatků z kapitoly 2. Jako doporučená šířka křídla antény je hodnota  $ant_{wi} = 0,01\lambda$ . Po zaokrouhlení byla šířka křídla antény zvolena  $ant_{wi} = 1mm$ .



Obrázek 26 - Navržené rozměry parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou

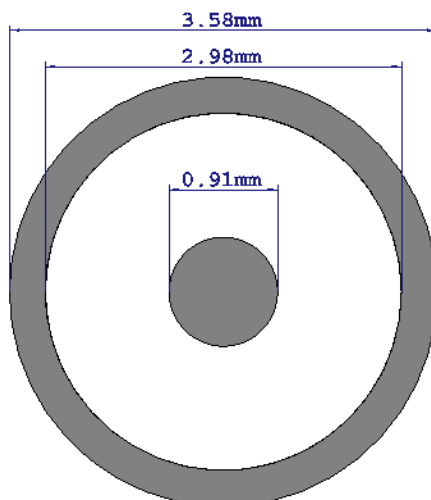
#### 4.4 Výběr vhodného koaxiálního kabelu

Koaxiální kabel byl vybrán z katalogu ze stránek firmy [www.jyebao.cz](http://www.jyebao.cz). Při výběru bylo dbáno na to, aby jeho vnitřní vodič měl průměr přibližně stejný jako tloušťka antény. Dále bylo potřeba, aby celý koaxiální kabel měl dostatečný průměr, při kterém by nedocházelo k jeho deformaci. Zároveň nesměl být jeho průměr příliš velký, aby nedocházelo k odrazům.

Tabulka 2 – Výběr koaxiálního kabelu pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou

Typové označení	Vnitřní vodič (průměr [mm])	Dielektrikum (průměr [mm])	Vnější vodič (průměr [mm])
0.085CU-W-P-50	0,51	1,66	2,16
.141CU-W-P-50	0,91	2,98	3,58
.250CU-C-P-50	1,66	5,31	6,35

Byl vybrán koaxiální kabel s typovým označením: .141CU-W-P-50, jehož dielektrikum je tvořeno z teflonu o permitivitě  $\varepsilon = 2,1$ . Impedanční přizpůsobením tohoto koaxiálního kabelu je  $Z_0 = 50 \pm 1,5\Omega$ .



Obrázek 27 - Rozměry zvoleného koaxiálního kabelu pro parametrický model Bi-Quad antény

#### 4.5 Výběr vhodné 2DPS

Vhodná 2DPS pro vyleptání motivu křídel Bi-Quad antény byla vybrána ze stránek firmy [www.pragoboard.cz](http://www.pragoboard.cz). Substrát Isola IS400 se vyznačuje podstatně horšími parametry, než Rogers RO4350B a Taconic TLY-3F, jedná se však o cenově dostupnější materiál. Taconic dosahuje nejnižších hodnot relativní permitivity  $\epsilon_r$  a ztrátového činitele  $tg \delta$ , ale použití tohoto materiálu je velice nákladné. Proto byl zvolen materiál Rogers RO4350B, který má vyhovující parametry (Tabulka 3), ale není tak nákladný jako Taconic. Materiál Rogers RO4350B je vysokofrekvenční, na bázi hydrokarbon/keramického laminátu s permitivitou  $\epsilon_r = 3,48$ . Vyznačuje se téměř konstantní hodnotou  $\epsilon_r$  ve frekvenčním pásmu 2,5 – 10 GHz. A velmi nízkou hodnotou ztrátového činitele  $tg \delta$ . Tento materiál se využívá pro výrobu citlivých zařízení (antény, družicové vysílání).

Tabulka 3 - Porovnání parametrů mikrovlnných substrátů

Substrát	$\epsilon_r$ (Dk) @ 3GHz	$tg \delta$ (Df) @ 3GHz
Isola IS400	4.46	0.0172
Rogers RO4350B	3.66	0.0031
Taconic TLY-3F	2.34	0.0006

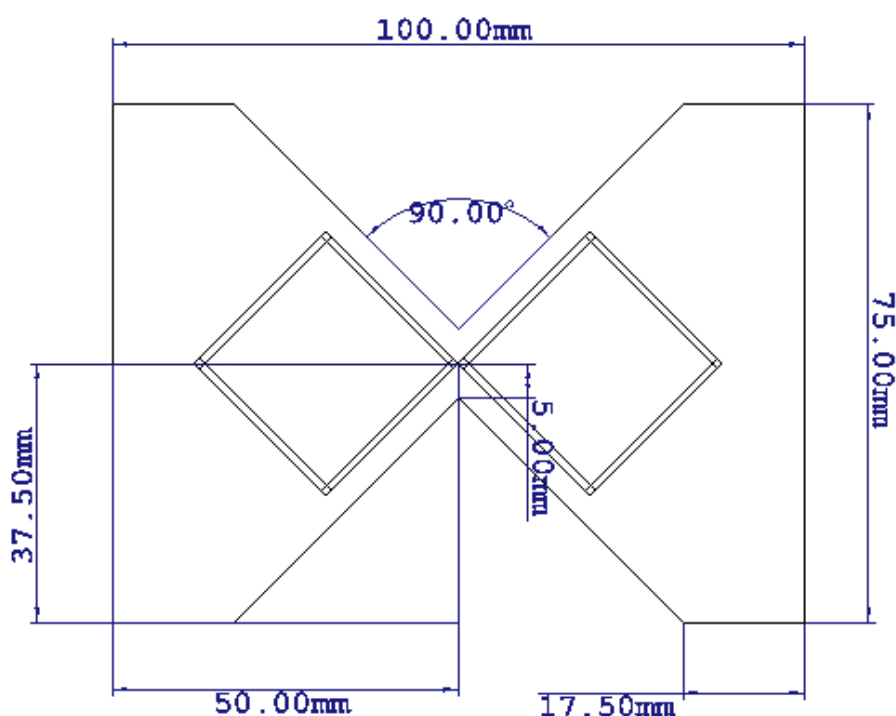
Tloušťka substrátu  $d_{el_{th}}$  byla zvolena tak, aby měl substrát co nejmenší tloušťku, ale zároveň dostatečnou mechanickou pevnost. Na základě těchto parametrů byla vybrána 2DPS s tloušťkou mědi na horní a dolní straně  $18\mu m$  s tloušťkou substrátu  $Diel_{th} = 0,762mm$  (Tabulka 4).

Tabulka 4 - Výběr 2DPS pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou

Materiál Rogers RO4350B [mm]	Tloušťka Cu [ $\mu\text{m}$ ]	Tloušťka Cu [ $\mu\text{m}$ ]
0,1	-	35/35
0,168	18/18	35/35
0,25	18/18	35/35
0,508	18/18	35/35
0,762	18/18	35/35
1,524	18/18	35/35

### Frézování 2DPS desky

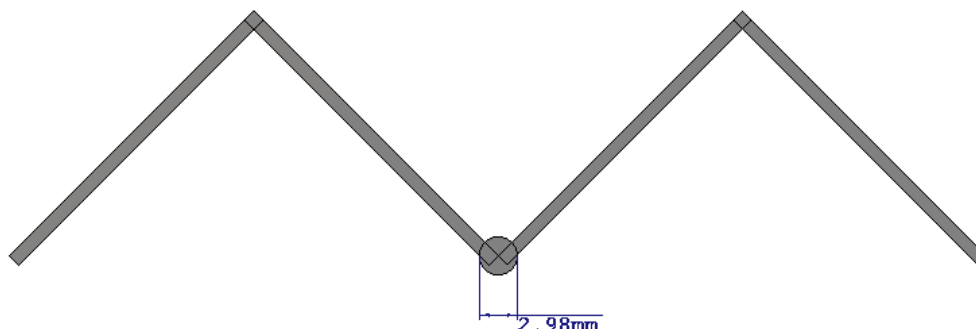
Z důvodu přístupu pro připájení Bi-Quad antény a koaxiálního kabelu, byly vytvořeny dva řezy ve tvaru čtverce natočeného o  $45^\circ$  z obou stran desky (Obrázek 28).



Obrázek 28 - Zvolený rozměr 2DPS desky a jejích řezů pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou

### 4.6 Propojení křídel s horní měděnou vrstvou 2DPS a vnitřním vodičem koaxiálního kabelu

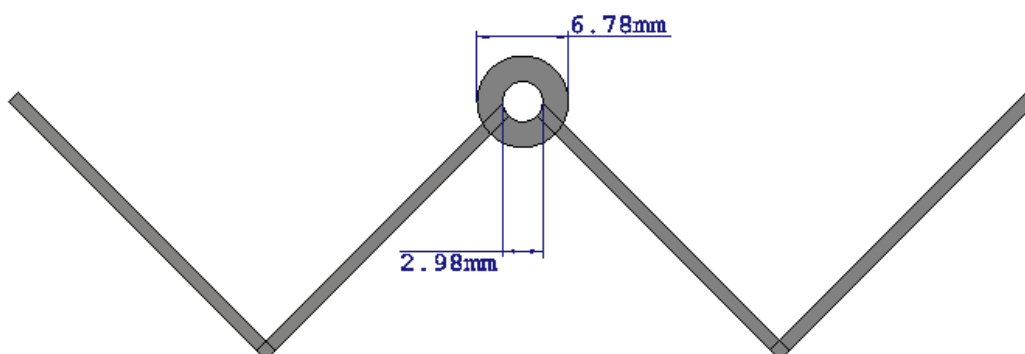
Horní napojení bylo zvoleno o průměru dielektrika koaxiálního kabelu, tedy 2,98 mm. Cílem bylo, aby horní napojení nebylo příliš velké, ale zároveň, aby nebyl problém s navrtáním díry pro vnitřní koaxiální kabel a s jeho připájením.



Obrázek 29 - Detail propojení křídel antény z horní vrstvy DPS s vnitřním vodičem koaxiálního kabelu

#### 4.7 Propojení křídel s dolní měděnou vrstvou 2DPS a vnějším vodičem koaxiálního kabelu

Dolní napojení bylo zvoleno o rozměru průměru vnějšího vodiče koaxiálního kabelu, ke kterému byl přidán přesah 1,6 mm po celé délce obvodu, aby nebyl problém koaxiální kabel k anténě připájet. Díra uprostřed má stejný průměr jako dielektrikum koaxiálního kabelu, tedy 2,98mm.

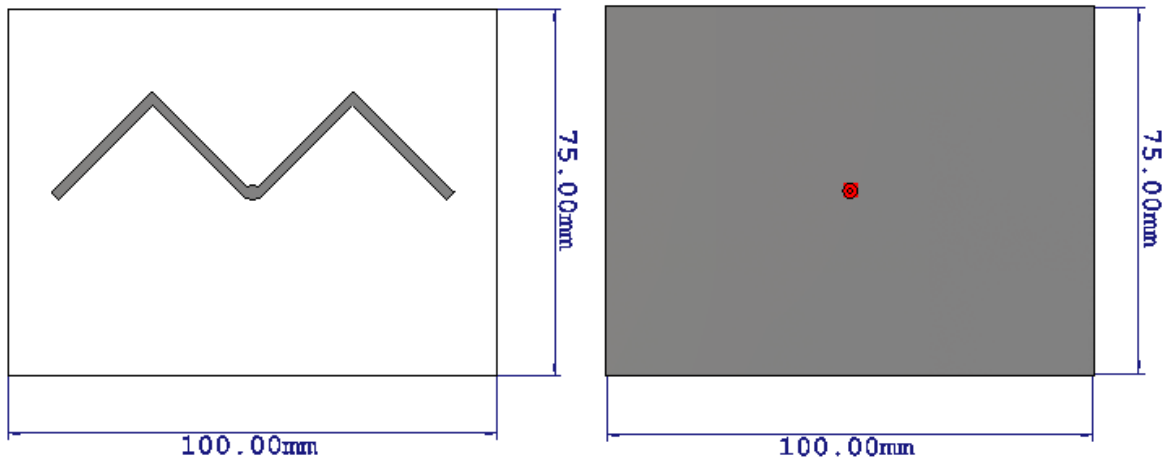


Obrázek 30 - Detail propojení křídel antény z dolní vrstvy DPS s vnějším vodičem koaxiálního kabelu

#### 4.8 Výběr zemní roviny

Jako materiál zemní roviny byl zvolen hliník o tloušťce 2mm, délce 100mm a šířce 75mm (Obrázek 31). Délka a šířka zemní roviny je totožná s délkou a šířkou dielektrika 2DPS desky. Tyto rozměry byly zvoleny tak, aby při pohledu shora, měly kraje zemní roviny přesah oproti anténě. Dále aby v rozích desky bylo místo pro distanční sloupky.





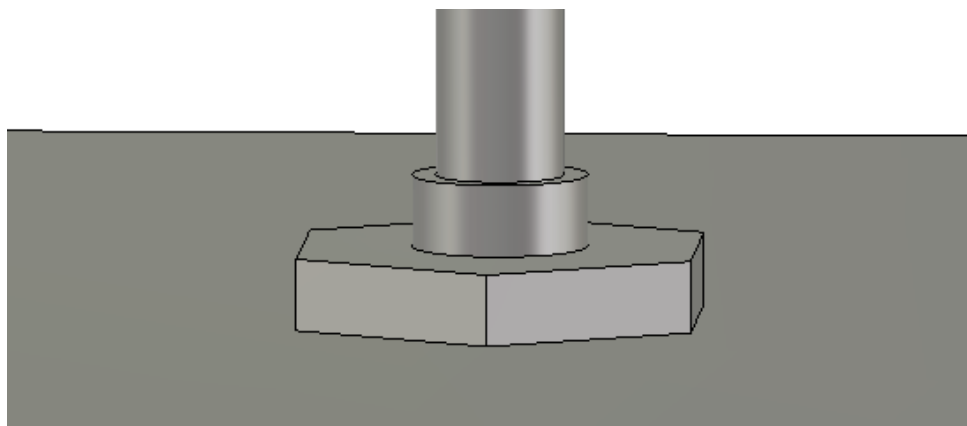
Obrázek 31 - Zobrazení rozměrů 2DPS desky (vlevo) a zemní roviny (vpravo) pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou

#### 4.9 Vzdálenost antény od zemní roviny

Na základě studie uvedené ve (2.7), byla zvolena vzdálenost od zemní roviny  $0,12\lambda$ , tedy 12mm. Tato vzdálenost by měla zaručit, aby se vlny jdoucí z antény a vlny odražené od zemní roviny nesčítaly v protifázi, ale naopak ve fázi. To má za následek zlepšení zisku antény. Zároveň by tato vzdálenost měla zaručit vhodné impedanční přizpůsobení.

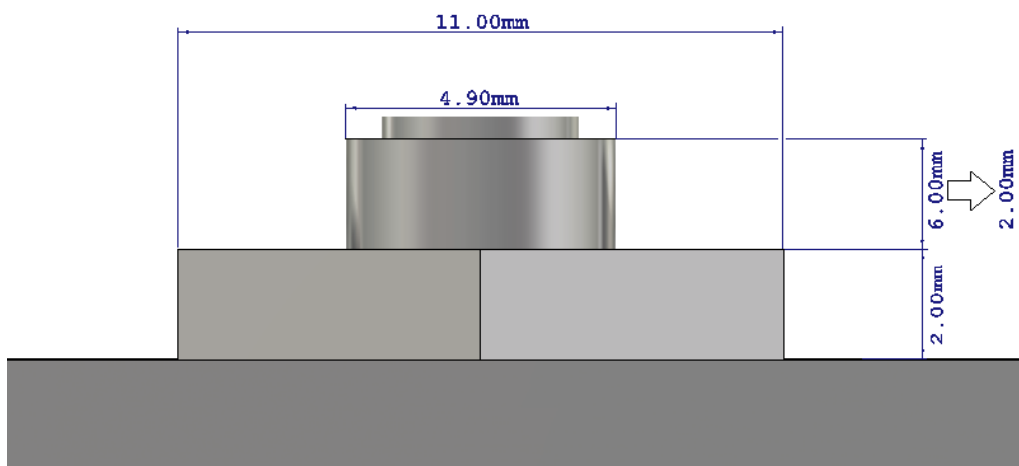
#### 4.10 Výběr vhodného koaxiálního konektoru

Jako koaxiální konektor, byl vybrán konektor z datasheetu ze stránek firmy [www.jyebao.com](http://www.jyebao.com). Jedná se o šroubovací konektor typu SMA 8305-0141, který bude našroubován do zemní roviny a připojen ke koaxiálnímu kabelu.



Obrázek 32 - Detail připojení koaxiálního konektoru s koaxiálním kabelem našroubovaného v zemní rovině (pohled shora)

Z důvodu přístupu pro připájení Bi-Quad antény ke koaxiálnímu kabelu, byl koaxiální konektor zkrácen o 4mm. Rozměry koaxiálního konektoru po ořezání jsou zobrazeny níže (Obrázek 33).



Obrázek 33 - Rozměry a úprava rozměrů koaxiálního konektoru pro Bi-Quad anténu se zemní rovinou

## 4.11 Výběr dalších konstrukčních prvků

### 4.11.1 Distanční sloupky

Pro konstrukční pevnost celého zařízení byly umístěny v každém rohu mezi zemnicí rovinou a deskou s anténou 4 distanční sloupky. Každý distanční sloupek je umístěn 4 mm od strany každého rohu. Byly vybrány sloupky společnosti GM Electronic z katalogu na stránkách [www.gme.cz](http://www.gme.cz). Typové označení sloupku je KDA6M3. Délka sloupků bude zvolena podle vzdálenosti antény od zemní roviny. Sloupek je vyroben z polyamidu, který má permitivitu  $\varepsilon = 2,5$ . Rozměry sloupků jsou uvedeny níže (Tabulka 5).

Tabulka 5 - Rozměry distančních sloupků pro upevnění antény nad zemní rovinou

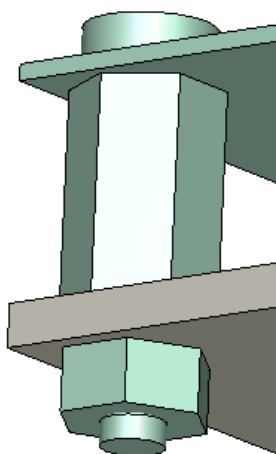
Typ závitu distančního sloupku	M3
Šířka sloupku [mm]	6
Délka vnějšího závitu [mm]	8
Délka vnitřního závitu [mm]	7

#### 4.11.2 Šrouby a matice

Šrouby i matice k upevnění sloupků byly zakoupeny také ve společnosti GM Electronic z jich katalogu na stránkách [www.gme.cz](http://www.gme.cz). Jedná se o plastový šroub typového označení SPC306 a matice s typovým označením SKP-M03P. Rozměry šroubu i matice jsou uvedeny níže (Tabulka 6).

Tabulka 6 - Rozměry šroubů a matic pro upevnění distančních sloupků

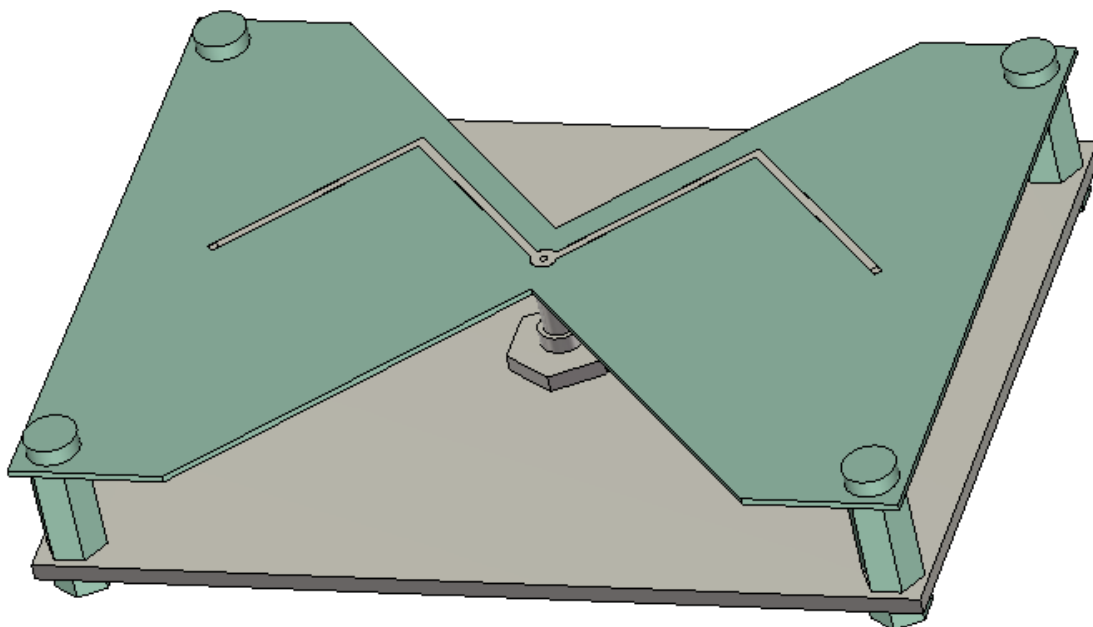
Typ závitů šroubu a matice	M3
Délka šroubu včetně hlavy [mm]	8
Výška hlavy šroubu [mm]	2
Průměr hlavy šroubu [mm]	5,5
Šířka matice [mm]	5,9
Výška matice [mm]	2,9



Obrázek 34 - Detail upevnění sloupku včetně šroubu a matice v rohu mezi anténou a zemní rovinou

#### 4.12 Navržený parametrický model

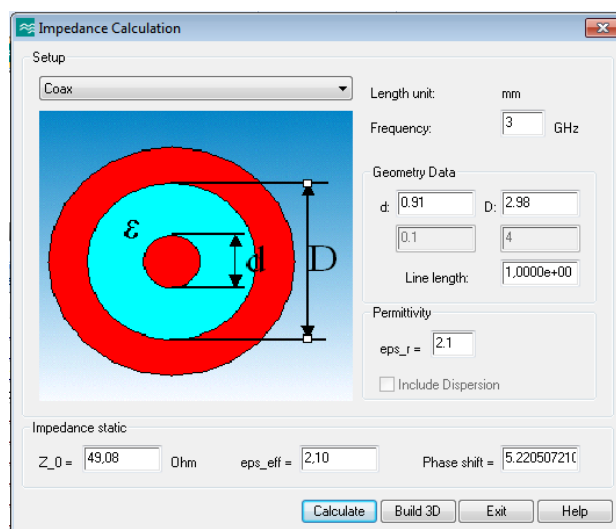
Po sestavení všech prvků byl vytvořen finální parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou ve vertikální polarizaci pro pracovní kmitočet  $f = 3\text{GHz}$  (Obrázek 35).



Obrázek 35 - Finální parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou ve vertikální polarizaci pro pracovní kmitočet 3GHz

#### 4.13 Ověření impedančního přizpůsobení koaxiálního kabelu v programu CST Studio

V programu CST Studio bylo nejdříve ověřeno impedanční přizpůsobení koaxiálního kabelu. Pomocí funkce Impedance Calculation. Impedanční přizpůsobení vyšlo  $Z_0 = 49,08\Omega$  (Obrázek 36). Výrobce koaxiálního kabelu zaručuje impedanční přizpůsobení koaxiálního kabelu  $Z_0 = 50 \pm 1,5\Omega$ , do které hodnota ověřená programem CST Studio spadá.

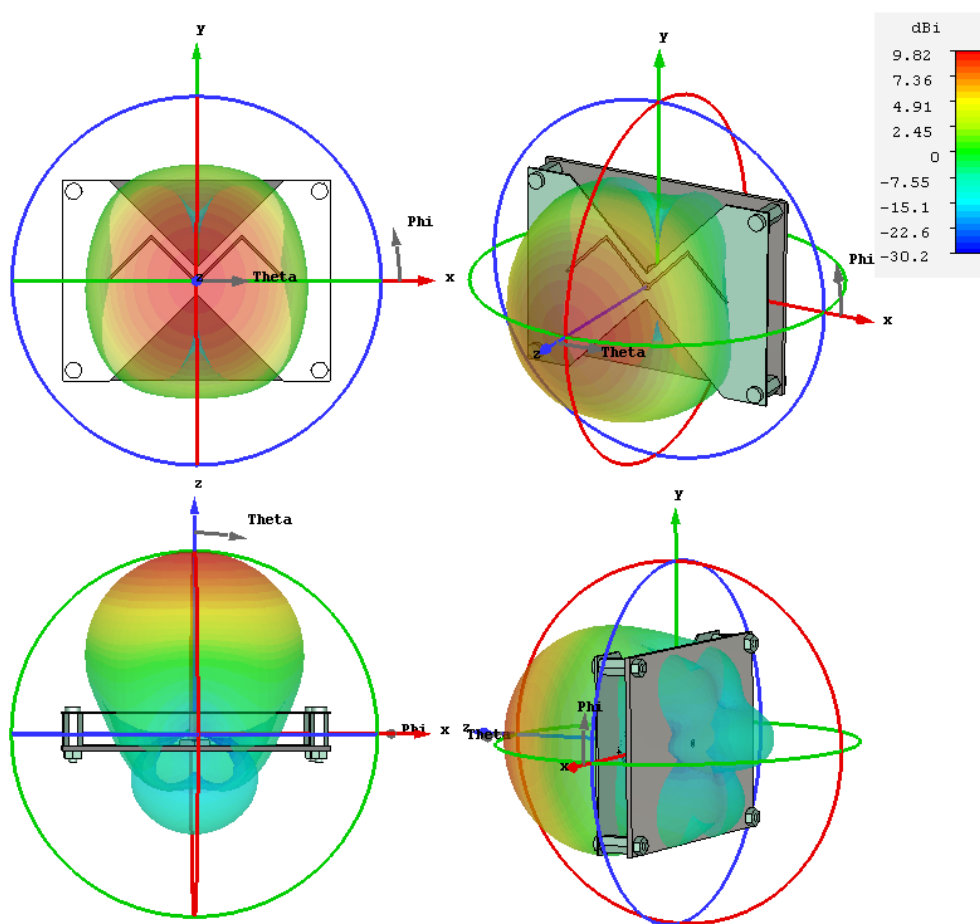


Obrázek 36 - Ověření impedančního přizpůsobení koaxiálního kabelu v programu CST Studio pomocí funkce Impedance Calculation

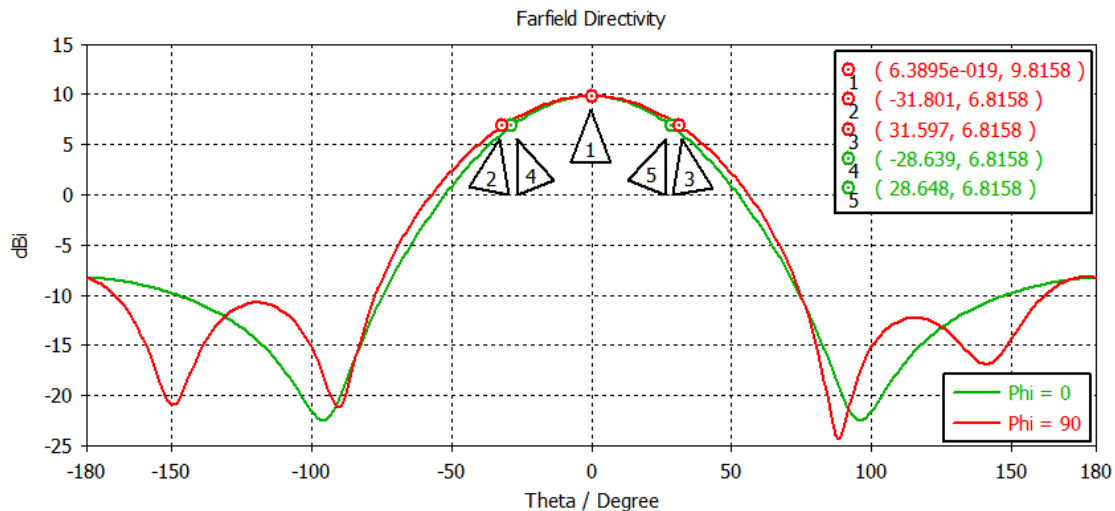
## 4.14 Měření směrových charakteristik, zisku a přizpůsobení v programu CST Studio pro parametrický model

### Směrové charakteristiky parametrického modelu

Po zhotovení parametrického modelu byla vytvořena směrová charakteristika ve 3D zobrazení (Obrázek 37). Pro lepší pohled byly vytvořeny řezy směrovou charakteristikou (Obrázek 38).



Obrázek 37 - Směrová charakteristika parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou ve 3D zobrazení



Obrázek 38 - Řezy směrovou charakteristikou parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou v azimutu (zeleně) a elevaci (červeně)

### Určení zisku antény parametrického modelu

Z řezů charakteristiky v azimutu a elevaci byl určen zisk antény  $G = 9,82dBi$  (Obrázek 38). Jak je vidět z (Obrázek 38) vyzařovací úhly v azimutu i elevaci jsou téměř symetrické. Šířka hlavního laloku v azimutu je  $\phi_{3dB} = 57,28^\circ$ , šířka hlavního laloku v elevaci  $\theta_{3dB} = 63,39^\circ$ . Vyzařovací úhly jsou tedy téměř stejné, liší se pouze o  $6^\circ$ .

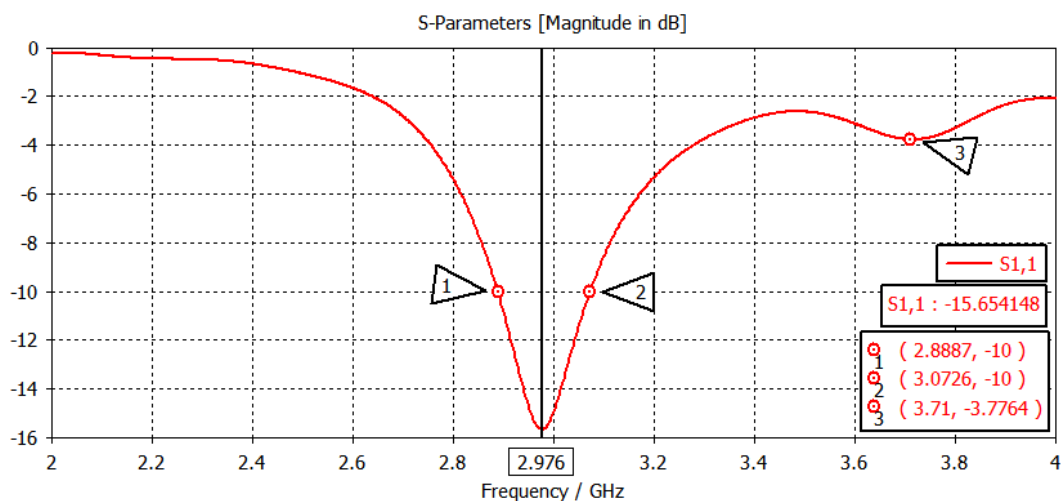
### Určení impedančního přizpůsobení parametrického modelu

Z charakteristiky  $S_{11}$  parametru (Obrázek 39) byla určena šířka frekvenčního pásma  $BW = 183,9MHz$ . Rezonanční kmitočet je na frekvenci  $f_r = 2,976GHz$ .

Z grafu je vidět, že kromě hlavní rezonance na frekvenci  $f = 2,976GHz$  vzniká ještě jedna menší na frekvenci  $f_{nr} = 3,71GHz$ . Pro zjištění, čím je tato rezonance způsobena, byl použit vzorec:

$$\lambda = \frac{c}{f_{nr}} = \frac{3 \cdot 10^8}{3,71 \cdot 10^9} = 0,0808m = 80,08mm \quad (4.5)$$

Rozměr 80,08mm přibližně odpovídá rozměrům zemní roviny, která tuto rezonanci způsobuje. Protože hodnota této rezonance není pod hodnotu  $-10dB$ , nebude anténa na této frekvenci vysílat a je možné ji zanedbat.



Obrázek 39 - Charakteristika vstupního koeficientu odrazu S11 pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou

Tabulka 7 - Hodnoty charakteristik pro parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou

$f_r$ [GHz]	$G$ [dBi]	$\phi_{3dB}$ [°]	$\theta_{3dBi}$ [°]	$BW$ [MHz]
2,976	9,82	57,28	63,39	183,9

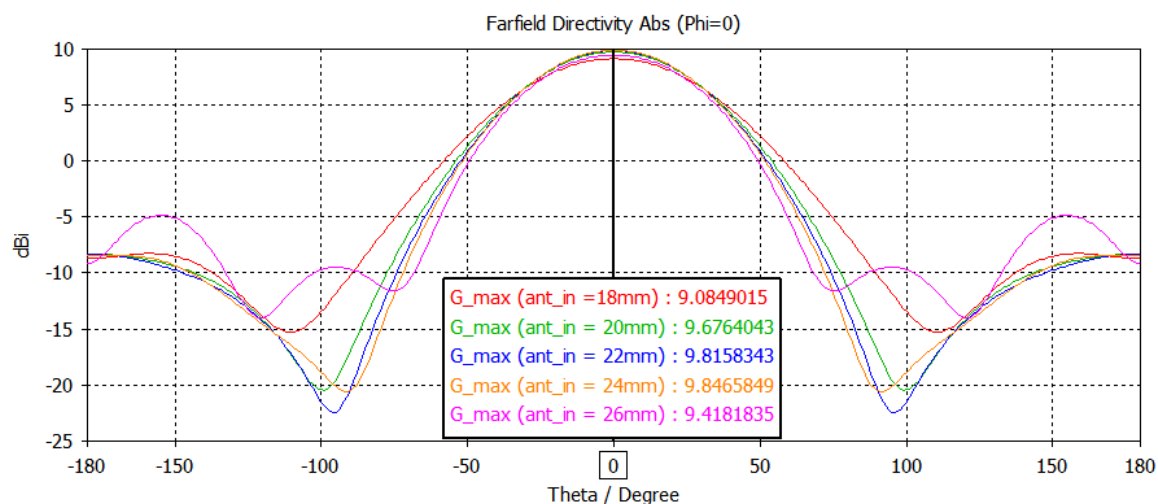
## 5 Zjištění závislosti zisku antény a šířky frekvenčního pásma na změně geometrie parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou

V této části bude provedeno měření závislosti zisku antény  $G$  a šířky frekvenčního pásma  $BW$  na geometrii antény. Bude se měnit vždy jedna část geometrie antény. Ostatní parametry zůstanou na původních hodnotách. Měření jednoho parametru se bude provádět se stejným krokem. Protože maximum pro hlavní lalok v azimutu  $\phi_{3dB}$  i elevaci  $\theta_{3dB}$  je téměř ve stejném bodě, bude pro zjištění zisku antény kvůli přehlednosti vycházeno pouze z hlavního laloku v řezu azimutu.

### 5.1 Změna délky vnitřní strany $ant_{in}$

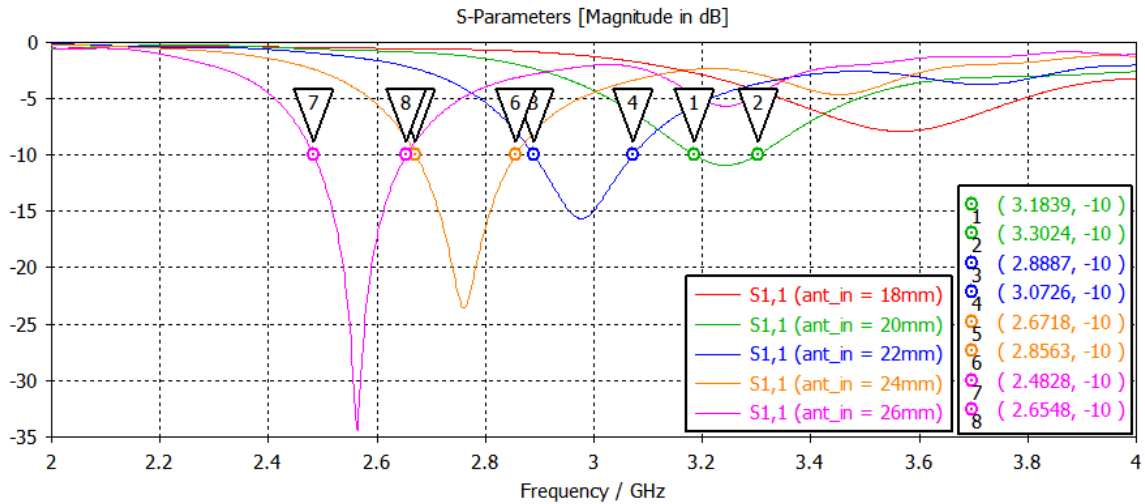
Na zisk antény  $G$  má změna parametru  $ant_{in}$  minimální vliv. Má však velký vliv na směřovost antény (Obrázek 40). Na šířku frekvenčního pásma  $BW$  má tato změna velký vliv. Největších hodnot šířky frekvenčního pásma  $BW$  bylo dosaženo u hodnot  $ant_{in} = 22$  a  $24\text{mm}$  (Obrázek 41). Jak je vidět, jedná se přibližně o hodnoty, které byly použity při jejím návrhu právě pro její pracovní kmitočet.

Šířka frekvenčního pásma je tedy největší u takových hodnot  $ant_{in}$ , které byly použity při návrhu pro daný pracovní kmitočet. Změna tohoto parametru o  $2\text{mm}$  vyvolá posun pracovního kmitočtu přibližně o  $200\text{kHz}$ . Vzdalování se od pracovního kmitočtu, pro který byla anténa navržena, vede k zužování frekvenčního pásma  $BW$ .



Obrázek 40 - Závislost zisku na změnu délky vnitřní strany antény





Obrázek 41 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změnu délky vnitřní strany antény

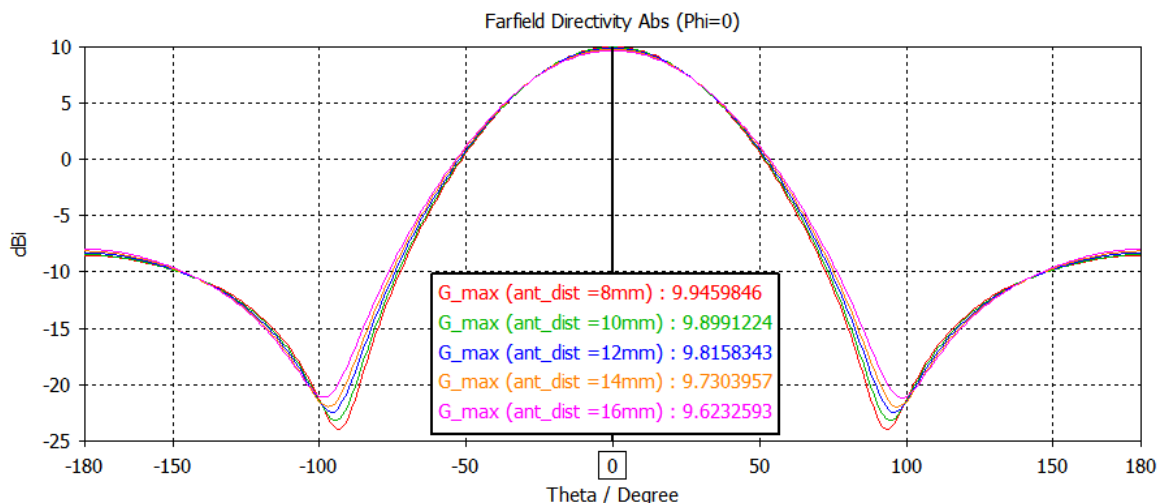
Tabulka 8 - Závislost zisku a šířky frekvenčního pásma na změnu délky vnitřní strany antény

$ant_{in}$ [mm]	$G_{max}$ [dBi]	$BW$ [MHz]
18	9,08	-
20	9,68	118,50
22	9,82	183,90
24	9,85	184,50
26	9,42	172,00

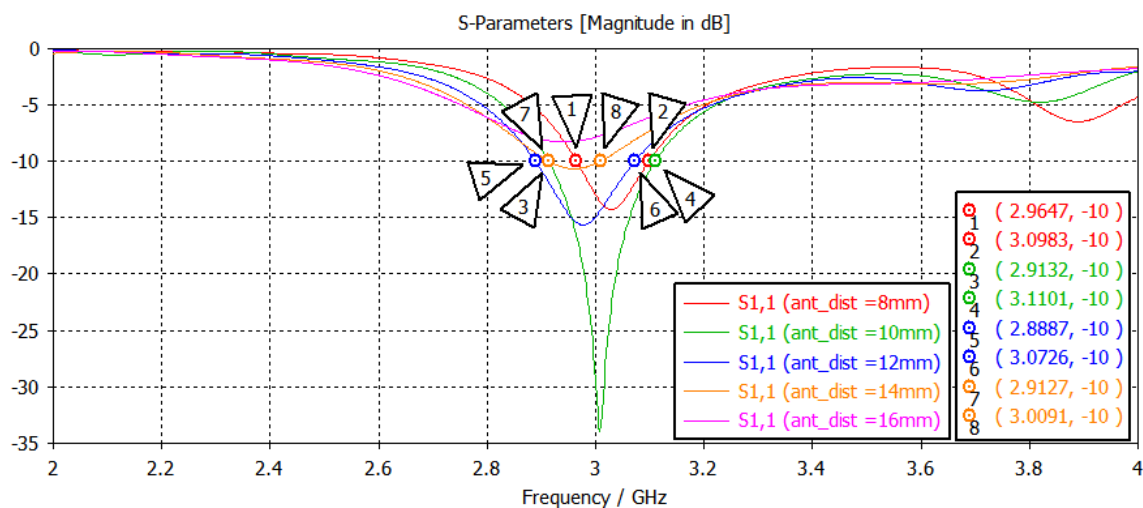
## 5.2 Změna vzdálenosti antény od zemní roviny $ant_{dist}$

Změna vzdálenosti antény od zemní roviny  $ant_{dist}$  má na hodnotu zisku antény  $G$  minimální vliv, stejně tak na její směrovost.

Na změnu frekvenčního pásma  $BW$ , má však tento parametr velký vliv. Změna tohoto parametru nevyvolává posun frekvenčního pásma, ale výraznou změnu šířky frekvenčního pásma. To je způsobeno špatným impedančním přizpůsobením (Obrázek 43). Největších hodnot  $BW$  bylo dosaženo při  $ant_{dist} = 8, 10$  a  $12$  mm. V odborné literatuře se doporučuje vzdálenost antény od zemní roviny  $0,08\lambda$  až  $0,2\lambda$ . Což přibližně odpovídá. U hodnot  $ant_{dist} = 14$  a  $16$  mm dochází k poklesu zisku antény  $G$  i šířky frekvenčního pásma  $BW$ . Úzké frekvenční pásmo  $BW$  je způsobeno špatným impedančním přizpůsobením. Z (Obrázek 43) je vidět, že i malá změna vzdálenosti antény od zemní roviny, vyvolá velkou změnu u impedančního přizpůsobení. A tedy i velkou změnu u šířky frekvenčního pásma  $BW$ .



Obrázek 42 - Závislost zisku na změně vzdálenosti antény od zemní roviny



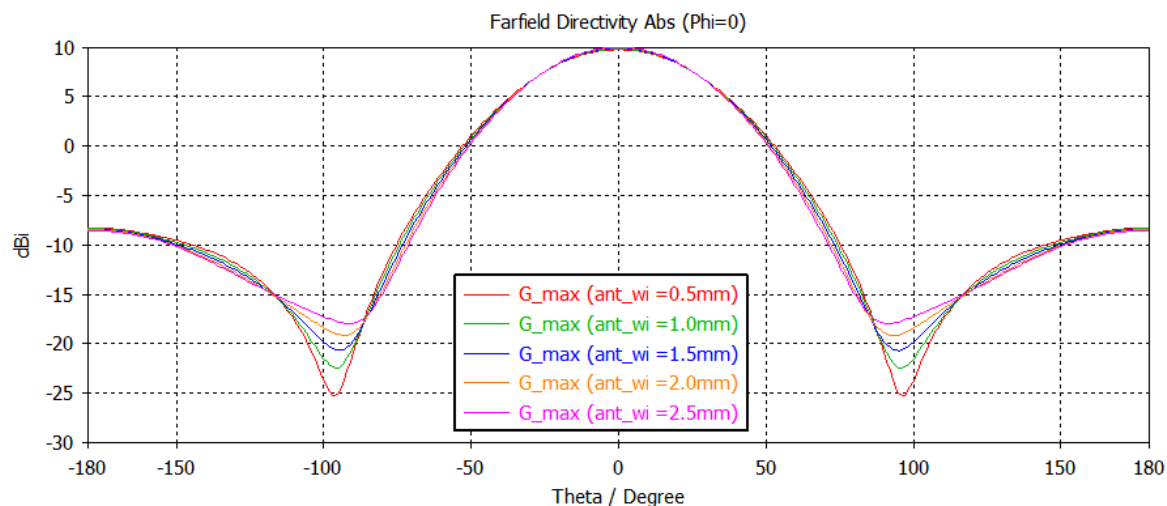
Obrázek 43 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změně vzdálenosti antény od zemní roviny

Tabulka 9 - Závislost zisku a šířky frekvenčního pásma na vzdálenosti antény od zemní roviny

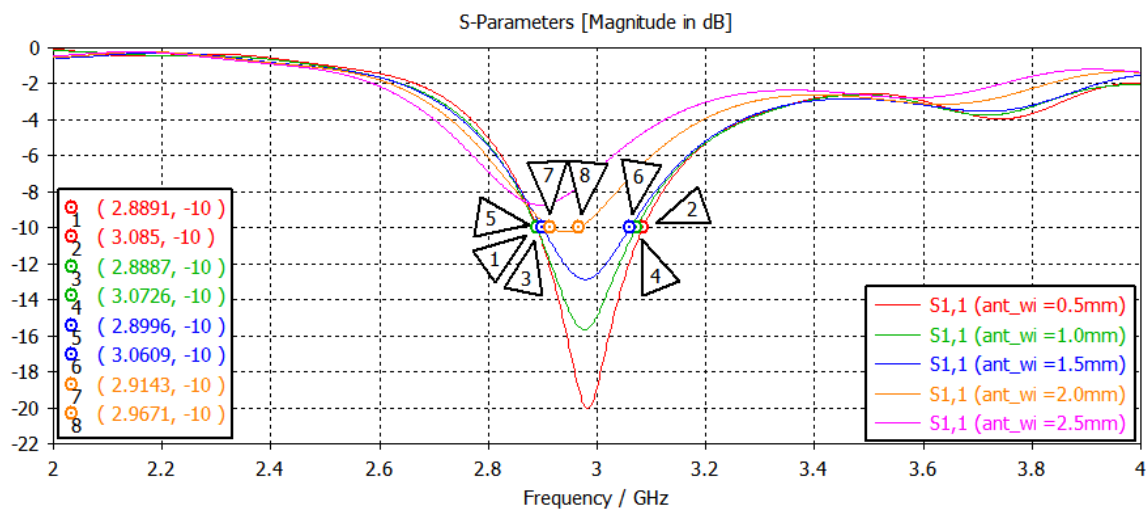
$ant_{dist}$ [mm]	$G_{max}$ [dBi]	$BW$ [MHz]
8	9,95	133,6
10	9,90	196,9
12	9,82	183,6
14	9,73	96,4
16	9,62	-

### 5.3 Změna šířky antény $ant_{wi}$

Změna šířky antény  $ant_{wi}$  má na zisk antény  $G$  minimální vliv (Obrázek 44). Na šířku frekvenčního pásma  $BW$  má však velký vliv (Obrázek 45). Je to tím, že i poměrně malá změna šířky antény, vyvolá velkou změnu u impedančního přizpůsobení.



Obrázek 44 - Závislost zisku na změně šířky antény



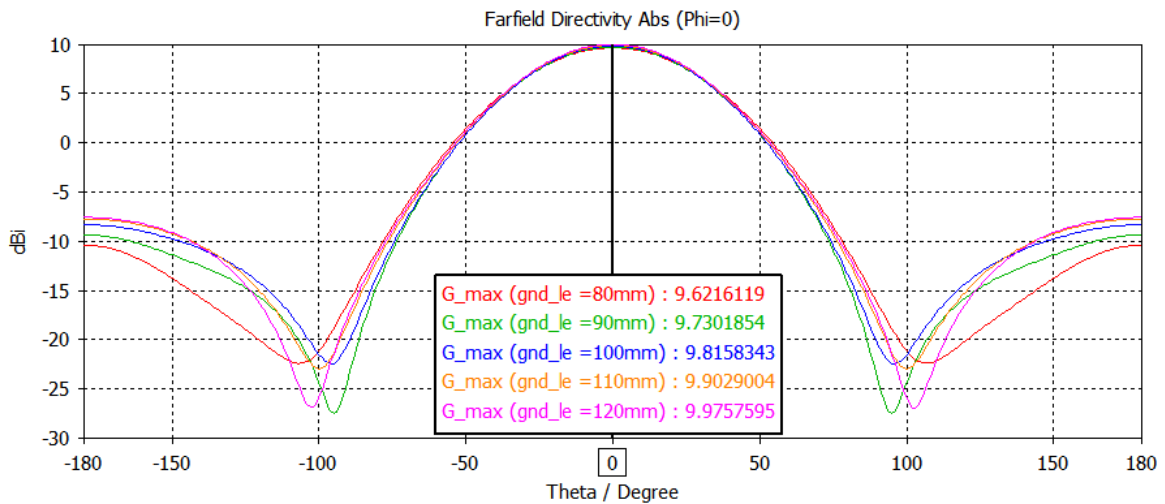
Obrázek 45 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změně šířky antény

Tabulka 10 - Závislost zisku antény a šířky frekvenčního pásma na šířce antény

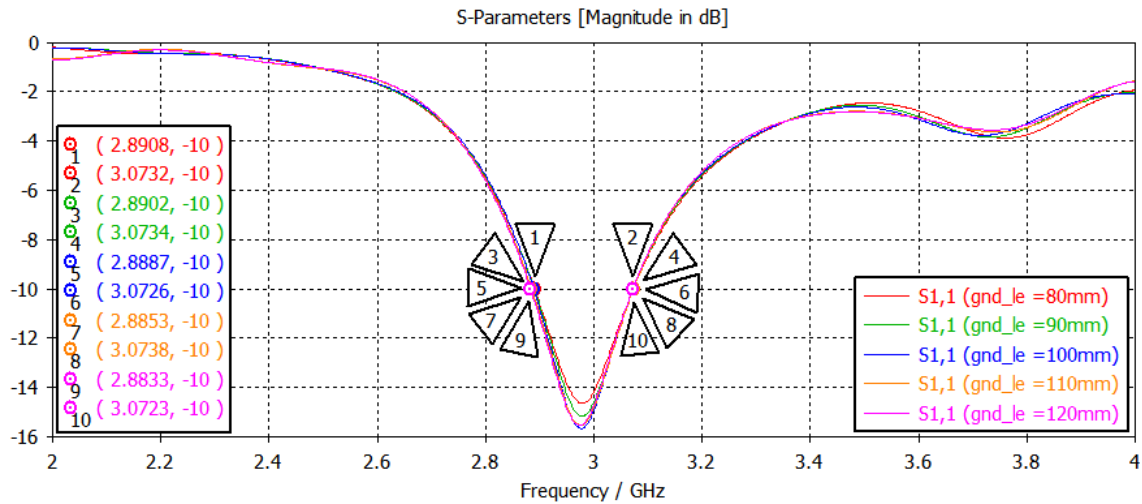
$ant_{wi}$ [mm]	$G_{max}$ [dBi]	$BW$ [MHz]
0,5	9,75	195,9
1,0	9,82	183,9
1,5	9,89	161,3
2,0	9,95	52,8
2,5	9,99	-

#### 5.4 Změna délky zemní roviny $gnd_{le}$

Změna délky zemní roviny má na zisk  $G$  (Obrázek 46) i na šířku frekvenčního pásma  $BW$  (Obrázek 47) minimální vliv. Je to tím, že zemní rovina byla u parametrického modelu navržena tak, aby její plocha byla výrazně větší než plocha antény, z důvodu maximálního odrazu vln. Pokud by byl tento parametr výrazně menší, zmenšilo by se množství vln odražených od desky, to by pak mělo za následek výraznou změnu ve směrovosti antény. Proto u dalšího parametru  $gnd_{wi}$  budou při měření zvoleny výrazně menší rozměry.



Obrázek 46 - Závislost zisku na změně délky zemní roviny



Obrázek 47 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změně délky zemní roviny

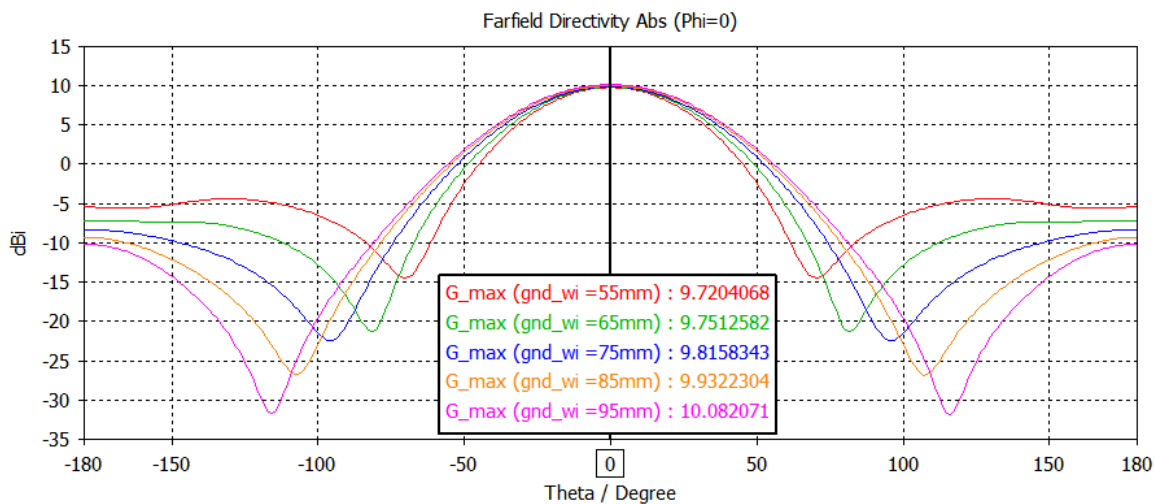
Tabulka 11 - Závislost zisku antény a šířky frekvenčního pásma na délce zemní roviny

$gnd_{le}$ [mm]	$G_{max}$ [dBi]	$BW$ [MHz]
80	9,62	182,4
90	9,73	183,2
100	9,82	183,9
110	9,90	188,5
120	9,98	189

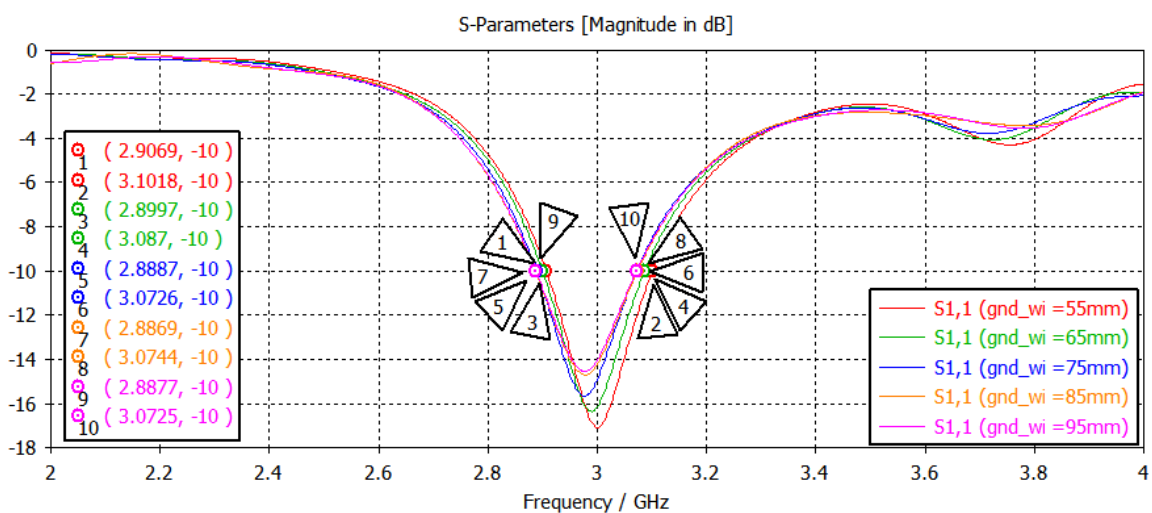
## 5.5 Změna šířky zemní roviny $gnd_{wi}$

Změna šířky zemní roviny  $gnd_{wi}$  má minimální vliv na velikost zisku antény  $G$ , ale velký vliv na směrovost antény. Se zmenšujícím se parametrem  $gnd_{wi}$ , se zmenšuje plocha, od které se můžou vlny odrazit. To má za následek zmenšení šířky hlavního svazku a zvětšení postranních laloků (Obrázek 48).

Na šířku frekvenčního pásma  $BW$  (Obrázek 49) má tato změna minimální vliv. Změna tohoto parametru má tedy na impedanční přizpůsobení minimální vliv.



Obrázek 48 - Závislost zisku na změně šířky zemní roviny



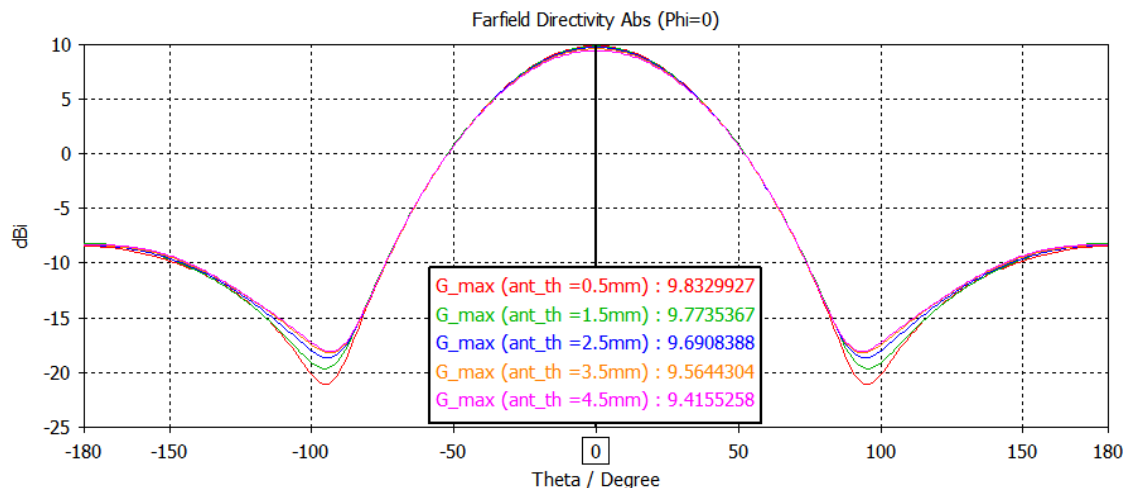
Obrázek 49 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změně šířky zemní roviny

Tabulka 12 - Závislost zisku a šířky frekvenčního pásma na šířce zemní roviny

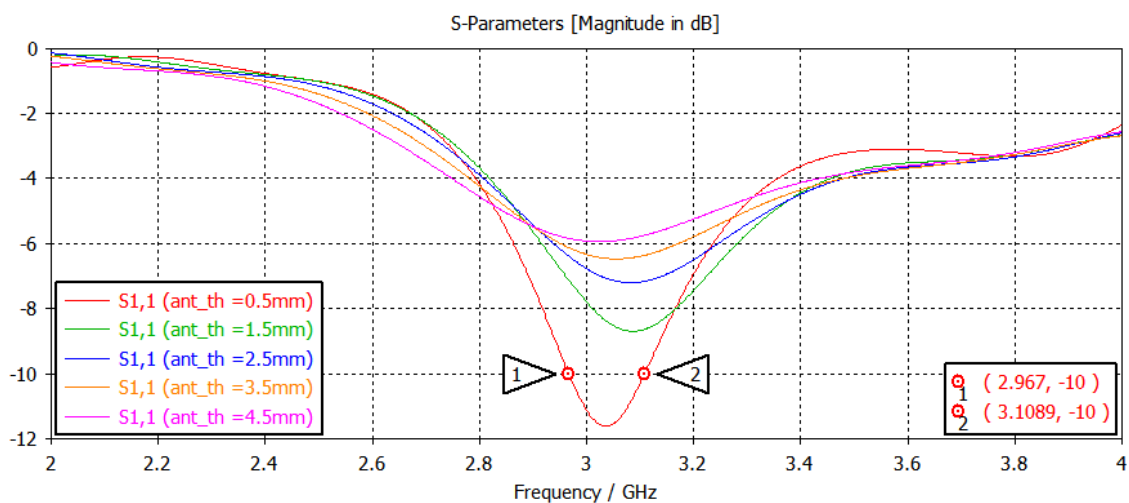
$gnd_{wi}$ [mm]	$G_{max}$ [dBi]	$BW$ [MHz]
55	9,72	194,9
65	9,75	187,3
75	9,82	183,9
85	9,93	187,5
95	10,08	184,8

## 5.6 Změna tloušťky antény $ant_{th}$

Změna tloušťky antény má minimální vliv na velikost zisku antény  $G$  (Obrázek 50). Má však velmi velký vliv na šířku frekvenčního pásma  $BW$  (Obrázek 51), dále je vidět, že pokud bychom chtěli tento parametr nastavit pro vhodné impedanční přizpůsobení, je třeba nedělat tuto změnu parametru s příliš velkým krokem.



Obrázek 50 - Závislost zisku na změně tloušťky antény



Obrázek 51 - Závislost šířky frekvenčního pásma na změně tloušťky antény

Tabulka 13 - Závislost zisku a šířky frekvenčního pásma na tloušťce antény

$ant_{th}$ [mm]	$G_{max}$ [dBi]	$BW$ [MHz]
0,5	9,83	141,9
1,5	9,77	-
2,5	9,69	-
3,5	9,56	-
4,5	9,42	-

## 6 Návrh vhodného řešení Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet $f = 3\text{GHz}$

### 6.1 Cíl návrhu finálního modelu

Na základě simulací v kapitole 5 bude proveden návrh Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet  $f = 3\text{GHz}$ . Na začátku každého návrhu antény je třeba si uvědomit, že nikdy nejde navrhnout ideální anténa jako taková. Důležité je k čemu má anténa sloužit a na základě toho postupovat v návrhu. Na začátku je třeba zvolit pracovní frekvenci. Dále je třeba rozhodnout, jaké charakteristiky je třeba upřednostnit. Každý návrh je tedy zcela individuální. Protože v zadání této diplomové práce není zadáno k čemu má anténa přesně sloužit a co upřednostnit, budou charakteristiky prioritně řazeny takto:

1. Minimální hodnota útlumu parametru  $S_{11}$  v těsné blízkosti pracovního kmitočtu
2. Maximální šířka frekvenčního pásma v okolí pracovního kmitočtu
3. Zisk antény

Navržená anténa by tedy měla mít minimální energetické ztráty, které jsou způsobeny špatným impedančním přizpůsobením a velkou šířku frekvenčního pásma  $BW$ .

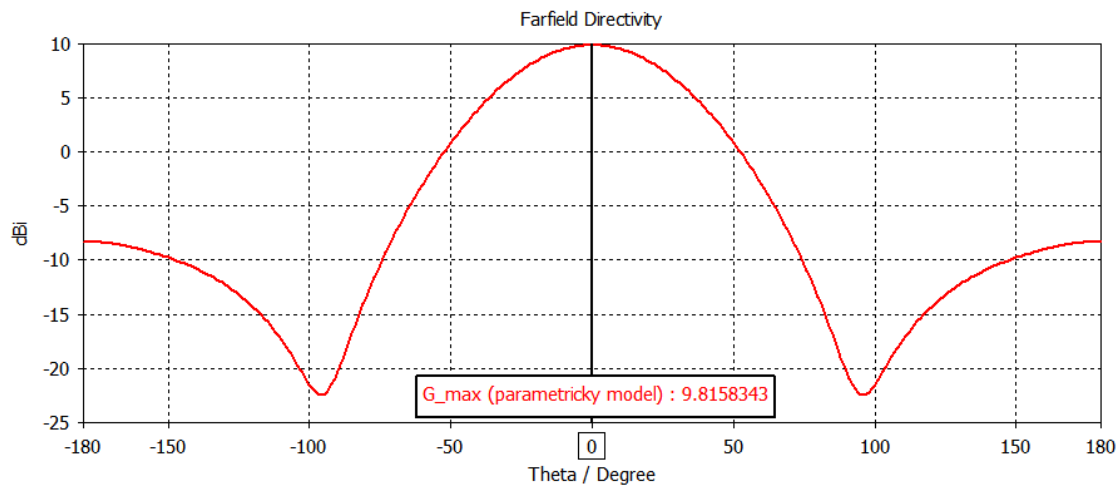
### 6.2 Návrh počátečních parametrů pro finální model

Protože byl parametrický model Bi-Quad antény se zemní rovinou v kapitole 3 navrhován pro pracovní kmitočet  $3\text{GHz}$ , bude z jeho hodnot vycházet i finální model před optimalizací.

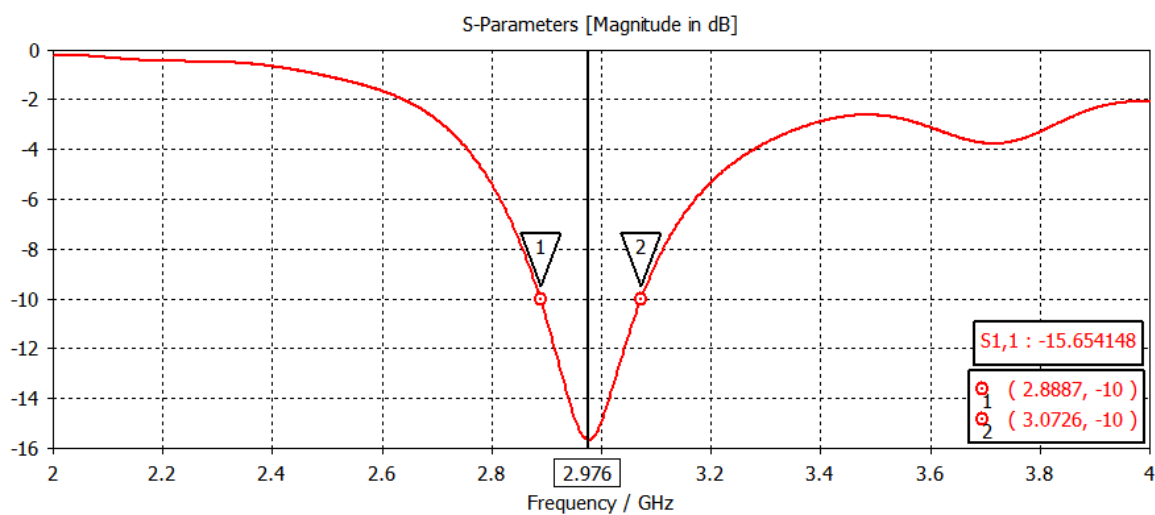
Tabulka 14 - Počáteční hodnoty použité pro finální model Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet  $3\text{GHz}$

Parametr	Rozměr [mm]
Vzdálenost antény od zemní roviny	12
Délka zemní roviny	100
Šířka zemní roviny	75
Šířka strany antény	1
Délka vnitřní strany antény	22





Obrázek 52 - Směrová charakteristika finálního modelu Bi-Quad antény před optimalizací pro pracovní kmitočet 3GHz



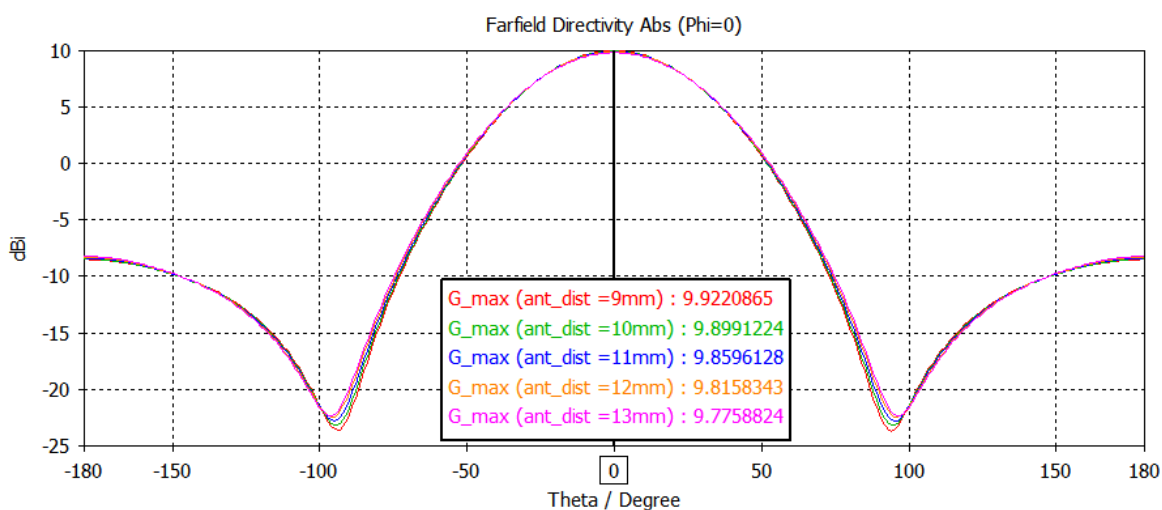
Obrázek 53 - Charakteristika S11 parametru finálního modelu Bi-Quad antény před optimalizací pro pracovní kmitočet 3GHz

Tabulka 15 - Tabulka hodnot Bi-Quad antény se zemní rovinou před optimalizací pro pracovní kmitočet 3GHz

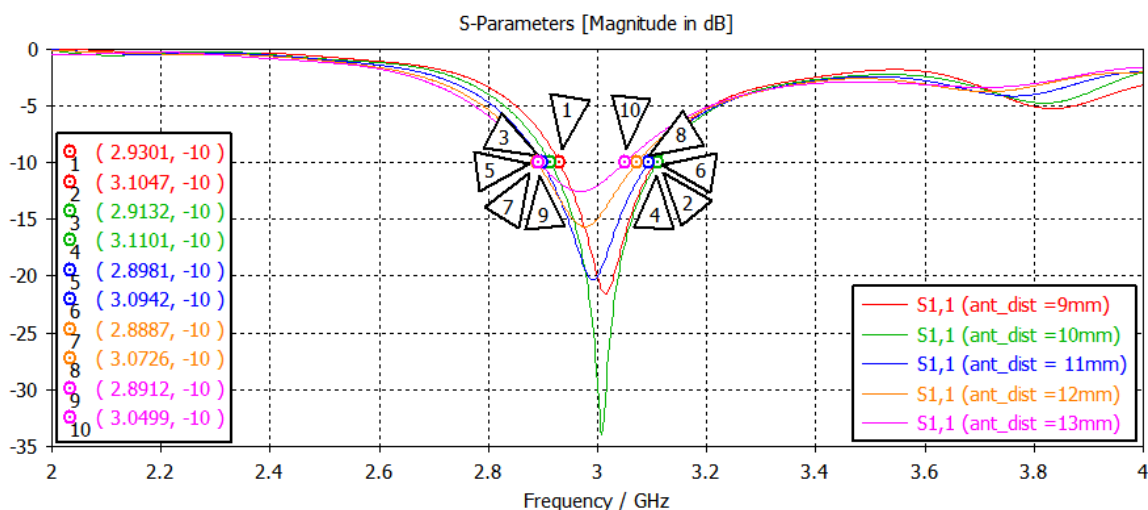
$f_r$ [GHz]	$G_{max}$ [dBi]	$\phi_{3dB}$ [°]	$\theta_{3dBi}$ [°]	BW [MHz]
2,976	9,82	57,28	63,39	183,9

### 6.3 Optimalizace vzdálenosti antény od zemní roviny

Pro optimalizaci vzdálenosti antény od zemní roviny byl použit krok 1mm. Na základě simulací (Obrázek 54) a (Obrázek 55) byla zvolena jako optimální vzdálenost antény od zemní roviny 10mm, z důvodu nejlepšího impedančního přizpůsobení. Na začátku optimalizace nemá smysl snažit se nastavit největší útlum (Obrázek 55) přesně na pracovní kmitočet 3GHz, protože se frekvenční pásmo  $BW$  posune změnou dalších parametrů. Přesné doladění proběhne na konci optimalizace.



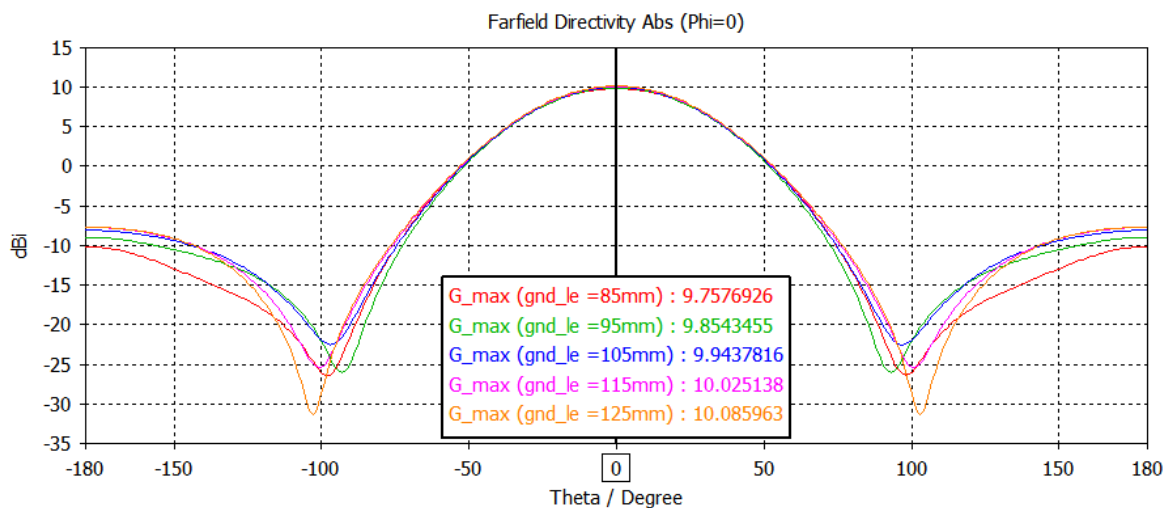
Obrázek 54 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény pro optimalizaci její vzdálenosti od zemní roviny



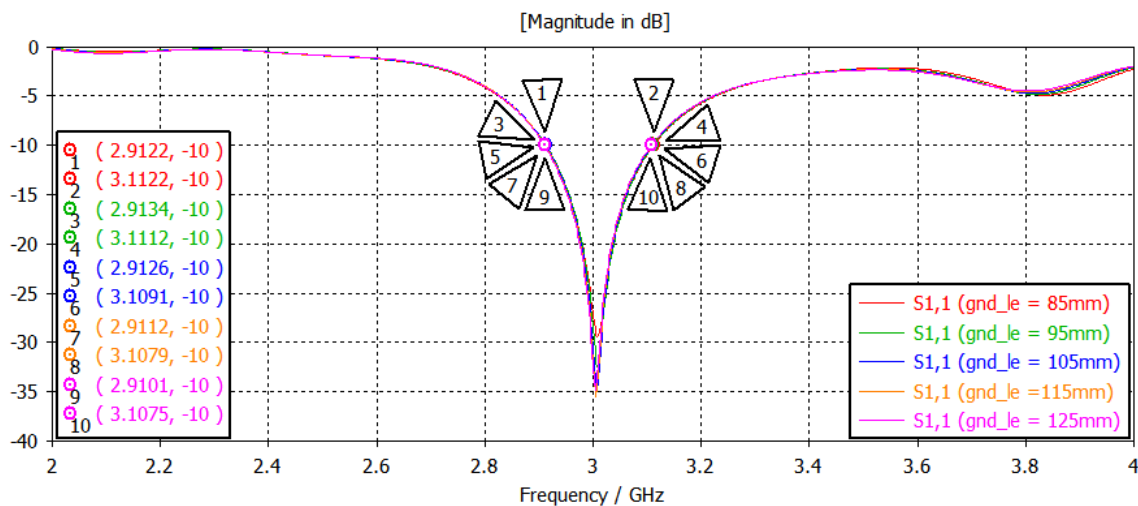
Obrázek 55 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény pro optimalizaci její vzdálenosti od zemní roviny

### 6.3.1 Optimalizace délky stran zemní roviny

Jako optimální délka zemní roviny Bi-Quad antény byla zvolena hodnota 115mm, protože zisk antény  $G$  a šířka frekvenčního pásma  $BW$  byly pro tento rozměr největší.



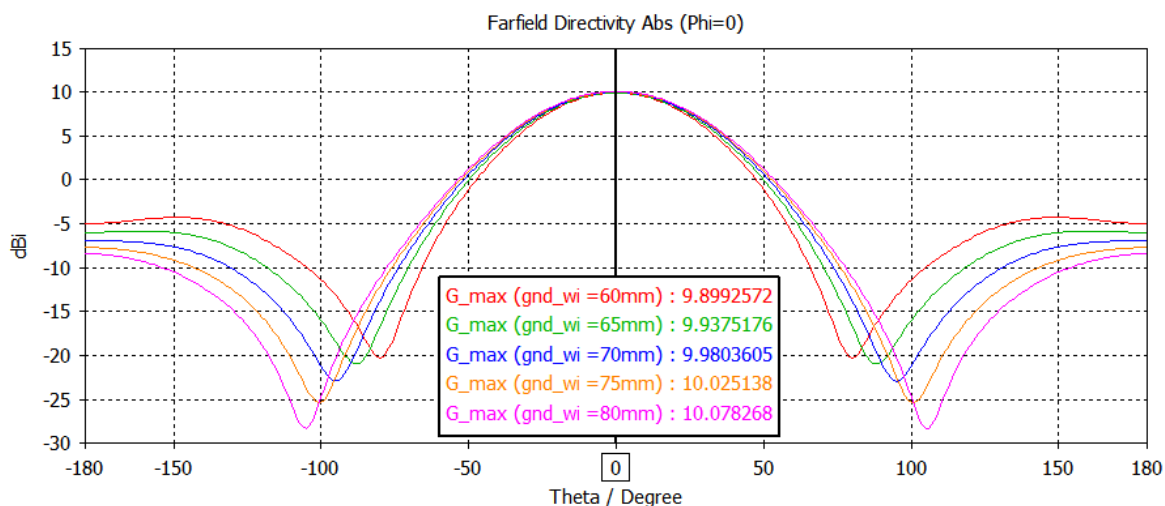
Obrázek 56 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény pro optimalizaci délky strany její zemní roviny



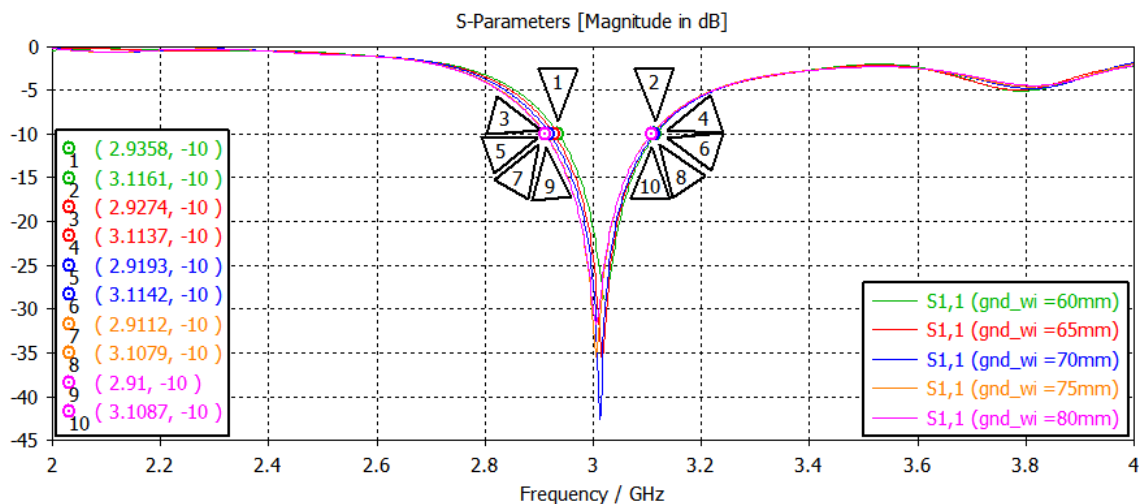
Obrázek 57 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény pro optimalizaci délky strany její zemní roviny

### 6.3.2 Optimalizace šířky stran zemní roviny

Jako ideální hodnota pro šířku zemní roviny byla vybrána hodnota 70mm, protože při této hodnotě bylo dosaženo největší šířky frekvenčního pásma  $BW$  a vhodných směrových vlastností (Obrázek 58, Obrázek 59).



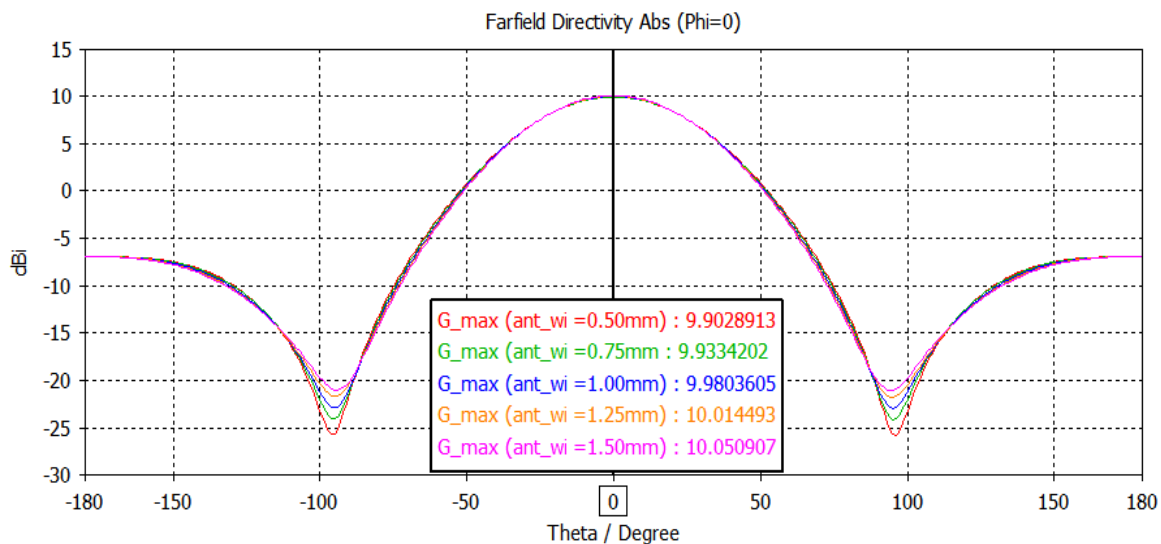
Obrázek 58 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény pro optimalizaci šířky strany její zemní roviny



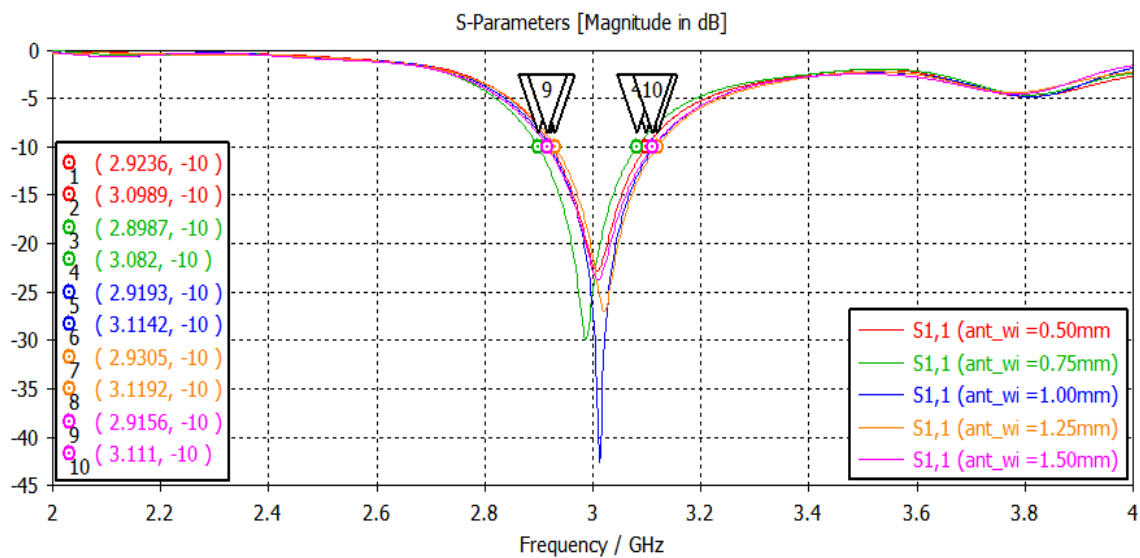
Obrázek 59 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény pro optimalizaci šířky strany její zemní roviny

### 6.3.3 Optimalizace šířky strany antény

Šířka antény byla zvolena 1mm, protože při této hodnotě byla největší šířka frekvenčního pásma  $BW$ . Zisk antény  $G$  i směrovost byly téměř beze změn.



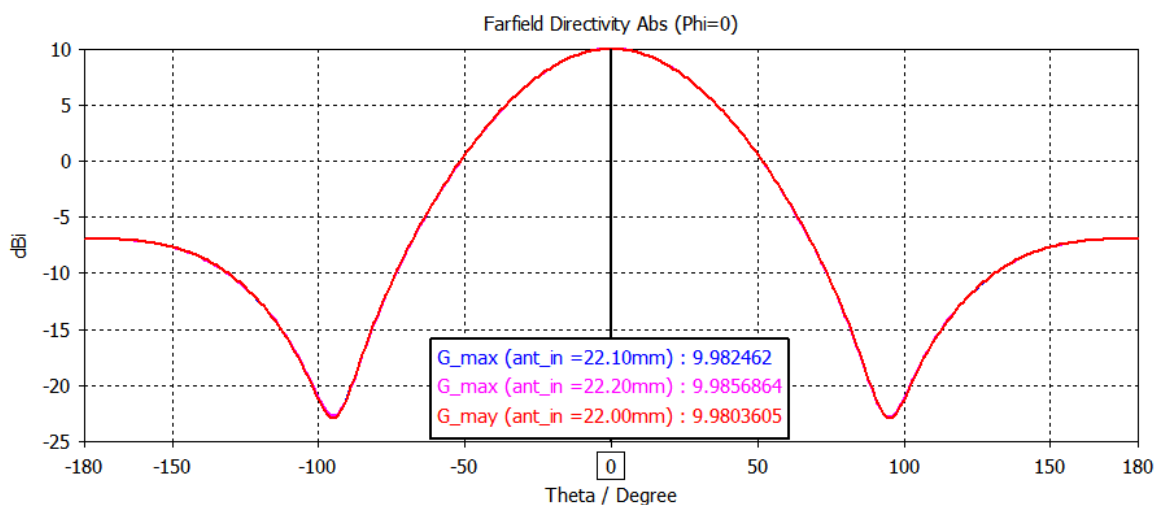
Obrázek 60 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény pro optimalizaci její šířky



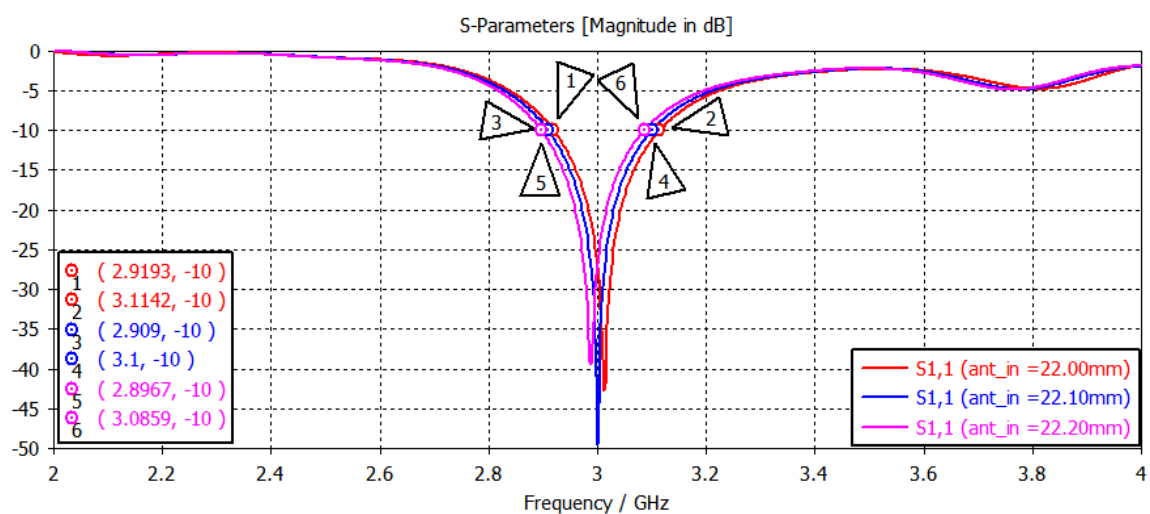
Obrázek 61 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény pro optimalizaci její šířky

### 6.3.4 Optimalizace délky vnitřní strany antény

Jako ideální hodnota délky vnitřní strany antény vyšla 22,1mm.



Obrázek 62 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény pro optimalizaci vnitřní délky její strany



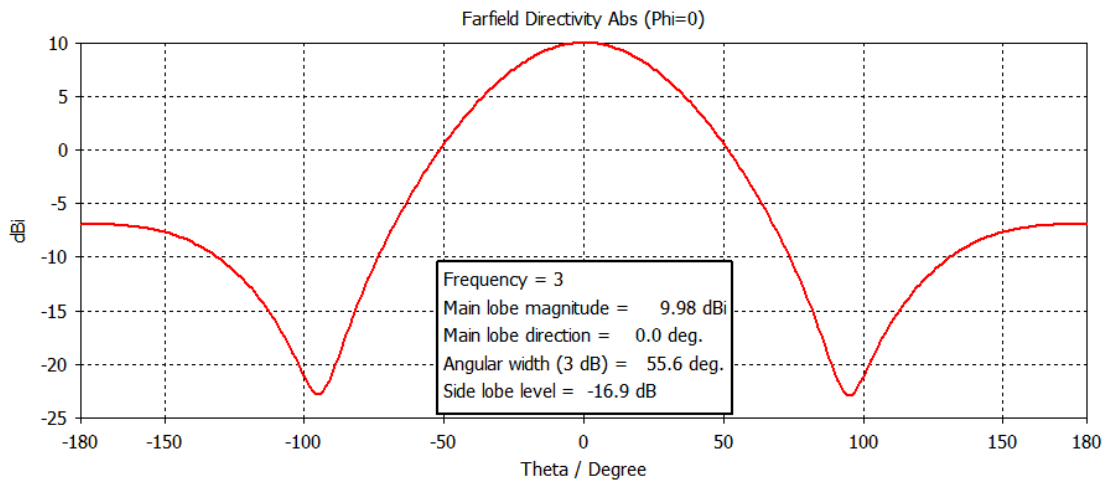
Obrázek 63 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény pro optimalizaci délky její vnitřní strany

### 6.3.5 Charakteristiky finálního modelu po optimalizaci

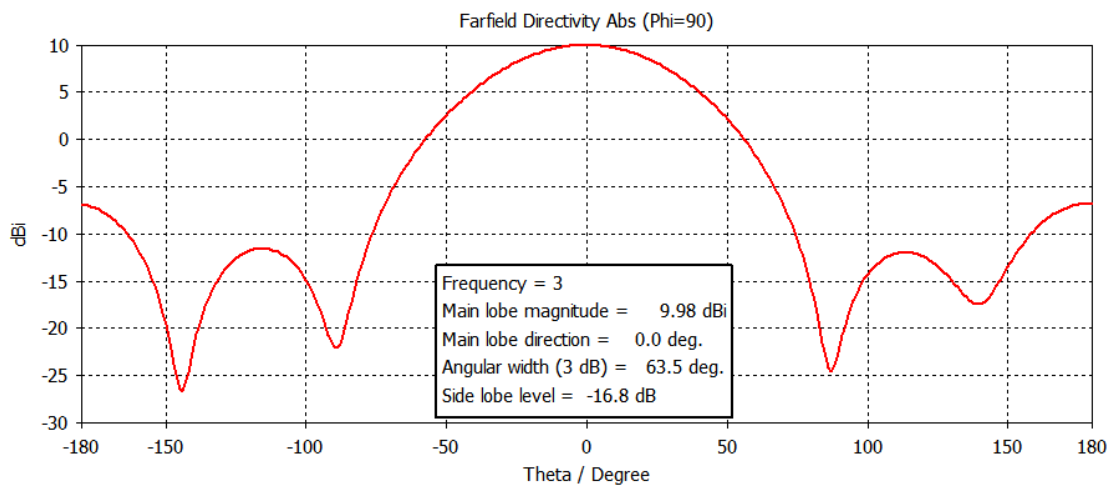
Po optimalizování parametrů bylo dosaženo velmi dobrého impedančního přizpůsobení, širokého frekvenčního pásma  $BW$  a dobré zisku antény  $BW$  i její symetrie.

Tabulka 16 - Hodnoty charakteristik u finálního modelu po optimalizaci

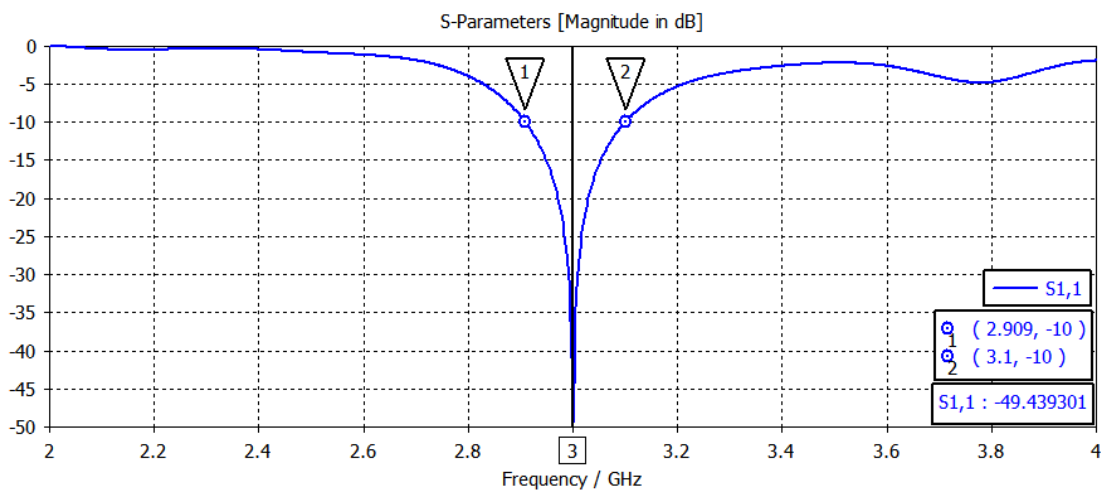
$S_{11_{MIN}}$ [dB]	$G$ [dBi]	$BW$ [MHz]
-49.43	9.98	191



Obrázek 64 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény po optimalizaci (azimut)



Obrázek 65 - Směrová charakteristika Bi-Quad antény po optimalizaci (elevation)

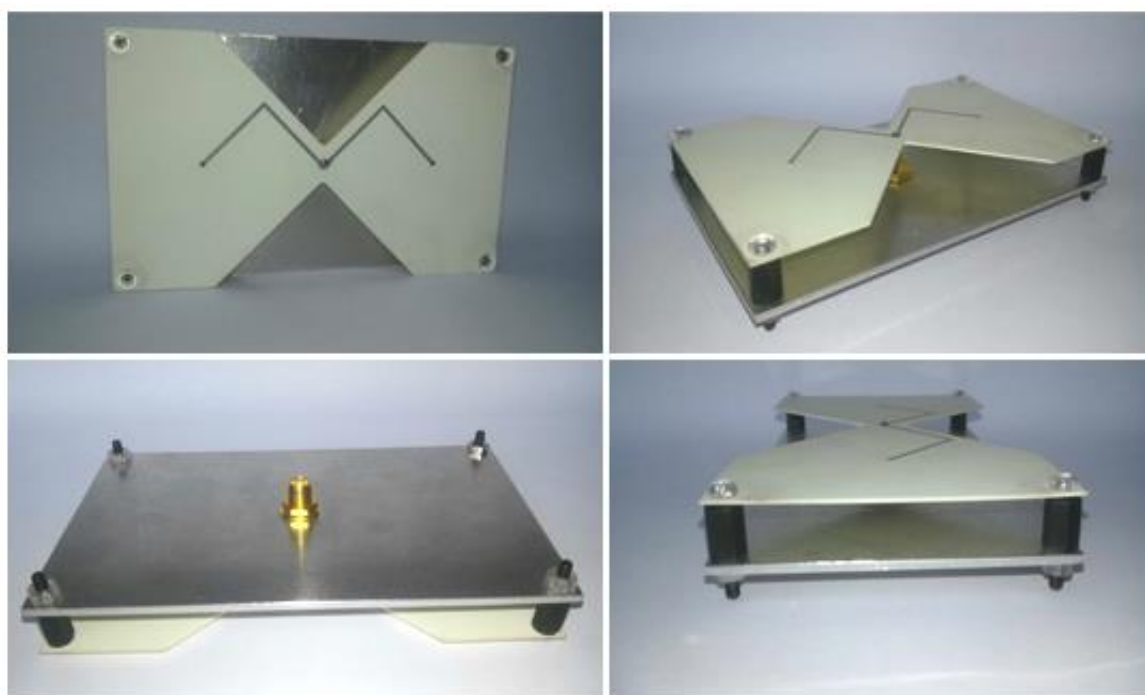


Obrázek 66 - Charakteristika S11 parametru Bi-Quad antény po optimalizaci

## 7 Kompletace a měření na vyrobeném prototypu Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet $f = 3\text{GHz}$

### 7.1 Kompletace prototypu Bi-Quad antény se zemní rovinou

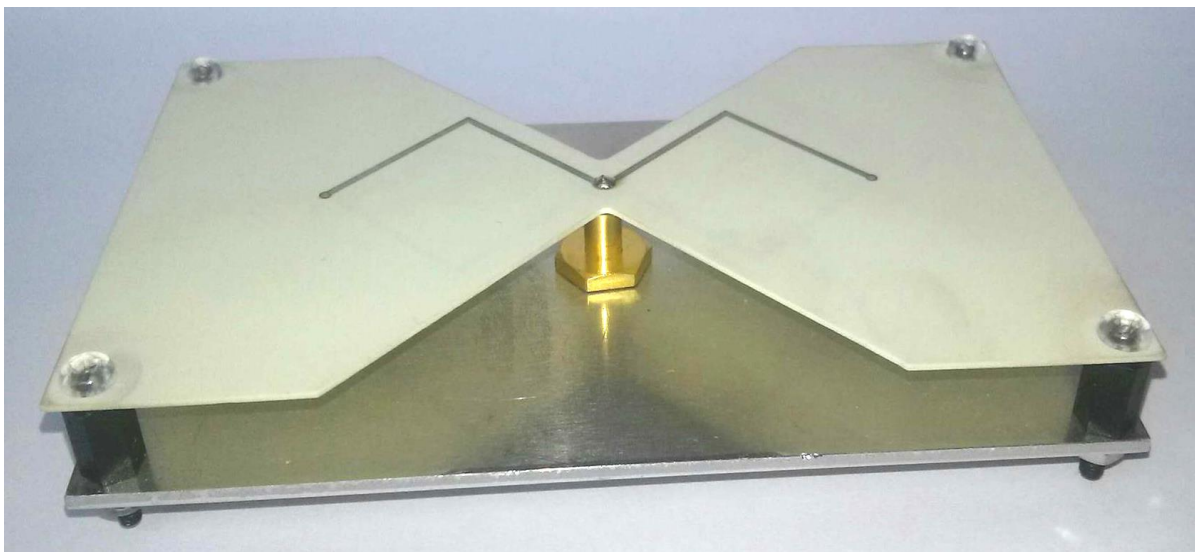
Po optimalizaci finálního modelu byla data vyexportována do formátu .gbr (gerber), vhodného pro výrobu 2DPS. Tyto data byly odeslány do firmy Pragoboard, kde byl na jejich základě vyleptán a vyfrézován navržený tvar Bi-Quad antény na 2DPS. Podle navrženého modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou v programu CST Studio byl prototyp sestaven (Kapitola 4).



**Obrázek 67 - Vyrobený prototyp antény typu Bi-Quad se zemní rovinou (různé pohledy)**

Do zemní roviny a 2DPS s motivem antény byly vyvrtány v rozích otvory pro sloupky. Dále byla do hliníkové zemní roviny vyvrtána ve středu díra, do které byl připevněn koaxiální konektor. Koaxiální kabel byl upraven pro pájení k 2DPS, zkrácen na požadovanou hodnotu a připevněn ke koaxiálnímu konektoru. Do středu 2DPS byla vyvrtána díra, do které byl nastrčen druhý konec koaxiálního kabelu a jeho vodiče připájeny. Střední vodič koaxiálního kabelu byl připájen z vrchu 2DPS a krajní vodič ze spodu 2DPS. Nakonec byl vyrobený prototyp antény opatřen sloupky a smontován (Obrázek 67, Obrázek 68).

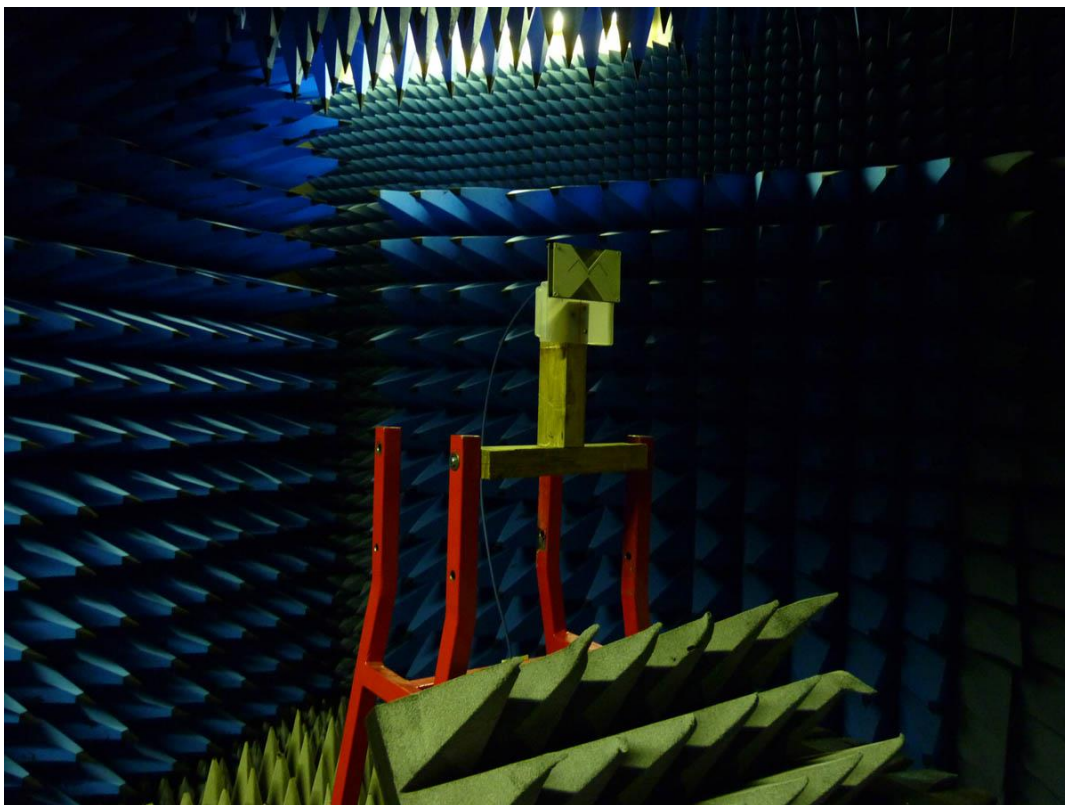




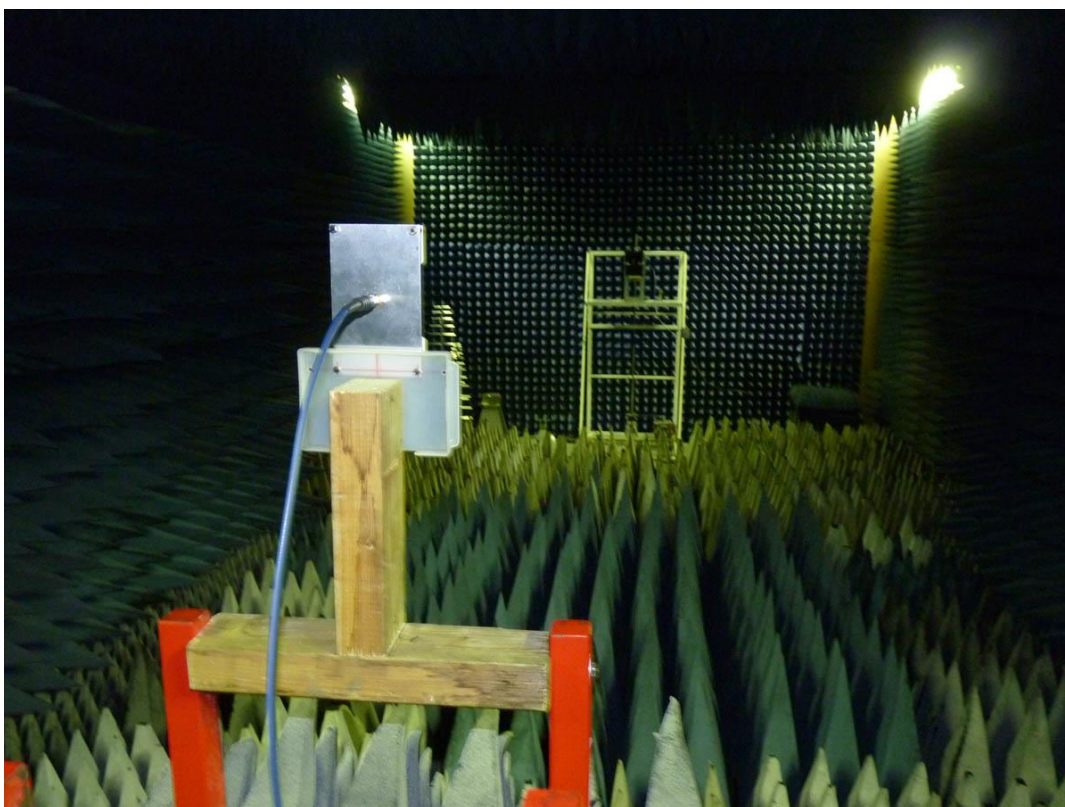
Obrázek 68 - Vyrobený prototyp Bi-Quad antény se zemní rovinou

## 7.2 Měření směrových vlastností na vyrobeném prototypu Bi-Quad antény se zemní rovinou

Samotné měření směrových vlastností na vyrobeném prototypu Bi-Quad antény proběhlo ve speciální bezodrazové komoře společnosti ERA. Bi-Quad anténa byla nastavena pro příjem signálu a připevněna k ose, kterou je možno natáčet v rozmezí 0 až 360°. Naproti ní byla staticky umístěna trychtýřová anténa nastavena na vysílání signálu. U prvního měření směrové charakteristiky Bi-Quad antény se zemní rovinou byly obě antény nastaveny do vertikální polarizace (Obrázek 69). Bi-Quad anténou se pomalu otáčelo kolem své osy a byly naměřeny data pro vytvoření směrové charakteristiky. V dalším kroku se obě antény nastavily do horizontální polarizace (Obrázek 70) a celý průběh se opakoval. Výsledkem měření byly směrové charakteristiky Bi-Quad antény ve vertikální a horizontální polarizaci.

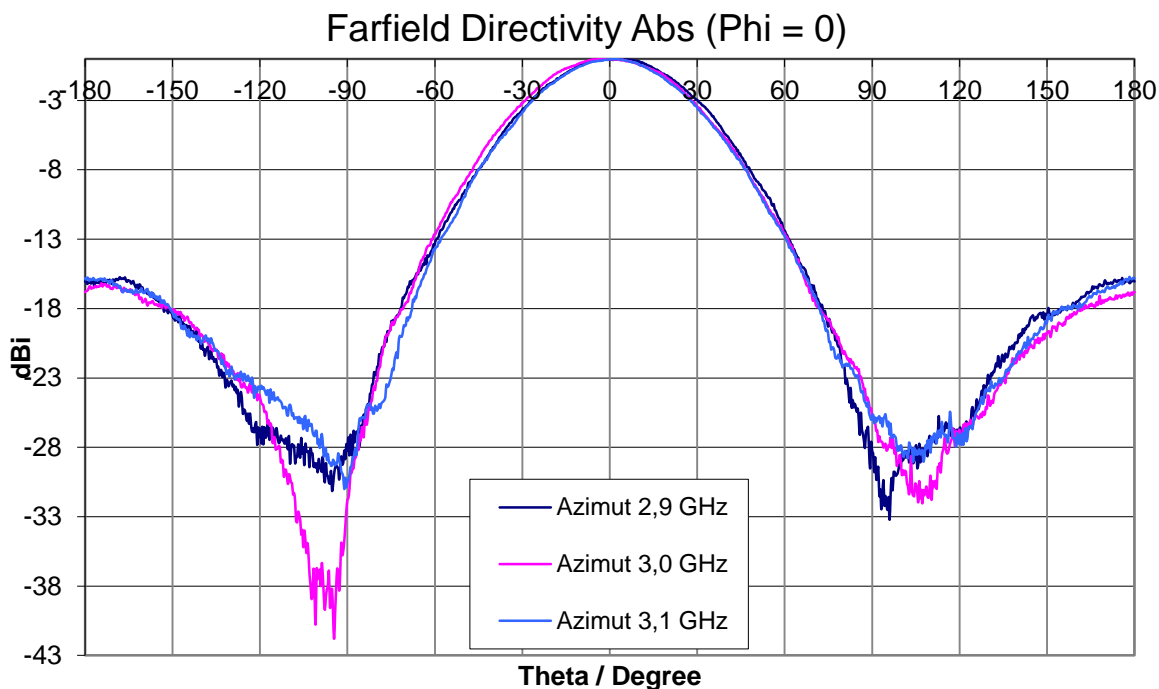


Obrázek 69 - Měření směrových vlastností u prototypu antény v bez odrazové komoře (pohled 1)

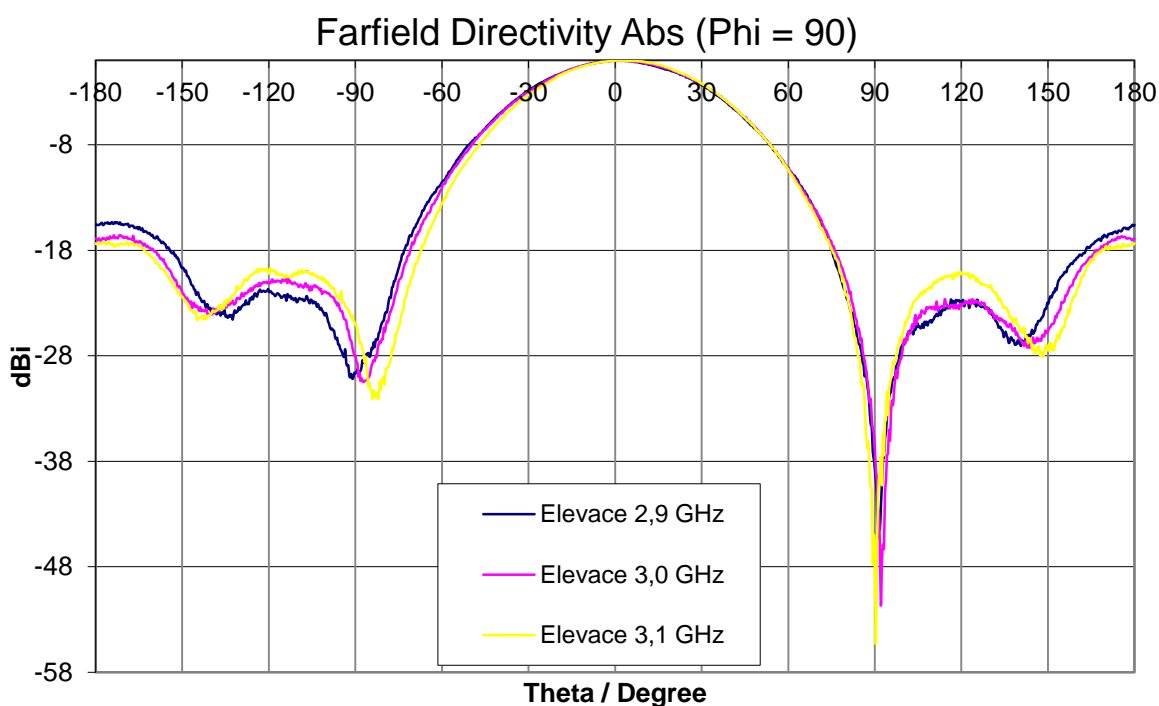


Obrázek 70 - Měření směrových vlastností u prototypu antény v bez odrazové komoře (pohled 2)

Z grafů vytvořených na základě měření směrových vlastností u prototypu antény (Obrázek 71, Obrázek 72) je vidět, že směrová charakteristika v azimutu i elevaci vyšla téměř symetrická. Změřená hodnota zisku  $G = 8,5\text{dBi}$ .



Obrázek 71 - Směrová charakteristika vyrobeného modelu Bi-Quad antény (azimut)



Obrázek 72 - Směrová charakteristika vyrobeného modelu Bi-Quad antény (elevace)

### 7.3 Měření impedančního přizpůsobení na vyrobeném modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou

Měření impedančního přizpůsobení proběhlo na vektorovém analyzátoru ZVL-6 od firmy Rohde&Scharz. V prvním kroku se provedla kalibrace přístroje na základě známé impedance kalibru. Ve druhém kroku byla změřena charakteristika S11 parametru na vyrobeném prototypu antény.



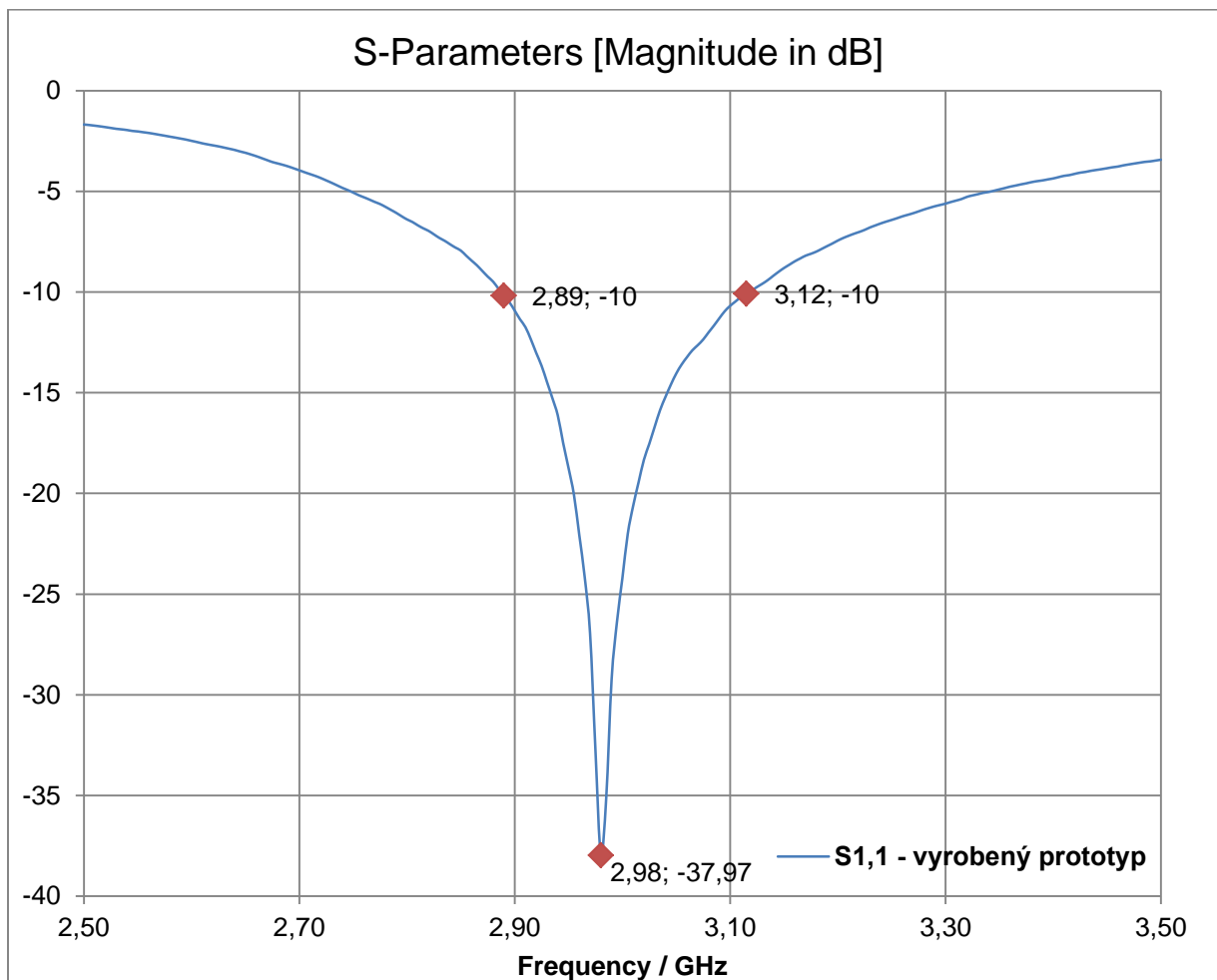
Obrázek 73 - Vektorový analyzátor ZVL-6 od firmy Rohde&Scharz



Obrázek 74 - Měření S11 parametru na prototypu antény pomocí vektorového analyzátoru



Z grafu S11 parametru u vyrobeného modelu (Obrázek 75) je vidět, že největší hodnoty útlumu bylo dosaženo na frekvenci  $f = 2,98GHz$ , posun minima grafu S11 od pracovního kmitočtu pro který byla anténa navržena je tedy pouze 20MHz. Šířka frekvenčního pásma  $BW$  je 230MHz.

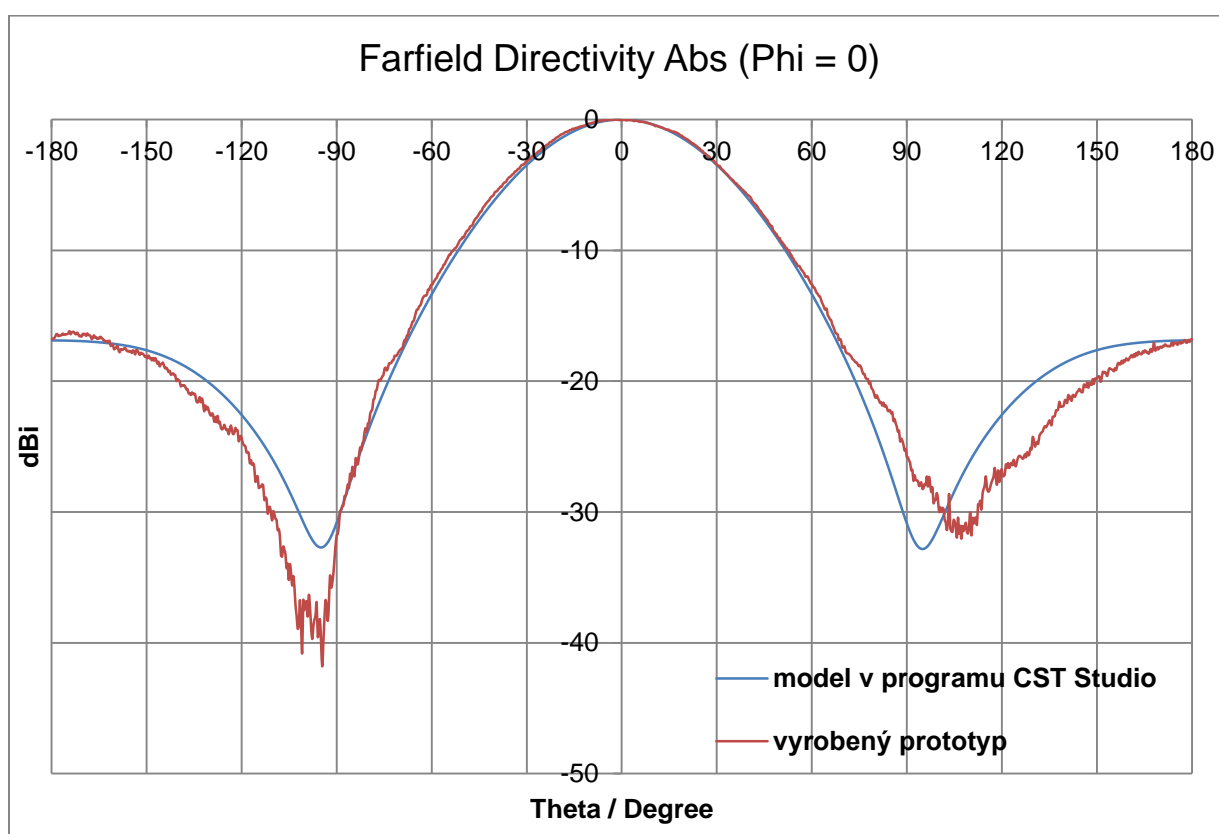


Obrázek 75 - Charakteristika S11 parametru vyrobeného prototypu Bi-Quad antény

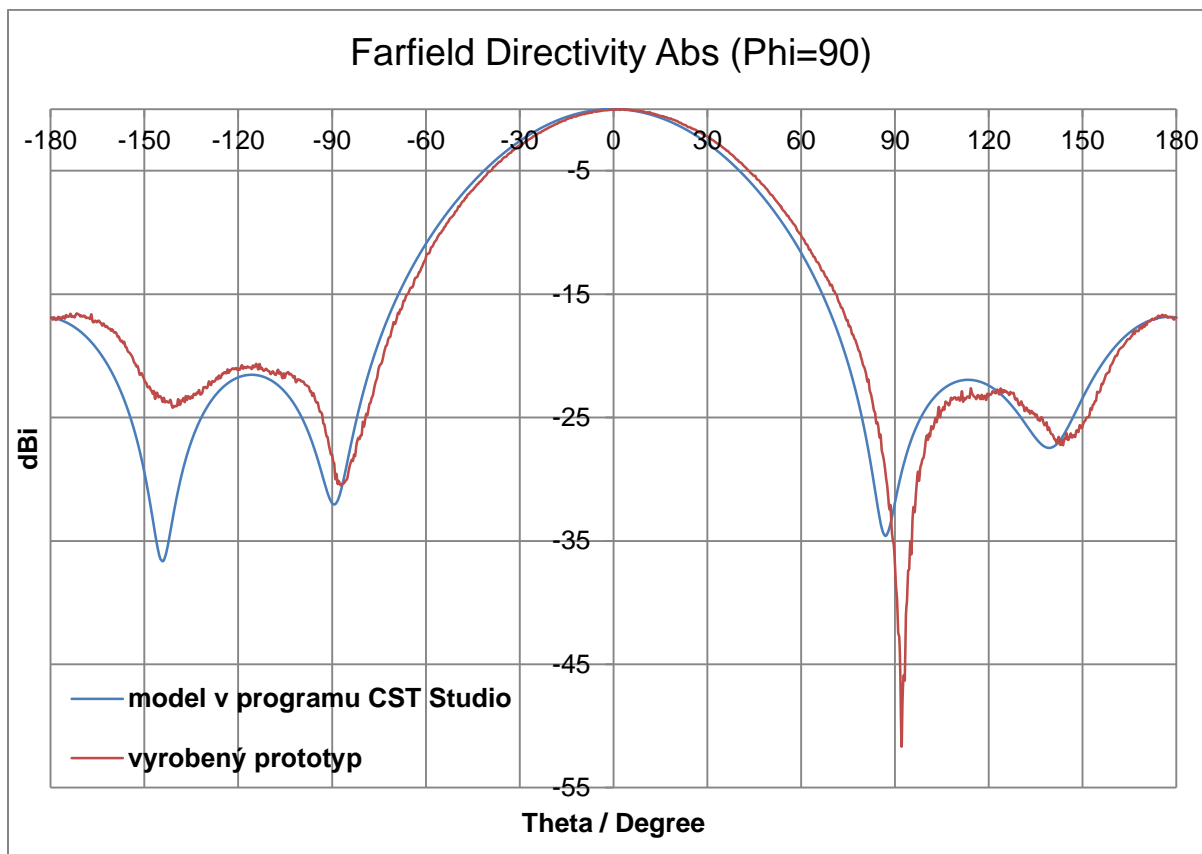
## 8 Porovnání hodnot optimalizovaného finálního modelu antény vytvořeného v programu CST Studio a vyrobeného prototypu

### 8.1 Směrové charakteristiky modelu vytvořeného v programu CST Studio a vyrobeného prototypu

Aby bylo možné charakteristiky směrovosti u modelu v programu CST Studio porovnat s charakteristikami směrovosti vyrobeného prototypu, bylo třeba charakteristiky v programu CST normovat. Normování probíhá tak, že se maximum směrové charakteristiky posune na hodnotu 0dBi. Jak je vidět na (Obrázek 76, Obrázek 77), směrové charakteristiky vytvořeného modelu v programu CST studio a vyrobeného prototypu jsou symetrické a téměř totožné. Shodující se směrové charakteristiky potvrzují, že vyrobený model byl zkonstruován správně.



Obrázek 76 - Směrová charakteristika modelu Bi-Quad antény navrženého v programu CST studio a vyrobeného prototypu (azimut)



Obrázek 77 - Směrová charakteristika modelu Bi-Quad antény navrženého v programu CST studio a realizovaného prototypu (elevace)

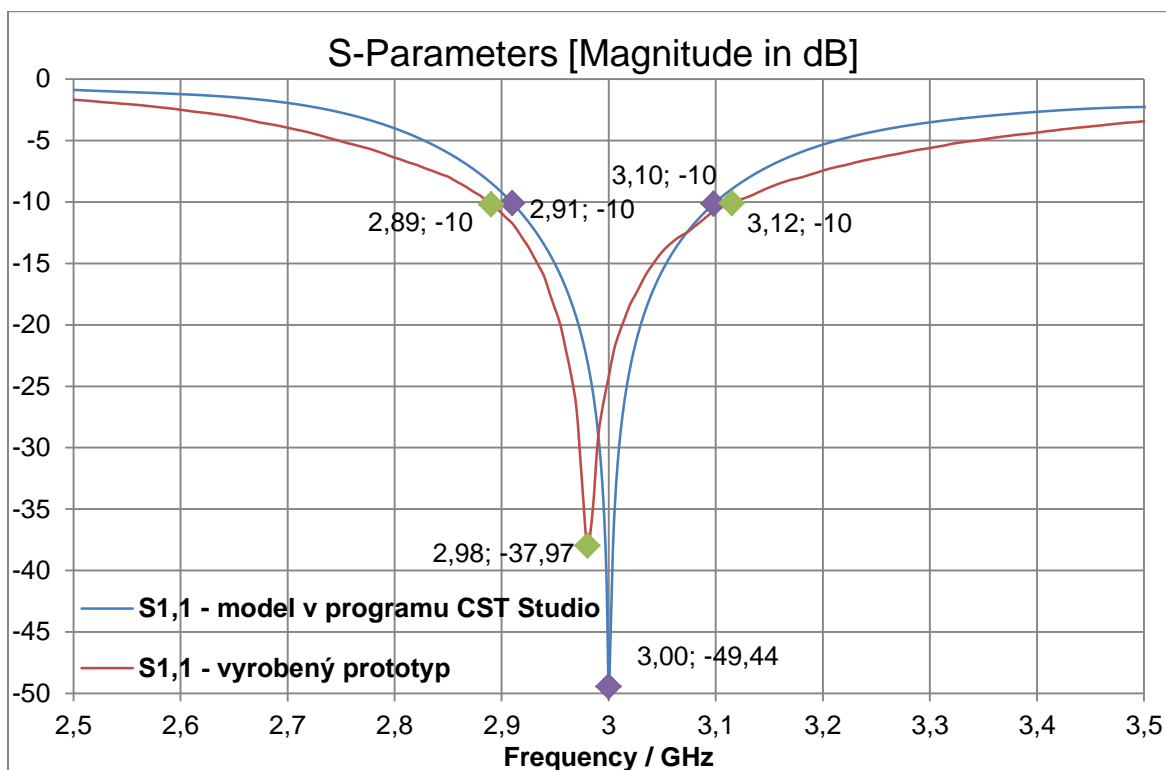
## 8.2 Zisk modelu vytvořeného v programu CST studio a vyrobeného prototypu pro pracovní kmitočet $f = 3GHz$

Zisk u modelu vytvořeného v programu CST Studio vyšel  $G = 9,98dBi$ . U vyrobeného prototypu vyšla hodnota zisku antény po odečtení útlumu koaxiálního vedení kabelu, který byl použit při měření  $G = 8,5dBi$ . Rozdíl zisku je tedy  $1,48dBi$ . Pokles zisku u vyrobeného modelu antény, je způsoben hlavně tím, že ze zisku vytvořeného v programu CST Studio není odečten útlum způsobený vedením koaxiálního kabelu. Na pokles zisku mají dále vliv například nerovnosti materiálů, nedokonalosti povrchů. Dále byly v programu CST Studio z důvodu rychlosti počítače a velkého množství simulací zanedbány ztráty (1.3.3), které na zisk antény mají také malý vliv.

## 8.3 Impedanční přizpůsobení u modelu vytvořeného v programu CST studio a vyrobeného prototypu

U vyrobeného prototypu antény vyšla šířka frekvenčního pásma  $BW = 230MHz(7,66\%)$ . U modelu navrženého v programu CST Studio vyšla šířka frekvenčního pásma  $BW =$

190MHz(6,33%). Největšího útlumu dosáhl model navržený v programu CST Studio. Maximální útlum ale není úplně podstatný, protože jeho hodnotám odpovídá jen velmi malá šířka frekvenčního pásma  $BW$ .



Obrázek 78 - Charakteristika S11 parametru modelu Bi-Quad antény navrženého v programu CST studio a vyrobeného prototypu

#### 8.4 Souhrn výsledků vyrobeného prototypu a modelu vytvořeného v programu CST Studio

Po porovnání výsledků u modelu navrženého v programu CST Studio a vyrobeného prototypu se směrové charakteristiky dají považovat za téměř totožné. Menší zisk  $G$  u vyrobeného prototypu je způsoben hlavně odečtením útlumu způsobeného koaxiálním kabelem při měření, který není do modelu vytvořeného v programu CST Studio započítán (1.3.3). Největší šířky frekvenčního pásma  $BW$  bylo dosaženo u vyrobeného prototypu s hodnotou  $BW = 230MHz$  (7,66%).

Tabulka 17 - Srovnání výsledků vyrobeného prototypu a modelu vytvořeného v programu CST Studio

Vlastnosti	Model v programu CST Studio	Vyrozený prototyp
$G$ [dBi] (3GHz)	9,98	8,5
$f_{MIN}$ [GHz]	2,91	2,89
$f_{MAX}$ [GHz]	3,1	3,12
$BW$ [MHz]	191	230
$BW$ [%]	6,33	7,66



## Závěr

V první části práce byl proveden teoretický rozbor elektromagnetických vln, rozebrány základní vlastnosti a charakteristiky antén. V Kapitole 2 se práce zabývá rozbořem vlastností antény typu Bi-Quad, návrhem geometrie antény, způsoby napájení a možnostmi využití.

V praktické části se práce zabývá konstrukcí, návrhem a výrobou antény typu Bi-Quad se zemní rovinou. V kapitole 3 jsou vytvořeny dva konstrukční návrhy a porovnána jejich vhodnost pro návrh parametrického modelu. V Kapitole 4 je detailně popsán návrh a výroba parametrického modelu Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet 3GHz v programu CST Studio. Je zde rozebrán postup návrhu, výběr materiálů pro výrobu a návrh všech konstrukčních prvků včetně koaxiálního konektoru, koaxiálního kabelu a upevňovacích prvků. Je zde také ověřeno impedanční přizpůsobení koaxiálního konektoru pomocí programu CST Studio. V kapitole 5 je zjištěna závislost zisku antény a šířky frekvenčního pásma na změně geometrie antény. Na základě simulací v kapitole 5 bylo v kapitole 6 navrženo vhodné řešení Bi-Quad antény se zemní rovinou pro pracovní kmitočet 3 GHz. Vhodné řešení vychází z parametrického modelu. Jsou zde zvoleny priority charakteristik a parametrický model je optimalizován pro jeho ideální charakteristiky. Dále jsou změřeny finální směrové charakteristiky, zisk a impedanční přizpůsobení antény. Na základě finálního modelu jsou vyrobeny části antény pro výrobu prototypu. V kapitole 7 je rozebráno konečné smontování částí prototypu Bi-Quad antény se zemní rovinou do konečné podoby, které vychází z kapitoly 3. Dále je zde provedeno měření na vyrobeném prototypu. Jsou měřeny směrové charakteristiky v bezodrazové komoře společnosti ERA a impedanční přizpůsobení na vektorovém analyzátoru ZVL-6 od firmy Rohde&Scharz. V poslední kapitole jsou porovnány hodnoty charakteristik naměřené u finálního modelu v programu CST Studio a hodnoty naměřené na vyrobeném prototypu antény. Směrové charakteristiky se dají považovat za téměř totožné. Menší zisk antény u vyrobeného prototypu je způsoben hlavně odečtením útlumu způsobeného koaxiálním kabelem při měření, se kterým se u modelu vytvořeného v programu CST Studio nepočítá. Dosažená šířka frekvenčního pásma u realizovaného prototypu vyšla 230MHz(7,66%). Tato šířka frekvenčního pásma BW je větší ve srovnání s většinou antén typu patch, jejichž BW bývá v rozmezí 2 až 3%. Při zhruba stejné konstrukční náročnosti.

Tato diplomová práce mi otevřela cestu k metodikám simulací mikrovlnných obvodů v programu CST Studio. Časově nejnáročnější bylo seznámit se s funkcemi programu CST Studio. Tato diplomová práce je dobrým vodítkem při návrhu antény typu Bi-Quad, které mají v dnešní době spoustu využití, hlavně díky rozvoji WiFi. Jsou zde do detailu popsány postupy potřebné pro její návrh. Realizace motivu antény v planární struktuře odbouralo komplikovaný způsob připojení koaxiálního vedení. Vyrobený prototyp může sloužit například pro testování přijímací trasy primárního radaru, který pracuje v pásmu 2,7 až 3,0. Jednoduchá změna prodloužení délky křídel antény při návrhu, umožní přeladit anténu pro pásmo 2,45 GHz, které je velmi oblíbené pro komunikaci WiFi. V této práci byly splněny všechny body zadání.

## Literatura

- [1] **NOVÁČEK Zdeněk.** *Elektromagnetické vlny, antény a vedení: přednášky.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2006. ISBN 80-214-3301-9.
- [2] **BEZOUŠEK Pavel.** *Technika radiových komunikačních systémů.* Elektronická verze přednášek. Univerzita Pardubice, [200?]
- [3] **MAZÁNEK, Miloš, Pavel PECHAČ a Jan VRBA.** *Základy antén, šíření vln a mikrovlnné techniky.* Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2008. ISBN 978-80-01-03997-7.
- [4] **Škvor Zbyněk.** *Impedanční přizpůsobení,* 2016 [online]. Dostupné z: <http://www.skvor.cz/pdf/impmatch2.pdf>
- [5] **PROCHÁZKA Miroslav.** *Antény: encyklopedická příručka.* 2. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2001. ISBN 80-7300-028-8.