

UNIVERZITA PARDUBICE  
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Rozbor vlastností anténních prvků typu patch  
Radek Janečka

Diplomová práce  
2016

Univerzita Pardubice  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Akademický rok: 2013/2014

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Radek Janečka**  
Osobní číslo: **I12443**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**  
Název tématu: **Rozbor vlastností anténních prvků typu patch**  
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 anténních prvků vhodných pro pásmo WiFi 2,45 GHz z pohledu optimální šířky pásma a maxima dosažitelného zisku. Pro srovnání uvažujte základní tvary antén obdélník, trojúhelník, elipsa, kroužek. Pro dosažení požadované šířky pásma vyberte vhodný typ buzení. Porovnání vlastností proveďte na základě modelů v programu CST microwave studio. Vybraný model anténního prvku realizujte a proveďte srovnávací měření. Uvažujte vliv anténního krytu.

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

**GARG, Ramesh. Microstrip antenna design handbook. Boston: Artech House, 2001, 845 s. ISBN 08-900-6513-6**  
**BALANIS, Constantine A. Antenna theory: analysis and design. 2nd ed., Wiley Singapore ed. New York: Wiley, 2003, 845 s. ISBN 978-997-1512-330**  
**ELLIOTT, Robert Stratman. Antenna theory and design: analysis and design. 2nd ed., Wiley Singapore ed. Hoboken: IEEE Press ; John Wiley, 2003, xxi, 594 s. ISBN 04-714-4996-2**  
**Antenna engineering handbook. 4th ed. Editor John L Volakis. New York: McGraw-Hill, 2007, 1 sv. (různé stránkování). ISBN 978-0-07-147574-7**

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Vadim Závodný**  
Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **31. října 2013**  
Termín odevzdání diplomové práce: **16. května 2014**



prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.  
děkan

L.S.

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.  
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2013

## **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 31. 5. 2016

Radek Janečka

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu mé diplomové práce Ing. Vadimovi Závodnému, Ph.D. za odbornou pomoc při návrhu a realizaci a měření antén. Poděkování patří i rodičům, kteří mě za celou dobu studia podporovali.

## **Anotace**

Diplomová práce je zaměřena na rozbor vlastností anténních prvků typu patch vhodných pro pásmo Wi-Fi 2,45GHz. Teoretická část se zaměřuje na popis vlastností antén a princip antény. Je zde vysvětleno dělení výkonu a vlastnosti výpočetní metody FDTD. V praktické části je popsán postup návrhu antény jednoprvkové a šestnácti-prvkové anténní řady. Model byl navržen v prostředí CST Microwave Studio pro jeden prvek a pro šestnácti-prvkovou anténní řadu. Modely byly vyrobeny a simulace jsou porovnány s reálným měřením.

## **Klíčová slova**

Flíček, šířka pásma, CST, FDTD, mikropáskové vedení, anténní řada, anténa, pásmo Wi-Fi

## **Title**

Characteristics of the patch type antenna elements

## **Annotation**

This thesis deals with the analysis of the characteristics of the type of patch antenna elements suitable for the 2.45 GHz Wi-Fi band. The theoretical part is focused on the description of the antennas and the principle. It explains the power division and FDTD computation method. The practical part describes the design of the one element antenna and the sixteen-elemental antenna array. A model was designed in an CST Microwave Studio environment for one element antenna and sixteen-elemental antenna array. Both models have been produced and simulation compared to the real measurement.

## **Keywords**

Patch, bandwidth, CST, FDTD, microstrip line, antenna array, antenna, Wifi band

## Obsah

<b>Seznam zkratk</b> .....	<b>8</b>
<b>Seznam obrázků</b> .....	<b>9</b>
<b>Seznam tabulek</b> .....	<b>11</b>
<b>Úvod</b> .....	<b>12</b>
<b>1 Mikropáskové antény</b> .....	<b>13</b>
1.1 Základní charakteristika planárních antén.....	13
1.2 Tvary mikropáskových antén a jejich vlastnosti .....	14
1.3 Parametry antén .....	15
1.3.1 Činitel přizpůsobení $S_{11}$ .....	15
1.3.2 Poměr stojatých vln .....	17
1.3.3 Diagram záření .....	17
1.3.4 Vstupní impedance antény, impedance záření .....	19
1.3.5 Zisk .....	19
1.3.6 Efektivní plocha antény .....	20
1.3.7 Polarizace.....	20
1.4 Možnosti napájení mikropáskových antén .....	21
1.4.1 Napájení koaxiálním vodičem .....	21
1.4.2 Napájení pomocí mikropáskového vedení .....	22
1.4.3 Vazební štěrbina .....	23
1.4.4 Vazba s otevřeným koncem.....	23
1.5 Nosný substrát antény.....	24
1.5.1 Relativní permitivita $\epsilon_r$ .....	24
1.5.2 Ztrátový činitel $\text{tg}(\delta)$ .....	25
1.5.3 Tloušťka substrátu $H$ .....	25
1.6 Anténní prvek .....	25
1.7 Vyzařovací diagram mikropáskové antény .....	27
<b>2 Děliče výkonu</b> .....	<b>31</b>
2.1 Rozptylové parametry.....	31
2.2 Děliče výkonu.....	31
2.2.1 Dělič T nekompensovaný .....	32
2.2.2 Dělič T kompenzovaný.....	33

2.2.3	Dvoucestný dělič Wilkinson nepřizpůsobený .....	34
2.2.4	Wilkinsonův dělič kompenzovaný s výstupním transformátorem .....	35
<b>3</b>	<b>CST Studio Suite 2015.....</b>	<b>37</b>
3.1	Diskretizace modelu .....	38
3.2	Numerické výpočtové metody.....	38
3.2.1	Frekvenční oblast.....	38
3.2.2	Časová oblast.....	38
3.2.3	Metoda FDTD .....	39
<b>4</b>	<b>Porovnání anténních prvků typu patch na 2,45 GHz .....</b>	<b>42</b>
4.1	Tvorba modelu a impedanční přizpůsobení .....	42
4.2	Návrh trojúhelníkové flíčkové antény v CST.....	49
<b>5</b>	<b>Návrh anténní řady .....</b>	<b>55</b>
5.1	Modelování a simulace děliče 1 .....	57
5.2	Modelování a simulace děliče 2 .....	59
5.3	Modelování a simulace děliče 3 .....	61
5.4	Modelování a simulace děliče 4 .....	63
5.5	Kompenzace odrazů na mikropáskovém vedení .....	65
5.6	Finální dělič.....	66
<b>6</b>	<b>Návrh anténní řady .....</b>	<b>68</b>
<b>7</b>	<b>Realizace měření.....</b>	<b>71</b>
7.1	Vyzařovací charakteristiky .....	75
	<b>Závěr .....</b>	<b>83</b>
	<b>Literatura .....</b>	<b>84</b>
	<b>Seznam příloh na CD .....</b>	<b>85</b>



## Seznam zkratk

3D	3-Dimension (Třírozměrné)
BW	Bandwith (Šířka pásma)
CD	Compact disk (kompaktní disk)
CST	Computer Simulation Technology AG
DPS	Deska plošných spojů
EM	Elektro-magnetické (pole)
FDTD	Finite Difference Time Domain
FR4	Fotocuprexit
GPS	Global Positioning Systems
MP	Mikropáskové (vedení)
MWS	CST Microwave Studio – 3D EM simulation software
SLL	Side Lobe Level (Úroveň postranních laloků)
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network

## Seznam obrázků

Obrázek 1.1 - Jednoduchá mikropásková anténa (1).....	13
Obrázek 1.2 - Různé tvary mikropáskových antén (8).....	15
Obrázek 3 - Mikrovlnný N-bran (7) .....	16
Obrázek 4 - Souřadný systém anténního svazku (8) .....	18
Obrázek 5 - vývojový diagram zisku a směrovosti (7) .....	19
Obrázek 1.6 - Napájení pomocí koaxiálního vodiče (2).....	21
Obrázek 1.7 - Zavedení elektromagnetické vazby mezi flíčkem a sondou (2) .....	22
Obrázek 1.8 - Napájení pomocí mikropáskového vedení (6).....	23
Obrázek 9 - Napájení vazební štěrbinou.....	23
Obrázek 10 - Napájení vazbou s otevřeným koncem .....	24
Obrázek 1.11 - Mikropásková anténa obdélníkového prvku. a) Napájení koaxiálním vedením b) Průřez anténou v rovině středního vodiče koaxiálního napáječe (2).....	24
Obrázek 1.12 – Obdélníková a kruhová mikropásková anténa (7) .....	26
Obrázek 13 – Rozložení impedance, napětí a proudu na flíčkové anténě (13) .....	27
Obrázek 14 - Vyzařovací diagramy 3D v závislosti na počtu prvků (vzdálenost $0,75\lambda$ ) ....	28
Obrázek 15 - Vyzařování řady v závislosti na vzdálenosti prvků .....	29
Obrázek 16 – a) Rozptyl elektrického pole, b) Rozptyl magnetického pole (2) .....	30
Obrázek 17 - Schéma zařízení s 2 branami (11).....	31
Obrázek 18 - Výkonový dělič (11) .....	32
Obrázek 19 - Nekompensovaný T dělič .....	33
Obrázek 20 - Kompensovaný T dělič.....	33
Obrázek 21 - Nekompensovaný symetrický Wilkinsonův dělič .....	35
Obrázek 22 - Wilkinsonův kompenzovaný dělič s výstupním transformátorem .....	36
Obrázek 23 - CST Studio Suite produkty .....	37
Obrázek 24 - Vizualizace výpočetních mřížek metody FDTD (12).....	39
Obrázek 25 - Diskretizace Faradayova zákona ve výpočetní buňce (12).....	40
Obrázek 26 - Modely anténních prvků různých tvarů .....	42
Obrázek 27 - Časový průběh budícího signálu.....	43
Obrázek 28 - Závislost parametrů $S_{11}$ porovnávaných prvků .....	44
Obrázek 29 - Polární graf impedančního přizpůsobení .....	44
Obrázek 30 - Závislost směrovosti trojúhelníkového prvku v E-rovině na velikosti zemnicí desky [mm].....	45
Obrázek 31 - Závislost směrovosti obdélníkového prvku v E-rovině na velikosti zemnicí desky [mm].....	45
Obrázek 32 - Závislost směrovosti kruhového prvku v E-rovině na velikosti zemnicí desky [mm] .....	46
Obrázek 33 - Výřez vyzařovací charakteristiky pro kruhový flíček v ose Phi.....	46
Obrázek 34 - Výřez vyzařovací charakteristiky pro obdélníkový flíček v ose Phi .....	47
Obrázek 35 - Výřez vyzařovací charakteristiky pro trojúhelníkový flíček v ose Phi.....	47
Obrázek 36 - Výkres trojúhelníkového anténního prvku v CST.....	49

Obrázek 37 - Experimentální model pro určení délky a šířky úseku .....	50
Obrázek 38 - Pohled na model CST .....	51
Obrázek 39 - Impedanční přizpůsobení finálního modelu .....	51
Obrázek 40 - Polární graf impedančního přizpůsobení finálního modelu.....	52
Obrázek 41 - Vyzařovací diagram směrovosti v rovině $\Phi = 0^\circ$ .....	52
Obrázek 42 - Vyzařovací diagram směrovosti v rovině $\Phi = 90^\circ$ .....	52
Obrázek 43 - Vyzařovací diagram směrovosti 3D modelu .....	53
Obrázek 44 – Rozložení EM pole na modelu.....	54
Obrázek 45 - Schematické zapojení děliče.....	55
Obrázek 46 – Závislost směrovosti na rozložení amplitud.....	56
Obrázek 47 - CST model dělič 1 .....	57
Obrázek 48 - Impedanční přizpůsobení děliče 1 .....	57
Obrázek 49 - Fáze na portech děliče 1 .....	58
Obrázek 50 - CST model dělič 2 .....	59
Obrázek 51 - Impedanční přizpůsobení děliče 2 .....	59
Obrázek 52 - Fáze na portech děliče 2 .....	60
Obrázek 53 - CST model dělič 3 .....	61
Obrázek 54 - Impedanční přizpůsobení dělič 3 .....	61
Obrázek 55 - Fáze na portech děliče 3 .....	62
Obrázek 56 - CST model dělič 4 .....	63
Obrázek 57 - Impedanční přizpůsobení děliče 4 .....	63
Obrázek 58 - Fáze na portech děliče 4 .....	64
Obrázek 59 – a) kompenzace vedení, b) CST model pro kompenzaci odrazů na vedení ...	65
Obrázek 60 - Odraz při zkosení 2,03 mm.....	65
Obrázek 61 - Výsledný model děličího vedení .....	66
Obrázek 62 - Rozložení EM pole na děliči.....	66
Obrázek 63 - S-parametry výsledného šesnáci-prvkového děliče.....	67
Obrázek 64 - Fáze na jednotlivých portech .....	67
Obrázek 65 - Finální model anténní řady .....	68
Obrázek 66 - Porovnání $S_{11}$ parametrů samotného děliče a anténní řady .....	68
Obrázek 67 - Impedanční přizpůsobení anténní řady v polárním grafu .....	69
Obrázek 68 - Vyzařovací charakteristika v rovině $\Phi = 0$ .....	69
Obrázek 69 - Vyzařovací charakteristika v rovině $\Phi = 90$ .....	69
Obrázek 70 - 3D vyzařovací diagram anténní řady.....	70
Obrázek 71 - Náhled na DPS anténní řady a) vazební štěrbiny, b) dělič .....	71
Obrázek 72 - Náhled na DPS trojice prvkových antén a) vazební štěrbiny, b) MP .....	71
Obrázek 73 – Celá finální sestava antén pohled z vrchu .....	72
Obrázek 74 – Napájení anténní řady .....	72
Obrázek 75 - Měření $S_{11}$ parametrů anténní řady.....	73
Obrázek 76 - Porovnání průběhu $S_{11}$ simulace a měření prvku 1 .....	73
Obrázek 77 - Porovnání průběhu $S_{11}$ simulace a měření prvku 2 .....	74
Obrázek 78 - Porovnání průběhu $S_{11}$ simulace a měření prvku 3 .....	74
Obrázek 79 - Porovnání průběhu $S_{11}$ simulace a měření anténní řady.....	75

Obrázek 80 - Měřící pracoviště Bezděkov .....	75
Obrázek 81 - Vyznačení rovin řezu .....	76
Obrázek 82 - Detail připevnění anténního prvku a točná apertura .....	76
Obrázek 83 - Detail připevnění anténní řady a točná apertura .....	77
Obrázek 84 - Anténní řada 2,4 GHz azimut .....	77
Obrázek 85 - Anténní řada 2,45 GHz azimut .....	78
Obrázek 86 - Anténní řada 2,5 GHz azimut .....	78
Obrázek 87 - Anténní řada 2,4 GHz elevace .....	79
Obrázek 88 - Anténní řada 2,45 GHz elevace .....	79
Obrázek 89 - Anténní řada 2,5 GHz elevace .....	80
Obrázek 90 – Anténní prvek1 2,45GHz azimut .....	80
Obrázek 91 - Anténní prvek2 2,45GHz azimut .....	81
Obrázek 92 - Anténní prvek3 2,45GHz azimut .....	81

## Seznam tabulek

Tabulka 1 - Směrové par. obdélníkové antény v závislosti na počtu prvků H-rovina .....	28
Tabulka 2 – Směrové parametry řady v závislosti na vzdálenosti prvků H-rovina.....	29
Tabulka 3 - Hodnoty parametrů pro impedanční přizpůsobení porovnávaných modelů ....	43
Tabulka 4 - Naměřené hodnoty parametrů $S_{11}$ na jednotlivých prvcích v CST .....	44
Tabulka 5 - Naměřené parametry vyzařovacích char. v průřezu $\Phi = 0^\circ$ a $\Phi = 90^\circ$ .....	47
Tabulka 6 – Naměřené hodnoty přizpůsobeného trojúhelníkového anténního prvku.....	51
Tabulka 7 – Naměřené parametry vyzařovacích char. v průřezu $\Phi = 0^\circ$ a $90^\circ$ .....	53
Tabulka 8 - vypočítané normované amplitudy a dělicí poměry .....	55
Tabulka 9 – Rozměry a impedance úseku děliče .....	56
Tabulka 10 – Parametry vedení děliče 1 .....	58
Tabulka 11 - Parametry vedení děliče 2 .....	60
Tabulka 12 - Parametry vedení děliče 3 .....	62
Tabulka 13 - Parametry vedení děliče 4 .....	64
Tabulka 14 - Naměřené vyzařovací parametry anténní řady v CST .....	70
Tabulka 15 – Porovnání hodnot simulace a měření anténní řady .....	82
Tabulka 16 - Porovnání hodnot simulace a měření anténní prvky .....	82

## Úvod

Koncepce mikropáskových antén byla poprvé navržena Deschampsem v roce 1953. Patent byl vydán ve Francii roku 1955 na jména Gutton a Baissinot. Přesto uběhlo 20 let, než byla vytvořena reálná anténa. Rozvoj během 70. let byl urychlen dostupností dobrých substrátů s nízkým činitelem ztrát a zajímavými teplotními a mechanickými vlastnostmi a vylepšenými fotolitografickými technikami a lepšími teoretickými modely. První praktická anténa byla vyvinuta Howellem a Munsonem.[1] Od té doby probíhal rozsáhlý výzkum a vývoj mikropáskových antén a řad, zaměřený na využití jejich mnoha výhod (nízká hmotnost, malé rozměry, nízká výrobní cena, atd.). To vedlo k různorodým aplikacím a také k vytvoření samostatné kategorie mikrovlnných antén.

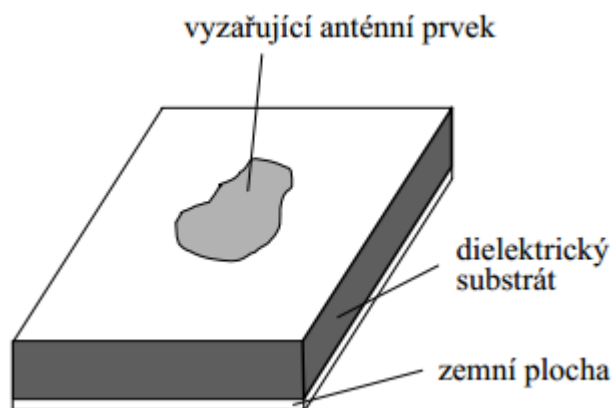
Mikropáskové antény byly značně zdokonaleny v posledních 25 letech a mnoho jejich omezení (malá šířka pásma, zpracování nízkých výkonů, atd.) bylo překonáno. Zajímavé bylo objevení možnosti využití aperturové vazby k napájení antény (napájecí mikropásek na dolní straně antény je oddělen od anténního zářiče zemní deskou s vyříznutou štěrbinou – tzv. aperturou). Tento typ systému napájení umožňuje fyzické oddělení dvou funkcí (napájení, vyzařování) a použití optimálního substrátu zvláště pro zářič a pro přenosové vedení. Vlastnosti těchto antén lze výrazně zlepšit použitím vícevrstevných struktur s tlustým substrátem a s nízkou permitivitou. V současnosti bylo dosaženo šířky pásma 65%. [1]

Cílem teoretické části této práce je uvést do problematiky vlastností flíčkových antén s různým tvarem, aby bylo možné odvození postupu při konkrétním návrhu. Praktická část porovnává vlastnosti třech tvarů flíčků (obdélník, kroužek a trojúhelník) v programu CST Microwave Studio. V další části je popisován praktický postup při návrhu antény s trojúhelníkovým vyzařovacím prvkem. Ta byla následně vyrobena a na ní pak provedena porovnávací měření. V poslední části je popisován postup návrhu anténní řady s šesnácti trojúhelníkovými prvky, včetně návrhu dělicího vedení k docílení nerovnoměrného rozložení amplitudy. Ta byla následně vyrobena a na ní provedena porovnávací měření. Všechny tyto antény jsou optimalizovány pro pásmo Wi-Fi na frekvence (2,4 až 2,5) GHz, se střední frekvencí 2,45GHz a na konci práce jsou výsledky zhodnoceny.

# 1 Mikropáskové antény

## 1.1 Základní charakteristika planárních antén

Mikropásková anténa se skládá z kovového anténního prvku (anglicky patch), z dielektrického substrátu a z kovové zemní desky. Nejjednodušší konfigurace mikropáskové antény je na (Obrázek 1.1)



Obrázek 1.1 - Jednoduchá mikropásková anténa (1)

Tyto antény jsou tenké a lehké, a proto se nejvíce využívají v letectví a mobilních aplikacích. Jelikož nejsou schopny pracovat s velkými výkony, jsou používány především v nízko-výkonových vysílacích a přijímacích aplikacích.

Mikropáskovou anténu si můžeme představit jako mikropáskové vedení na konci naprázdno, jehož konec je výrazně rozšířený (aby bylo dosaženo co největšího vyzařování energie do prostoru). Mikropáskové antény tedy můžeme snadno integrovat do planárních obvodů, které zpracovávají vysílaný nebo přijímaný signál. Tato skutečnost vedla k vývoji integrovaných mikropáskových aktivních antén, ve kterých jsou obvodové funkce svázaný s funkcemi antény. Mnoho z anténních aplikací v satelitních spojích, mobilních komunikacích, bezdrátových lokálních sítích a dalších klade požadavky na kompaktnost, fungování na dvou frekvencích, řízení směrové charakteristiky, atd. Tyto funkce mohou být implementovány přímo ve struktuře mikropáskové antény, a proto se tyto antény stávají běžně užívanými. [1]

Mikropáskové antény se velmi často používají v širokém intervalu mikrovlnných kmitočtů (typicky od asi 100 MHz do asi 100 GHz). V porovnání s konvenčními mikrovlnnými anténami přinášejí mikropáskové antény několik výhod.

#### **Hlavní výhody mikropáskových antén:**

- malá hmotnost, malý objem a úzkoprofilové uspořádání;
- nízké výrobní náklady, snadná reprodukovatelnost při hromadné výrobě;
- lineární a kruhová polarizace je možná s jednoduchým napájením
- mohou být snadno vyrobeny duálně-frekvenční antény a antény s dvojitou polarizací;
- mohou být snadno integrovány s mikrovlnnými integrovanými obvody;
- napájecí vedení a přizpůsobovací články mohou být vyrobeny současně s anténní strukturou.

#### **Omezení mikropáskových antén:**

- úzké kmitočtové pásmo a související problémy s tolerancemi;
- poněkud malý zisk, asi 6 dB;
- velké ohmické ztráty v napájecím systému anténních řad;
- většina mikropáskových antén vyzařuje pouze do jednoho poloprostoru;
- vysoko-výkonové anténní řady vyžadují složité napájecí systémy;
- obtížně se dosahuje polarizační čistoty;
- extrémní vyzařování z napájení;
- schopnost pracovat pouze s malými výkony, asi 100W;
- redukovaný zisk a účinnost a také nepřijatelně vysoká úroveň příčné polarizace a

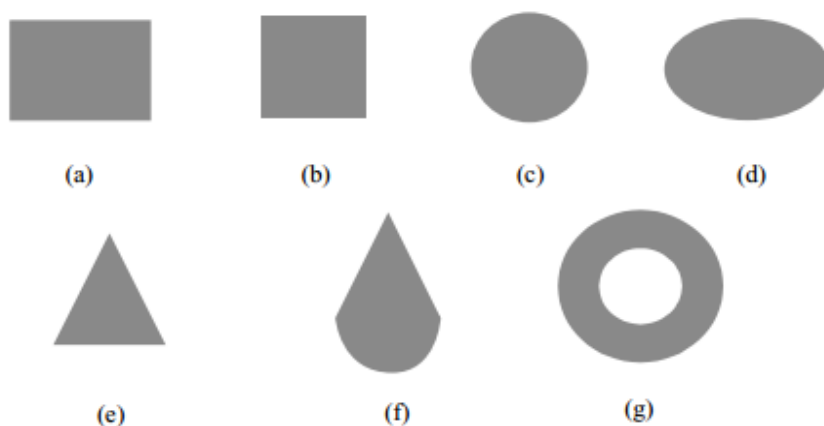
## **1.2 Tvary mikropáskových antén a jejich vlastnosti**

Mikropásková anténa se skládá z vyzařujícího vodivého flíčku na straně jedné a dielektrického substrátu na straně druhé. Flíček je obvykle zhotoven z vodivého materiálu, jako je měď nebo zlato. Vyzařující flíček a napájecí proužek jsou naleptaný fotocestou na elektrický substrát.

Anténa zhotovená na vhodném podkladu vydrží velké otřesy a tak není problém s jejím využitím v prostředích, kde se často vyskytují vibrace. Výrobci základnových stanic pro mobilní komunikace často vyrábí antény z kusu plechu a připevňují je různými

způsoby přímo na nevodivé sloupky nebo pěnu za účelem snížení výdajů za nevodivý substrát a leptání antén. Tento způsob montáže antén také eliminuje problém s povrchovým vybuzením vln při použití tlustých substrátů, které se používají pro zvětšení šířky pásma antény.

Mikropáskové antény jsou charakteristické vyššími řadami fyzikálních parametrů, než klasické mikrovlnné antény. Mohou být konstruovány v různých geometrických tvarech a rozměrech (Obr. 1.2). Nejpoužívanějšími tvary v různých aplikacích jsou obdélníkové nebo kruhové. Obdélníkové flíčky mají největší impedanci šířky pásma a to díky tomu, že jsou větší než ostatní tvary. Čtvercové flíčky se používají při vytváření kruhové polarizace. Kruhové a eliptické flíčky jsou o něco menší, než je jejich obdélníkový protějšek a proto mají nižší zisk a šířku pásma. Trojúhelníkové flíčky jsou menší, než obdélníkové a kruhové a to za cenu dalšího snížení šířky pásma a zisku. Trojúhelníkové flíčky mají tendenci vytvářet vyšší polarizační úrovně z důvodu symetrické konfigurace. Pomocí tohoto tvaru lze vytvořit dvou polarizační flíčky, ale šířka pásma je obvykle velmi úzká.



Obrázek 1.2 - Různé tvary mikropáskových antén (8)

Návrháři zvyšují šířku pásma antény například tak, že spojí několik flíčků do jedné roviny nebo použitím vnitřních štěrbin nebo apertur. Těchto několik rezonátorů zvýší šířku pásma a v nejlepším případě bude anténa vyzařovat stejným způsobem.

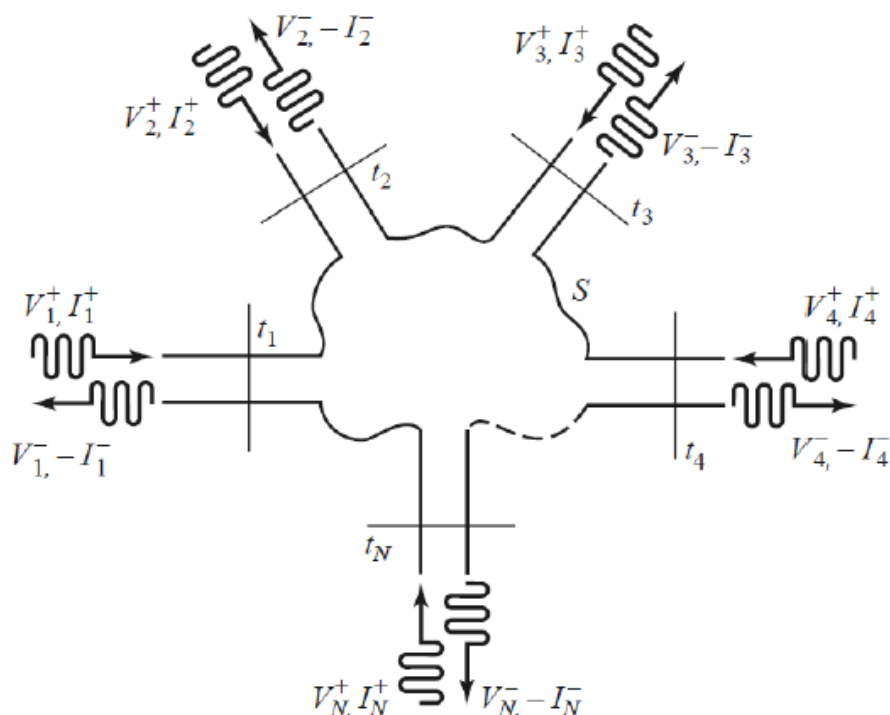
## 1.3 Parametry antén

### 1.3.1 Činitel přizpůsobení $S_{11}$

Parametr  $S_{11}$  udává, jak jsou dva prvky vzájemně k sobě přizpůsobeny. Jedná se o poměr napětí odražené vlny a vlny přímé. Libovolný N-bran (Obr.) jehož porty jsou definované pomocí přichozích a odražených napěťových a proudových vln, je možné zcela popsat maticí s-parametrů o velikosti  $N \times N$  na jednom kmitočtu. Pokud jsou rozměry obvodu srovnatelné s vlnovou délkou, je nutné stanovit v obvodu referenční roviny, které



definují místa v obvodu, ke kterým je vztažena fáze měřených napěťových a proudových vln.



Obrázek 3 - Mikrovlnný N-bran (7)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Z_{N1} & \cdots & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}, \quad (1.1)$$

Pokud bychom chtěli popisovat mikrovlnný n-bran impedanční maticí, je nutné při měření jednotlivých impedancí zachovat příslušné okrajové podmínky na sousedních portech. Pokud máme dvojbran, pak pro stanovení  $Z_{11}$  z definice  $V_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2$  je nutné aby  $I_2 = 0$ . Toto je pro mikrovlnný obvod nepříznivý stav, neboť ideální zkrat nebo otevřený konec se v mikrovlnné technice obtížně realizuje. Z tohoto důvodu se používá popis pomocí matice  $S$ , která popisuje závislost mezi přímou  $V^+$  a odraženou  $V^-$  napěťovou vlnou. Parametry mohou být změřeny přímo, pomocí napěťového analyzátoru. Výhodou tohoto popisu jsou okrajové podmínky, které vyžadují bezodrazové zakončení sousedních portů, na kterých neprobíhá měření. Tuto podmínku dokážeme v mikrovlnné technice dobře realizovat.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \\ \vdots & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Jedná se o poměr vektoru napětí odražené vlny a vektoru vlny přímé. Jednotlivé prvky matice S se tedy určí podle vztahu:

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \quad (1.3)$$

Kde  $j$  je vstupní port na který dopadá přímá napěťová vlna  $V_j^+$  a  $i$  značí výstupní port s odraženou napěťovou vlnou  $V_i^-$ . Všechny ostatní porty musí být zakončeny bezodrazově.

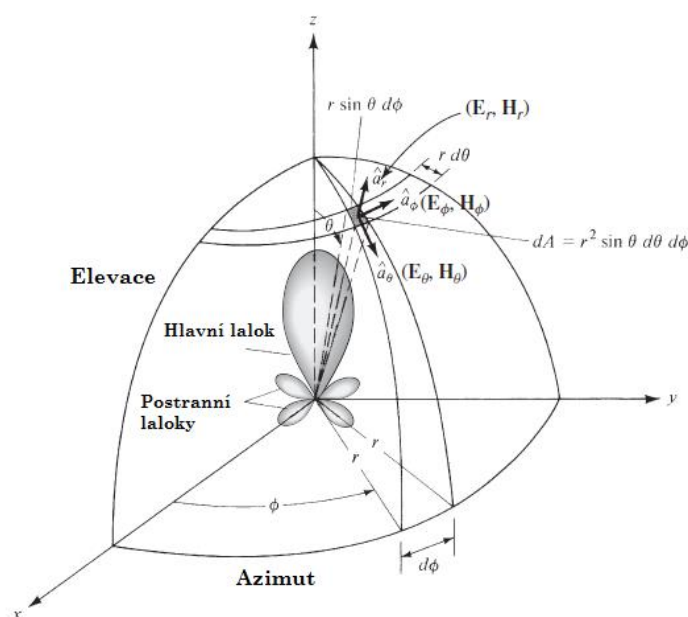
### 1.3.2 Poměr stojatých vln

Je skalární veličina. V konečném důsledku je jedním z důležitých ukazatelů účinnosti celého vysílacího zařízení. Všechny součásti, jako výstup vysílače, vedení a anténa musí být k sobě impedančně přizpůsobeny. Jinými slovy jejich impedance na daném kmitočtu musí být shodná. Z S-parametrů ji můžeme stanovit na základě vztahu:

$$PSV = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (1.4)$$

### 1.3.3 Diagram záření

Jde o grafické vyjádření charakteristiky záření antény v prostorových souřadnicích. Charakteristika záření udává směrovou závislost zkoumané veličiny v určité vzdálenosti zpravidla v daleké zóně. Protože se jedná o prostorovou závislost a většina antén má symetrickou geometrii ve svislé nebo vodorovné ose, vytváří tedy charakteristiku rovněž prostorově symetrickou. Proto ji můžeme zjednodušeně popsat pouze dvěma řezy vzájemně kolmými. Popis řezových rovin se obvykle vztahuje k orientaci vektoru intenzity elektrické E či magnetické H složky pole v apertuře antény. Proto se zpravidla tyto roviny označují jako roviny řezu E a H. [9]



Obrázek 4 - Souřadný systém anténního svazku (8)

### Činitel směrovosti

Jedná se o poměr energie záření v daném směru (výkon vyzářený anténou v jednotkovém prostorovém úhlu ku, intenzitě vyzářené do sférického prostor kolem antény. Ve směrech, do kterých je energie soustředována, je činitel větší než jedna, ve směrech, ve kterých je záření potlačováno, je menší než jedna a u všesměrových antén by měl být činitel směrovosti roven jedné. Tento parametr nezahrnuje energii odraženou na vstupu antény vlivem nepřizpůsobení a ani ztráty v anténě. Proto je vždy větší než zisk antény  $G$ . [9]

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |E_{trans}(\theta, \varphi, t)|^2 dt}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |E_{trans}(\theta, \varphi, t)|^2 \sin \theta dt d\theta d\varphi} \quad (1.5)$$

kde čítec je energie vyzářená ve směru  $\theta, \varphi$  a

jmenovatel je celková energie vyzářená anténou

### Úroveň postranních laloků

Obvykle se vyjadřuje v decibelech a jde o poměr maxima diagramu záření vůči amplitudě postranního laloku. Ideální by bylo, kdybychom ve vyzářovací charakteristice antény neměli žádné postranní laloky, protože nám vlastně ubírají energii na úkor vyzářování do hlavního směru. Dále se může stát, že bychom mohli rušit nějaké sousední vyzářování jiných antén. Odstup postranních laloků vyjadřuje veličina potlačení postranních laloků v [dB].

### Činitel zpětného záření

Poměr mezi maximálním napětím ve směru maxima ( $0^\circ$ ) a maximálním napětím v určeném úhlovém rozsahu ve směru opačném ( $180^\circ$ ).

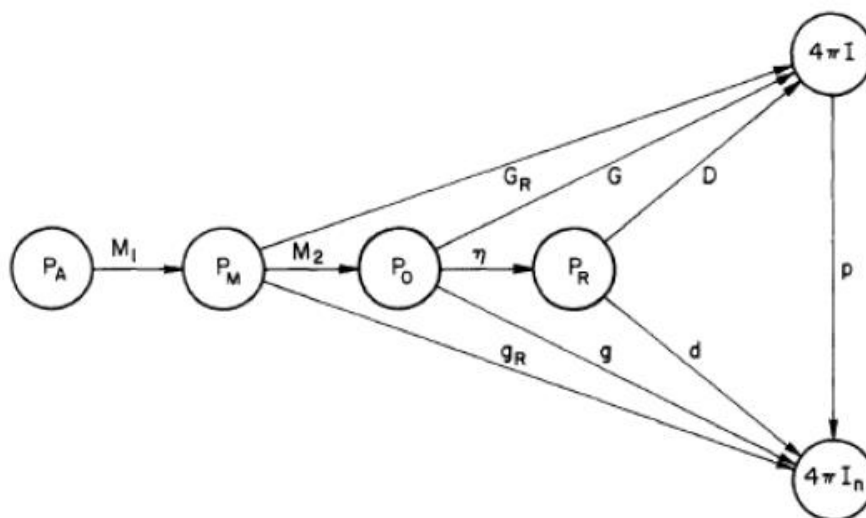
### Šířka hlavního laloku

Pokud provedeme řez výkonovou vyzařovací charakteristikou antény, můžeme definovat šířku hlavního laloku (svazku) antény v poklesu o -3 dB. Definuje se v řezu  $\Phi$  a  $\Theta$ . Běžně se používá označení: šířka svazku ve směru azimutu nebo šířka svazku ve směru elevace. Dalo by se říci, že se jedná o charakteristiky výkonové vyzařovací charakteristiky antény. Stručně řečeno je to úhel, ve kterém poklesne intenzita o -3dB vůči maximu záření.

### 1.3.4 Vstupní impedance antény, impedance záření

Vstupní impedance antény je impedance, kterou bychom naměřili na vstupních svorkách antény. Vstupní impedance sestává z odporu záření  $R_\Sigma$  (vynásobíme-li jej kvadrátem vstupního proudu  $I_{vst}^2$ , dostaneme činný vyzářený výkon), ze ztrátového odporu  $R_{ztr}$  ( $R_{ztr} \cdot I_{vst}^2$  udává výkon, který se v anténě a jejím okolí mění v teplo) a z reaktance záření  $X_\Sigma$  (popisuje vzájemné přelévání energie mezi anténou a elektromagnetickým polem v jejím okolí). Odpor záření a reaktance záření tvoří dohromady impedanci záření. [10]

### 1.3.5 Zisk



Obrázek 5 - vývojový diagram zisku a směrovosti (7)

$P_A$  je výkon dostupný z generátoru,  $P_M$  je výkon na přenosovém vedení,  $P_O$  výkon přijatý anténou,  $P_R$  výkon vyzářený anténou,  $I$  intenzita vyzařování,  $I_n$  parciální intenzita vyzáření,  $M_1$   $M_2$  impedanční přizpůsobení, účinnost vyzařování,  $G_R$  realizovatelný zisk,  $G$  zisk,  $D$  směrovost,  $g_R$  parciální realizovatelný zisk,  $g$  parciální zisk,  $d$  parciální směrovost,  $p$  polarizační účinnost.[7]

$$G_{abs} = 10 \log(G)$$

$$G = (1 - |\Gamma|^2) \cdot \eta \cdot D \quad (1.6)$$

Přední lalok určuje zisk a směrovost antény. Čím je anténa směrovější, tím má delší a štíhlejší přední lalok a ubývají postranní laloky.

Vztah mezi činitelem směrovosti  $D_{max}$  a ziskem  $G$  je dán vztahem:

$$G = 10 \cdot \log D_{max} \quad (1.7)$$

Pokud je činitel směrovosti vyjádřen v jednotce decibel (dB), jedná se o absolutní zisk, pokud je vyjádřen v jednotce vztažného decibelu, jedná se o relativní zisk. Vztažen může být buď k dipólu, potom je jednotka  $dBd$ , nebo k izotropické anténě s jednotkou  $dB_i$ . Přepočítání mezi těmito jednotkami udává, že

$$dB_i = 2,15 + dBd \quad (1.8)$$

### 1.3.6 Efektivní plocha antény

Definuje se jako poměr výkonu  $P_z$  na zatěžovací impedanci antény k výkonové hustotě energie (Poyntingův vektor)  $P_v$ . [9]

$$S_{ef} = \frac{P_z}{P_v} \quad (1.9)$$

nebo pomocí činitele směrovosti

$$S_{ef} = D \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (1.10)$$

Při orientaci antény na maximální příjem, je-li zátěž výkonově přizpůsobená a jsou-li ztráty v obvodu nulové, je výkon absorbovaný v zátěži  $P_z$ . [9]

$$P_z = \frac{U_{ef}^2}{8R_r} \quad (1.11)$$

kde  $U_{ef}$  je napětí na zátěži a  $R_r$  je odpor záření antény.

### 1.3.7 Polarizace

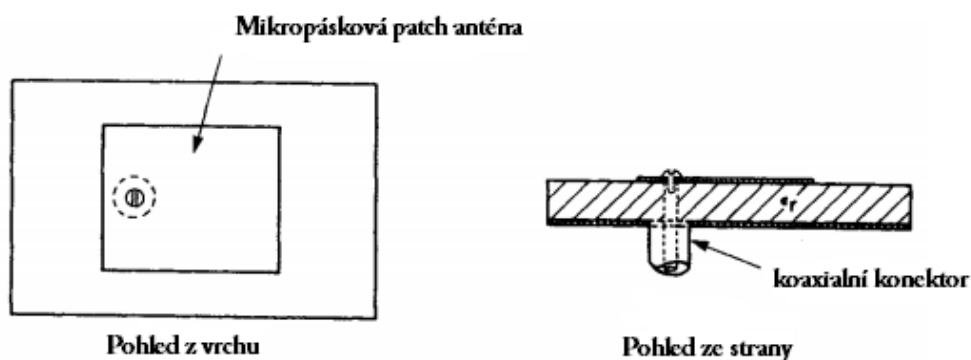
Polarizace popisuje tvar a orientaci složek (vektorů) EM vlny v prostoru, jako funkci času, což je vlastnost vlny daného jediného kmitočtu. V anténní technice určujeme polarizaci elektrické složky v rovině kolmé na směr šíření – rovina polarizace. Pokud je vlna polarizovaná lineárně, vektor elektrické intenzity nemění během periody svou orientaci v prostoru. Avšak v případě, když se superponují dvě koherentní vlny, dochází k eliptické popřípadě kruhové polarizaci. U těchto polarizací můžeme hovořit také o smyslu polarizace (pravotočivá, levotočivá z pohledu šíření vlny). [9]

## 1.4 Možnosti napájení mikropáskových antén

Existují různé způsoby napájení mikropáskové antény a stále se vyvíjejí nové techniky. Napájení můžeme rozdělit na dvě základní kategorie – kontaktní (mikropáskové, koaxiální vedení) a bezkontaktní (vazební štěrbinou, otevřeným koncem vedení). Mezi nejznámější a nejvyužívanější napájení patří koaxiální a mikropáskové vedení. Volba napájecí techniky se řídí mnoha faktory. Nejdůležitější je věnovat pozornost účinnému přenosu energie mezi vyzařující strukturou a napájecí strukturou tzn. impedančnímu přizpůsobení mezi nimi. Spojením s impedančním přizpůsobením byly urychleny impedanční transformace, ohyby, přechody atd., které zavádějí nespojitosti vedoucí k rušivým zářením a povrchové ztrátě vlny. Nežádoucí vyzařování může způsobit zvýšení úrovně postranních laloků vyzařovacího diagramu, proto minimalizace rušivých vyzařování a její vliv na vyzařovací diagram je jedním z nejdůležitějších faktorů pro posouzení použití způsobu napájení.

### 1.4.1 Napájení koaxiálním vodičem

Napájení pomocí koaxiální sondy patří mezi klasické způsoby, které často využívají aplikace jako GPS nebo WLAN. Spojovací energetická sonda je jedním ze základních mechanismů pro přenos mikrovlnné energie. Sonda může být uvnitř koaxiálního vedení v případě koaxiálního napájení, nebo může být použita pro přenos energie z páskového vedení na štěrbinu mikropáskové antény ve společné zemnicí ploše. Typická mikropásková anténa pomocí koaxiálního konektoru typu N je znázorněna na (Obr. 1.6). [13]



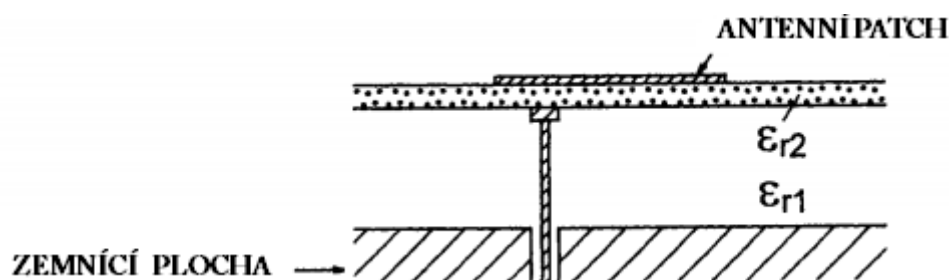
Obrázek 1.6 - Napájení pomocí koaxiálního vodiče (2)

Koaxiální konektor je připojen na zadní straně desky s plošnými spoji a koaxiální střed vodiče je po průchodu substrátem napájen na flíček metalizace. Umístění napájecího bodu je určeno pro daný režim tak, aby bylo dosaženo co možná nejlepšího impedančního přizpůsobení. Napájení flíčku dochází zejména přes napájecí proud do oblasti vhodné impedance antény. V případě vícevrstvých záříčů, kdy je napájecí síť položena v nižší vrstvě a oddělena od záříčů zemní rovinou, je minimalizováno rušivé vyzařování napájecí sítě. Nevýhodou je zvýšená úroveň křížové polarizace při použití substrátů o větší elektrické tloušťce a komplikovanější výroba ve srovnání s mikropáskovým napájením.

Koaxiální napájení má výhodu v jednoduchosti konstrukce prostřednictvím umístění bodu napájení pro nastavení úrovně výstupní impedance. Ale má několik omezení.

- Koaxiální napájení pole vyžaduje velký počet pájených spojů, což umožňuje obtížné zhotovení a ohrožuje spolehlivost.
- Pro zvýšení šířky pásma antény se používá silnější substrát, a proto vyžaduje delší sondu

Tyto omezení vedou k nárůstu rušivého záření ze sondy, zvýšení povrchové energie vln a zvýšenou indukčností napájení. Nicméně toto indukční napájení může být kompenzováno sériovou kapacitou v podobě pahýlu na vedení. Impedance antény může být transformována na požadovanou hodnotu zavedením elektromagnetické vazby mezi flíčkem a sondou. Spojovací oblast je zvýšena o ukončenou sondu do substrátu a umístění na substrátu pod flíčkem. Vstupní impedance je závislá na velikosti substrátu, rozteče substrátu z flíčku a polohy sondy. Tato úprava je znázorněna na (Obr. 1.7).



Obrázek 1.7 - Zavedení elektromagnetické vazby mezi flíčkem a sondou (2)

#### 1.4.2 Napájení pomocí mikropáskového vedení

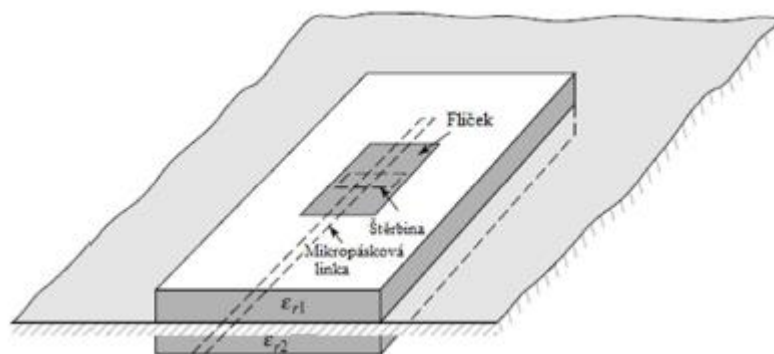
U tohoto způsobu napájení je mikropáskové vedení připojeno přímo na hranu flíčku. Výhodou tohoto způsobu napájení je použití stejné technologie výroby napájecího vedení jako samotného flíčku. Z důvodu dobrého impedančního přizpůsobení a vynechání přizpůsobovacích obvodů se napájecí vedení zanořuje (Obr. 1.8). Je to způsobené klesající impedancí od kraje vedení ( $100 \Omega - 300 \Omega$ ) po střed ( $0 \Omega$ ), v závislosti na použitém substrátu a šířce flíčku, dle funkce  $Z = \cos^2(\pi x/L)$ ;  $L$  je délka flíčku. S klesající tloušťkou substrátu rostou povrchové vlny a zvyšují se ztráty v přívodním vedení a klesá tak účinnost antény a zužuje se šířka pásma.[6]



Obrázek 1.8 - Napájení pomocí mikropáskového vedení (6)

### 1.4.3 Vazební štěrbinou

Napájení vazební štěrbinou je složité na výrobu a má úzkou šířku pásma, ale je poněkud lehčí na modelování a má malé rušivé vyzařování. Tato anténa se skládá ze dvou substrátů oddělených zemní rovinou. Na spodní části substrátu je mikropásková napájecí linka, jejíž energie je spojená s flíčkem skrz štěrbinu v zemní rovině. Dané uspořádání povoluje nezávislou optimalizaci napájecího zařízení a vyzařujícího prvku. Typicky vysoký dielektrický materiál je použit pro spodní substrát a nízká dielektrická konstanta materiálu pro vrchní substrát. Zemní rovina mezi substráty izoluje napájení z vyzařujícího prvku a zmenšuje interferenci rušivého vyzařování pro směrovou charakteristiku a polarizační čistoty.

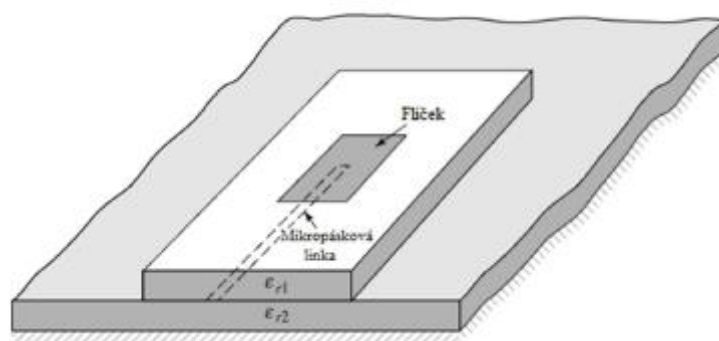


Obrázek 9 - Napájení vazební štěrbinou

### 1.4.4 Vazba s otevřeným koncem

Tento způsob napájení má širokou šířku pásma (dosahuje 13%) a nízké rušivé vyzařování. Avšak výroba takové antény je složitá. Napájecí mikropásková linka je přivedena mezi dva substráty a je kapacitně sprzęžena s flíčkem.



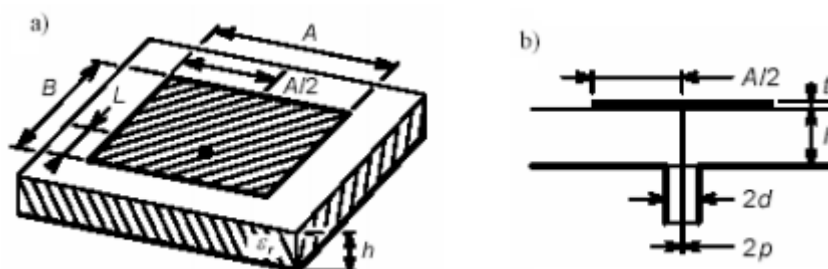


Obrázek 10 - Napájení vazbou s otevřeným koncem

## 1.5 Nosný substrát antény

Pro návrh antény jsou rozhodující především následující vlastnosti substrátu:

- relativní permitivita  $\epsilon_r$
- ztrátový činitel  $\text{tg}(\delta)$
- tloušťka  $h$



Obrázek 1.11 - Mikropásková anténa obdélníkového prvku. a) Napájení koaxiálním vedením b) Průřez anténou v rovině středního vodiče koaxiálního napáječe (2)

### 1.5.1 Relativní permitivita $\epsilon_r$

Hodnota relativní permitivity má zcela zásadní vliv na geometrické rozměry jednotlivých úseků vodivého obrazce, kterým je tvořena anténa. Je to způsobeno faktem, že na hodnotě relativní permitivity závisí vlnová délka vlny  $\lambda_g$  na mikropáskovém vedení (viz. vztah 1.1). Při malé hodnotě relativní permitivity je větší rozptylové pole na hraně mikropáskového zářiče, čímž se zvýší hodnota vyzářeného výkonu, a tedy i účinnost antény, avšak geometrické rozměry se při snižování hodnoty  $\epsilon_r$  zvětšují. Při použití substrátu s velkou hodnotou  $\epsilon_r$  se geometrické rozměry antény zmenšují, což je výhodné. Naproti tomu nevýhodou je fakt, že s rostoucí hodnotou relativní permitivity se obecně zmenšuje impedanční šířka pásma a rostou nároky na přesnost geometrických rozměrů vyráběné antény.[5]

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.12)$$

### 1.5.2 Ztrátový činitel $\text{tg}(\delta)$

Ztrátový činitel použitého dielektrického substrátu hraje důležitou roli v otázce impedanční šířky pásma mikropáskové antény. Zvětšování hodnoty ztrátového činitele dielektrického substrátu má za následek zmenšení účinnosti antény a zvětšení ztrát v úsecích napájecích vedení. Pokud má dielektrický substrát velkou hodnotu ztrátového činitele, zvětšuje se impedanční šířka pásma antény. Tento fakt lze vysvětlit tak, že obdélníkový anténní zářič vhodných rozměrů tvoří spolu se zemní plochou na druhé straně substrátu rezonátor, pracující s videm  $\text{TM}_{10}$ . Pro složku činitele jakosti takového rezonátoru svázanou s vlastnostmi dielektrika, platí

$$Q_d = \frac{1}{\text{tg}(\delta)} \quad (1.13)$$

Je zřejmé, že při zvětšování hodnoty ztrátového činitele dielektrického substrátu klesá činitel jakosti rezonátoru. Důsledkem toho je, že rezonanční křivka rezonátoru se stane plošší a širší, klesne hodnota účinnosti a zvětší se impedanční šířka pásma.[5]

### 1.5.3 Tloušťka substrátu $H$

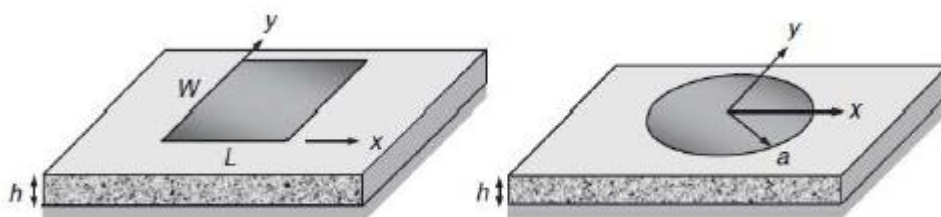
Zvětšování tloušťky substrátu má podobný efekt jako snižování hodnoty relativní permitivity materiálu  $\epsilon_r$ . Pokud tedy nejsou prioritním kritériem minimální geometrické rozměry antény, je výhodné použít spíše substrát s větší tloušťkou, neboť tím se zvětší impedanční šířka pásma, a také účinnost antény. Zdá se výhodné použít dielektrický substrát s co největší tloušťkou, avšak pokud tloušťka substrátu překročí jistou mez, dochází k nežádoucímu jevu, a sice možnému vybuzení povrchových vln. Tím se snižuje účinnost antény, neboť část výkonu přiváděného do antény se spotřebuje na jejich buzení. Pokud pro tloušťku dielektrického substrátu platí vztah (1.3) lze ztráty způsobené vlivem povrchových vln zanedbat. [5]

$$H \leq \frac{0,3 \cdot \lambda_g}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.14)$$

## 1.6 Anténní prvek

Anténní prvek může mít různý tvar, jak už bylo dříve zmíněno. Tvar obdélníku o délce  $L$  a šířce  $W$  s tloušťkou prvku, z něhož je zářič vyroben, je dán velikostí  $t$  (viz. Obrázek 1.12). Rozměr  $L$  se navrhuje s ohledem na pracovní kmitočet antény, tedy  $f_r$ . Hrany anténního prvku vzdálené navzájem o  $L$  se nazývají aktivní, neboť právě na nich dochází k vyzařování. Hrany zářiče vzdálené navzájem o  $W$  se nazývají pasivní, neboť se na vyzařování nepodílí. Při návrhu rozměru  $W$  se přihlíží především k požadované vstupní

impedanci prvku. Střední vodič napájecího vedení je vodič spojen s motivem flíčku. U kruhové flíčkové antény se uvažuje rozměr  $a$ , který představuje poloměr. [5]



**Obrázek 1.12 – Obdélníková a kruhová mikropásková anténa (7)**

Obdélníkové flíčkové antény mohou být navrhovány pomocí modelu přenosového vedení, který je vhodný pro antény se střední šířkou pásma. Flíčky se šířkou pásma menší než 1% nebo větší než 4% vyžadují dutinovou analýzu pro dosažení přesných výsledků, avšak model přenosového vedení je schopen pokrýt většinu návrhů. Anténa bude vyzařovat  $TM_{10}$  s nejnižším videm, pokud bude délka flíčku rovna polovině vlnové délky [13]

Z rozptylových polí dochází k vyzařování a tyto pole prodlužují efektivní otevřený okruh za okraje flíčku. Prodloužení lze určit podle [13]:

$$\frac{\Delta}{H} = 0,412 \frac{\varepsilon_{eff} + 0,300}{\varepsilon_{eff} - 0,258} \cdot \frac{\frac{W}{H} + 0,262}{\frac{W}{H} + 0,813} \quad (1.15)$$

Kde  $H$  tloušťku substrátu,  $W$  udává šířku nerezonanční strany flíčku a  $\varepsilon_{eff}$  je efektivní dielektrická konstanta mikropáskového vedení, které má stejnou šířku, jako flíček. Tato konstanta může být zjednodušeně vyjádřena [13]:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10H}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1.16)$$

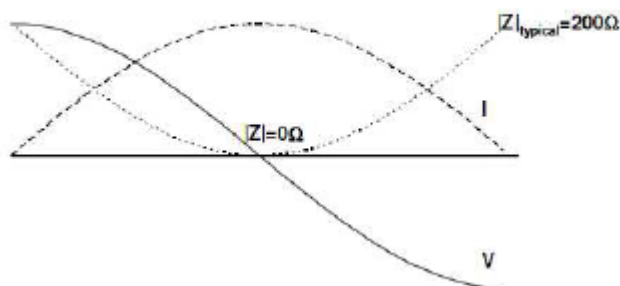
Kde  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita substrátu. Model přenosového vedení představuje flíček jako nízko-impedanční mikropáskové vedení, jehož šířku určuje impedance a efektivní dielektrická konstanta.

Pokud známe činitel zkrácení, efektivní dielektrickou konstantu a relativní permitivitu substrátu, můžeme určit šířku  $W$  a délku  $L$  flíčku podle [13]:

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (1.17)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta \quad (1.18)$$

Impedance antény se mění v závislosti na poloze napájecího pinu v rozsahu od  $0 \Omega$  ve středu flíčku do mezní hodnoty impedance  $R_e$  na okraji flíčku (obrázek 12).



Obrázek 13 – Rozložení impedance, napětí a proudu na flíčkové anténě (13)

$$R_i = R_e \sin^2 \frac{\pi x}{L} \quad (1.19)$$

$$0 \leq x \leq \frac{L}{2} \quad (1.20)$$

Kde  $R_i$  je vstupní impedance a  $x$  je vzdálenost od středu flíčku. Impedance  $R_e$  na okraji flíčku se dá určit podle následujících vztahů kde  $G$  je vodivost strany flíčku  $W$ .

$$G = \frac{\pi W}{120\pi_0} \left[ 1 - \frac{(kh)^2}{24} \right] \quad (1.21)$$

$$R_e = \frac{1}{2G} \quad (1.22)$$

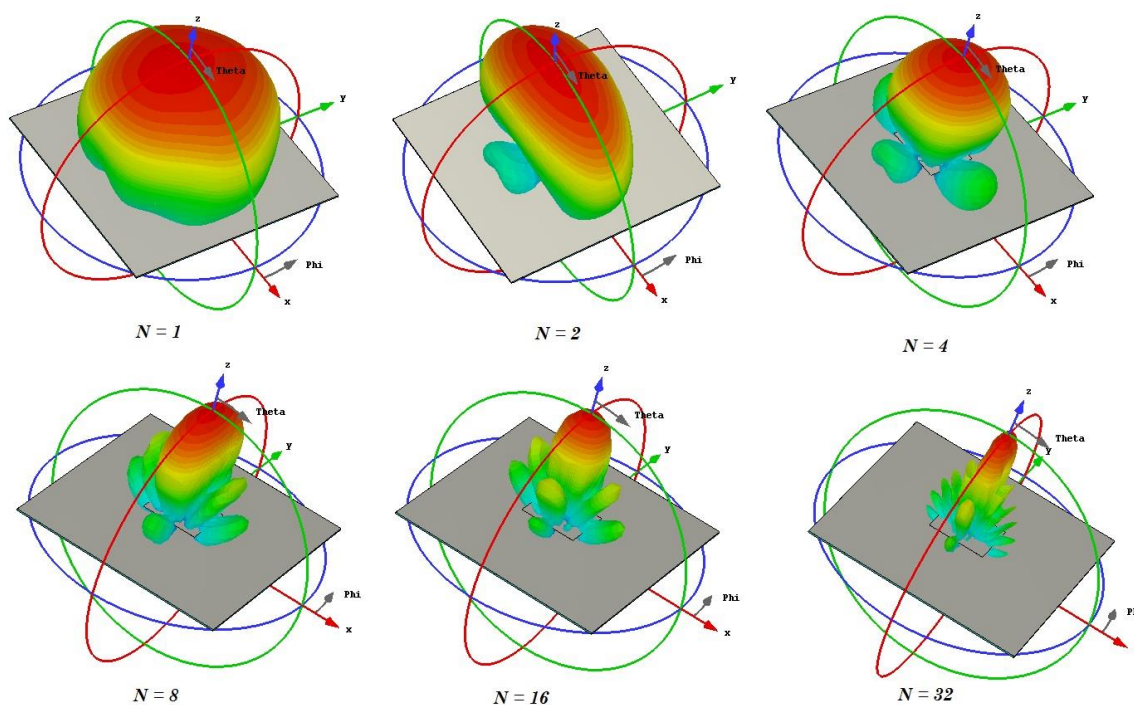
Při návrhu si volíme takovou vstupní impedanci  $R_i$ , která nám bude vyhovovat (nejčastěji  $50$  nebo  $100\Omega$ ).

## 1.7 Vyzařovací diagram mikropáskové antény

Malá velikost mikropáskové antény limituje možnosti řízení jejího vyzařovacího diagramu a proto musíme sdružovat flíčky do anténních polí. Obdélník nebo kruh jsou nejčastěji používané tvary mikropáskových antén a oba mají podobné vyzařovací charakteristiky.

Antény tvořené spojením koplanárních flíčků, za účelem rozšíření impedance šířky pásma, budou vyzařovat v užších svazcích, ale základní flíček má poměrně široký vyzařovací diagram. Pokud tedy sdružíme několik flíčků do jedné roviny, můžeme očekávat, že se svazek začne zužovat nebo bude měnit svůj tvar, jelikož se směs vidů na

jednotlivých zářičích začne měnit napříč použitým frekvenčním spektrem. V CST je speciální funkce jak si můžeme toto zjištění ověřit a nasimulovat. Jakmile máme zhotovený model jednoprvkové antény, můžeme si pomocí Array antenna pattern kalkulátoru nadefinovat matici s potřebným počtem prvků včetně vzdálenosti mezi jednotlivými prvky. Ve výsledku potom dostaneme nasimulované orientační vyzařovací charakteristiky v 3D zobrazení, kde uvidíme sužování vyzařovacích anténních svazků v závislosti na rostoucím počtu použitých prvků (Obrázek 13).



**Obrázek 14 - Vyzařovací diagramy 3D v závislosti na počtu prvků (vzdálenost  $0,75\lambda$ )**

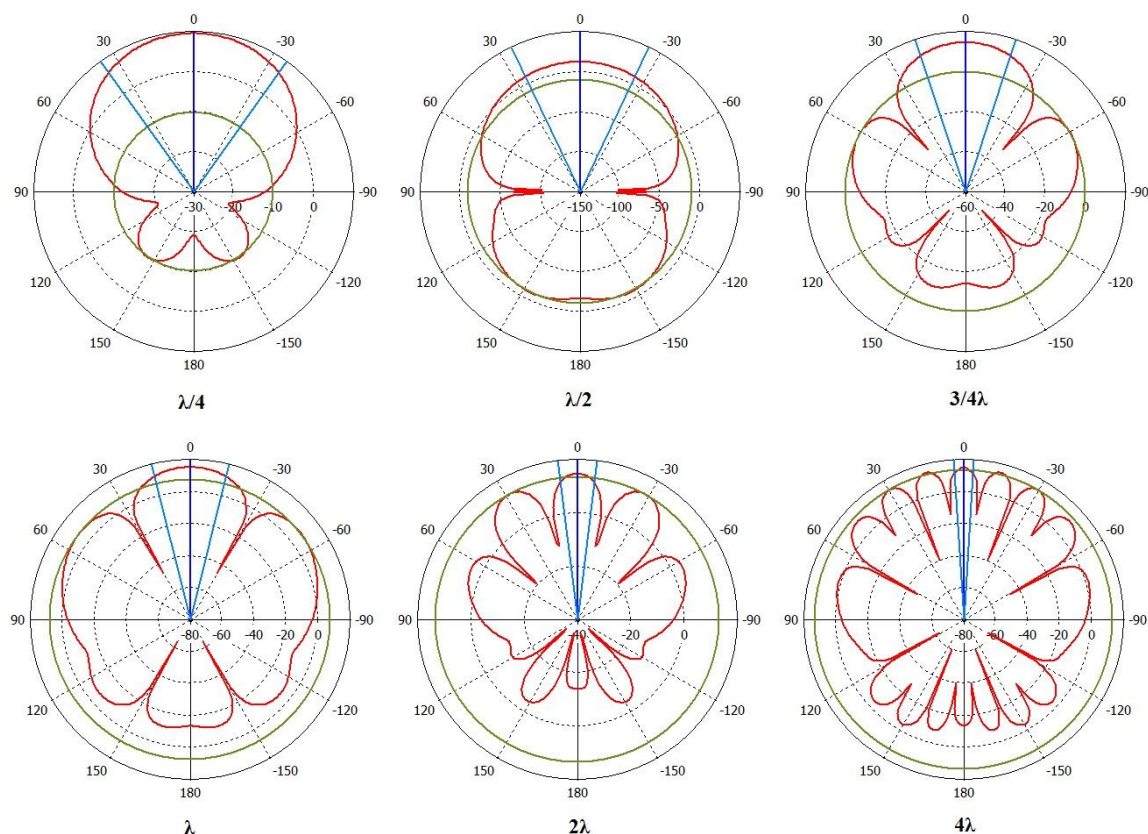
U šesnáci-prvkové antény se zdatelně začnou projevat postranní laloky a bude nutné je dostatečně potlačit amplitudovým váhováím dělicího vedení. Flíčky se skládají z kovových plíšků zavěšených nad velkými zemnicími rovinami. Elektrické proudy protékají okolo antény zářičem a zemnicí destičkou a tyto elementy pak vyzařují. Do následující tabulky byly zapsány naměřené parametry simulované v CST.

**Tabulka 1 - Směrové parametry obdélkové antény v závislosti na počtu prvků H-rovina**

N	1	2	4	8	16	32
G[dB]	7,87	10,7	13,7	16,6	19,7	22,7
HPBW	82,5°	36,3°	36,3°	17,2°	17,2°	8,4°
SLL [dB]	-18,5	-14,4	-14,4	-12,5	-12,5	-13

Další parametrem je vzájemná vzdálenost prvků soustavy  $d$  v poměru k vlnovému číslu  $k$  resp. vlnové délce  $\lambda$  v daném prostředí. Tento parametr má na vyzařování soustavy

zásadní vliv, praktická analýza v širším rozsahu je však poměrně náročná, jelikož každé měření vyžaduje rozdílné rozměry antén nebo měřícího přípravku. Ukážu tak jen základní souvislosti pouze v teoretické rovině. Uvažujme opět uniformní napájení čtyř-prvkové řady s obdélníkovými flíčky. Následující schémata zobrazují podobu vyzářovacích svazků v rovině  $xy$  při postupném zvyšování vzdálenosti flíčků od sebe v rozsahu  $\left\langle \frac{\lambda}{4}; 4\lambda \right\rangle$ .



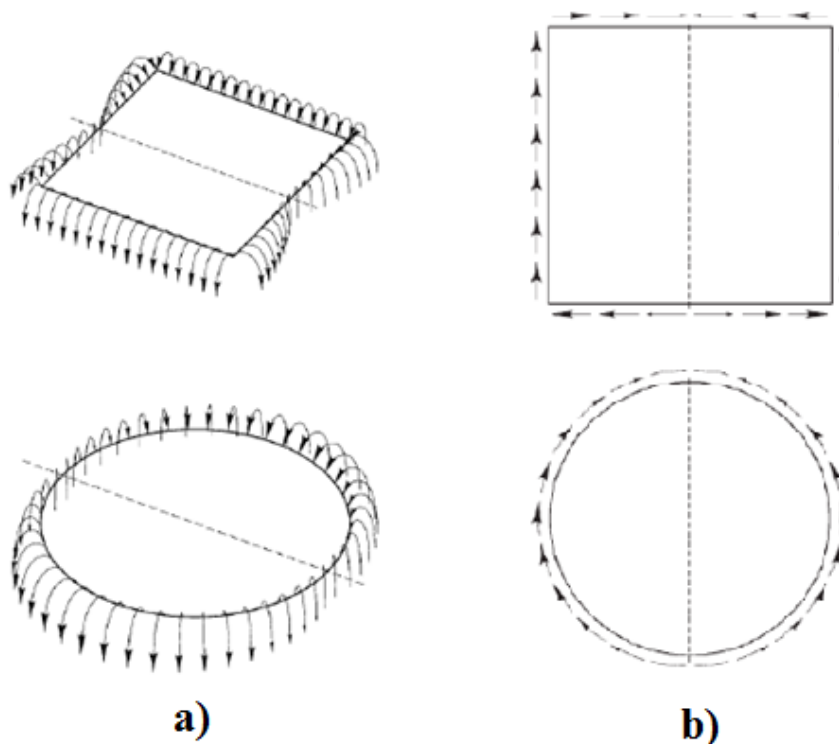
Obrázek 15 - Vyzářování řady v závislosti na vzdálenosti prvků

Tabulka 2 – Směrové parametry řady v závislosti na vzdálenosti prvků H-rovina

d	$\lambda/4$	$\lambda/2$	$\lambda 3/4$	$\lambda$	$2\lambda$	$4\lambda$
G[dBi]	9,48	12	14,5	15,1	14,7	14,6
HPBW	71,1°	50,5°	36,3°	27,9°	14,2°	7°
SLL [dB]	-19,5	-22	-14,4	-7,4	-1,3	-1,3

Problém výpočtu vyzářovací charakteristiky antény můžeme zjednodušit použitím magnetického pole vznikajícího podél okrajů. Obrázek 15a znázorňuje rozptyl elektrického pole okolo okrajů čtvercové a kruhové flíčky antény vybuzené vlnou s nejnižším videm. Velikosti šipek indikují amplitudu pole. Čtvercový flíček má téměř uniformní pole podél

dvou okrajů, které se označují jako šířka flíčku. Pole na zbývajících dvou okrajích mají sinusoidální tvar a tyto okraje jsou označovány jako délka flíčku. Pokud bychom flíček rozdělili pomyslnou rovinou na dvě stejně velké části, jako je naznačeno čárkovanou čarou v obrázku, zjistíme, že se elektrické pole ztrácí podél této roviny v místech, kde rovina protíná okraje flíčku. Elektrické pole na okrajích rovnoběžných s pomyslnou rovinou mají obrácený směr, zatímco na okrajích kolmých na pomyslnou rovinu mají pole stejnou orientaci. Distribuce rozptylové pole u kruhového flíčku se mění podle  $\cos \Phi$ , kde  $\Phi$  je úhel podél okraje a je měřený od maxima elektrického pole. [2]



Obrázek 16 – a) Rozptyl elektrického pole, b) Rozptyl magnetického pole (2)

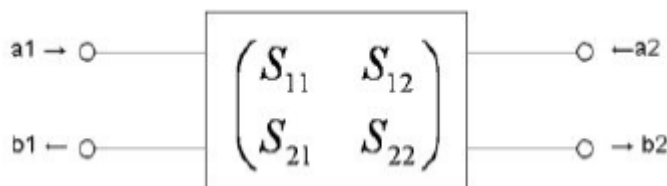
Pro analýzu vyzařovací charakteristiky můžeme magnetické proudy, nalezené podle rozptylových polí, nahradit elektrickými proudy protékajícími zářičem a zemnicí rovinou. Obrázek 15b znázorňuje distribuci magnetických proudů okolo okrajů zářiče. Velikost šipky opět indikuje amplitudu proudu. Použitím magnetických toků po obvodu antény můžeme převést výpočet vyzařovacího diagramu flíčku na výpočet ekvivalentní štěrbin. Dvouprvková anténní řada, vytvořená ze štěrbin s ekvivalentními rovnoměrnými magnetickými toky, vytváří stejné elektrické pole, jako obdélníkový flíček. Při použití vidů prvního řádu jsou štěrbin vzdáleny  $\lambda/2\sqrt{\epsilon_r}$ , a tak můžeme vypočítat vyzařovací charakteristiku ekvivalentní dvouprvkové řady. Magnetické toky podél délky zářiče se navzájem ze strany na stranu vyruší. Délka štěrbin určuje vyzařovací charakteristiku v rovině H a tato charakteristika má stejný tvar, jako charakteristika dipólu v E rovině. [2]

## 2 Děliče výkonu

### 2.1 Rozptylové parametry

Rozptylová matice je matematický popis průchodu RF energie zařízením s více branami, umožňující přesný popis vlastností jako jednoduché "černé skřínky". Signál dopadající na jednu bránu je z části odražen zpět do ostatních bran, kde může být i zesílen a část jeho energie převedena na teplo či EM záření. Rozptylová matice N-branu obsahuje  $N^2$  koeficientů (S-parametrů), které představují všechny možné cesty mezi branami. Tyto parametry jsou komplexní, protože je u procházejícího signálu ovlivněna jeho amplituda i fáze a jsou definovány na dané frekvenci a impedanci systému. Indexy "ij" jednotlivých S-parametrů odpovídají poměru signálů odraženého od výstupní brány "i" do buzené vstupní brány "j". Rozptylová matice N-branu vypadá následovně [11]:

$$S \equiv \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$



Obrázek 17 - Schéma zařízení s 2 branami (11)

Amplituda signálu dopadajícího na bránu je označena jako "a" a amplituda signálu odraženého jako "b". Za předpokladu, že jsou všechny brány zakončeny impedancí  $Z_0$ , lze jednotlivé prvky rozptylové matice vyjádřit jako [11]:

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad (2.2)$$

Vyjádřit amplitudy S-parametrů lze lineárně nebo logaritmičticky (v dB) a jelikož se jedná o poměr napětí, tak je vzorec pro výpočet v decibelech následovně [11]:

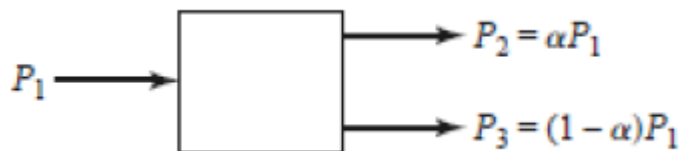
$$S_{ij} = [dB] = 20 \log |S_{ij}| \quad (2.3)$$

### 2.2 Děliče výkonu

Dělič výkonu rozděluje výkon signálu vstupujícího do brány 1 do dvou (nebo více) výstupních bran, zatímco výkonový slučovač přijímá signály z několika vstupních bran a na jedné výstupní bráně vrací jejich kombinaci. Vazební členy či děliče mohou mít 3 či více bran a mohou být (ideálně) bezztrátové. Zařízení se třemi branami mají podobu děličů typu T aj. a obvykle poskytují signály na výstupních branách ve fázi, zatímco čtyř-brany



mají podobu směrových odbočnic a hybridních členů, které poskytují signály na výstupních branách se vzájemným fázovým posunem  $90^\circ$  či  $180^\circ$ . Výkon je možné rozdělit ve stejném poměru (3 dB) či v různých poměrech.[7]



Obrázek 18 - Výkonový dělič (11)

Následující text se zabývá dělením výkonu vstupního signálu na dvě části, čili se jedná o zařízení s jednou vstupní a dvěma výstupními branami. Rozptylová matice libovolného zařízení se 3 branami má 9 nezávislých prvků[7]:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Pokud se ovšem jedná o pasivní zařízení neobsahující anizotropní materiály, tak musí být reciproké a jeho rozptylová matice je symetrická ( $S_{ij} = S_{ji}$ ). Aby se zabránilo ztrátám, je nutné zajištění impedančního přizpůsobení všech bran. Návrh obvodu, který je zároveň bezztrátový, reciprokový i přizpůsobený na všech branách, je nemožné. Rozptylová matice reciprokého obvodu s přizpůsobenými branami je symetrická a obsahuje nuly na hlavní diagonále. Pokud má být zároveň bezztrátové, tak musí kvůli zachování energie platit následující vztahy, jejichž současné splnění není možné[7]:

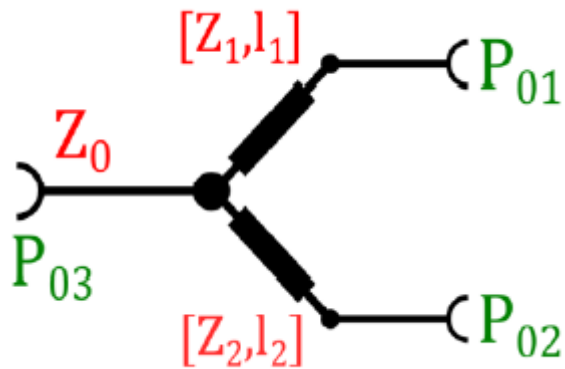
$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, \quad |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, \quad |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, \quad (2.5,2.6,2.7)$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0, \quad S_{23}^* S_{12} = 0, \quad S_{12}^* S_{13} = 0. \quad (2.8,2.9,2.10)$$

Pokud je ovšem jedna z těchto tří podmínek zrušena, je možné takové zařízení zrealizovat. Zařízení n reciproké, splňující druhé dvě podmínky, se nazývá cirkulátor. To je obvykle realizované za pomoci anizotropního materiálu (např. feritu). Bez ztrátové reciproké zařízení lze realizovat jen případně nepřizpůsobení všech bran. Při povolení ztrátovosti je možné realizovat reciproké zařízení, které je přizpůsobené na všech branách (např. odporový dělič).[7]

### 2.2.1 Dělič T nekompenzovaný

Jde o jednoduchý troj-bran pro dělení výkonu, který lze použít na téměř každý typ přenosového vedení. Pro zjednodušení nejsou uvažovány ztráty přenosového vedení. Impedance výstupních větví  $Z_1$  a  $Z_2$  se volí tak, aby došlo k cílenému rozdělení výkonu. Jednoduše lze pro symetrické rozdělení a vstupní impedanci  $50 \Omega$  zvolit výstupní impedance  $100 \Omega$ . [7]



Obrázek 19 - Nekompenzovaný T dělič

Vztahy pro výpočet nekompenzovaného děliče T:

Impedance výstupních větví:

$$Z_1 = Z_0 \cdot \sqrt{1+k^2}, \quad Z_2 = \frac{Z_1}{k} \quad (2.11)$$

Délky výstupních větví:

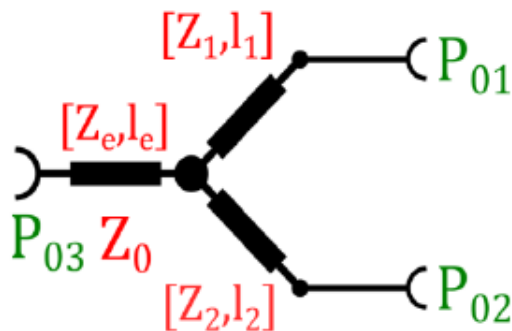
$$l_1 = l_2 = \frac{\lambda}{4} \quad (2.12)$$

Koeficienty rozdělení výkonu:

$$k = \frac{U_{01}}{U_{02}} = \frac{S_{1a}}{S_{2a}} = \sqrt{\frac{P_{01}}{P_{02}}} = \sqrt{\frac{Z_1^2}{Z_2^2}} \quad (2.13)$$

### 2.2.2 Dělič T kompenzovaný

Tento dělič má oproti nekompenzovanému děliči T ke vstupní impedanci  $Z_0$  připojený úsek  $Z_e$ , který zajistí lepší impedanční přizpůsobení děliče. Větve  $Z_1$  a  $Z_2$  se pak od předchozího děliče výkonu liší.



Obrázek 20 - Kompenzovaný T dělič

Vztahy pro výpočet kompenzovaného děliče T:

Impedance výstupních větví:

$$Z_1 = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{1+k^3 + (1+k)^{\frac{3}{2}}}{1+k + (1+k^2)^{\frac{1}{2}}}}, \quad Z_2 = \frac{Z_1}{k} \quad (2.14,2.15)$$

Impedance úseku  $Z_e$  na vstupu:

$$Z_e = \frac{Z_0}{\sqrt{(1+k^2)}} \quad (2.16)$$

Délky větví:

$$l_1 = l_2 = l_e = \frac{\lambda}{4} \quad (2.17)$$

$$\lambda = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.18)$$

kde  $c_0$  rychlost světla ve vakuu [m/s]

$f$  navrhovaná frekvence [Hz]

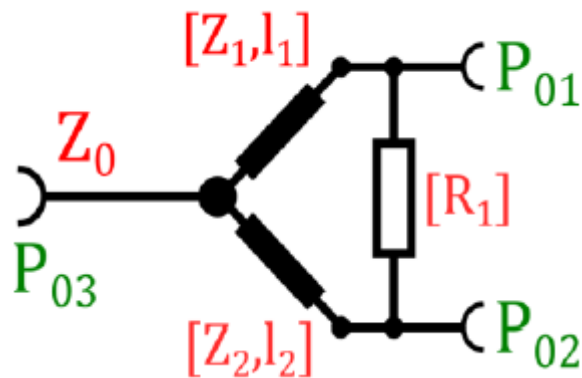
$\epsilon_{eff}$  efektivní permitivita

Koeficient rozdělení výkonu:

$$k = \frac{U_{01}}{U_{02}} = \frac{S_{13}}{S_{23}} = \sqrt{\frac{P_{01}}{P_{02}}} = \sqrt{\frac{Z_1^2}{Z_2^2}} \quad (2.19)$$

### 2.2.3 Dvoucestný dělič Wilkinson nepřizpůsobený

Dělič typu Wilkinson má všechny brány přizpůsobené. U symetrického rozdělení výkonu je vstupní signál z brány 3 rozdělen do výstupních bran 1 a 2 symetricky. Platí tedy, že brány 1 a 2 mají stejný potenciál a rezistor se neuplatní. Signál vstupující do brány 1 se ke bráně 2 dostane po dvou cestách. Přes rezistor a také přes dva čtvrt-vlnné úseky, které zajistí jeho fázový posuv o  $180^\circ$ . Na bráně 2 se tedy objeví v protifázi a dojde k jejich odečtení. Toto platí analogicky pro signál vstupující do brány 2.[7]



Obrázek 21 - Nekompenzovaný symetrický Wilkinsonův dělič

Vztahy pro výpočet nekompenzovaného Wilkinsonova děliče:

Impedance výstupních větví:

$$Z_1 = Z_0 \cdot \sqrt{(1+k^2)} \cdot k, \quad Z_2 = Z_0 \cdot \sqrt{(1+k^2)} \cdot k^{-3} \quad (2.20,2.21)$$

Rezistor R1:

$$R_1 = Z_0 \cdot (k + k^{-1}) \quad (2.22)$$

Délky větví:

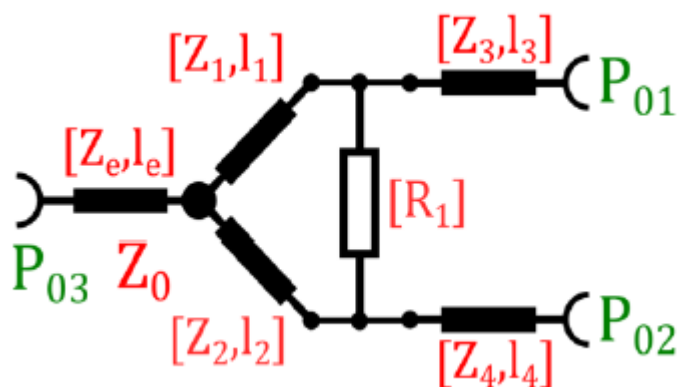
$$l_1 = l_2 = \frac{\lambda}{4} \quad (2.23)$$

Koeficient určující rozdělení výkonů:

$$k = \frac{U_{01}}{U_{02}} = \frac{S_{13}}{S_{23}} = \sqrt{\frac{P_{01}}{P_{02}}} = \frac{Z_1}{Z_2} \quad (2.24)$$

#### 2.2.4 Wilkinsonův dělič kompenzovaný s výstupním transformátorem

Jedná se o modifikaci, kde jsou kvůli nesymetrickému dělení přidány dva čtvrtvlnné transformátory. Kompenzován je i vstup. Větve Z1 a Z2 slouží k cílenému rozdělení výkonu, větve Z3 a Z4 jsou impedanční transformátory zajišťující impedanční přizpůsobení výstupních bran.[11]



Obrázek 22 - Wilkinsonův kompenzovaný dělič s výstupním transformátorem

Vztahy pro výpočet kompenzovaného děliče:

Impedance výstupních větví:

$$Z_3 = Z_0 \cdot \sqrt{k}, \quad Z_4 = \frac{Z_0}{\sqrt{k}} \quad (2.25, 2.26)$$

Impedance dělicích větví:

$$Z_1 = Z_0 \cdot k^{\frac{3}{4}} \cdot (1 + k^2)^{\frac{1}{4}} \quad (2.27)$$

$$Z_2 = \frac{Z_0 \cdot (1 + k^2)^{\frac{1}{4}}}{k^{\frac{5}{4}}} \quad (2.28)$$

Impedance úseku  $Z_e$ :

$$Z_e = Z_0 \cdot \left( \frac{k}{(1 + k^2)} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (2.29)$$

Rezistor  $R_1$ :

$$R_1 = Z_0 \cdot \frac{(1 + k^2)}{k} \quad (2.30)$$

Délky větví:

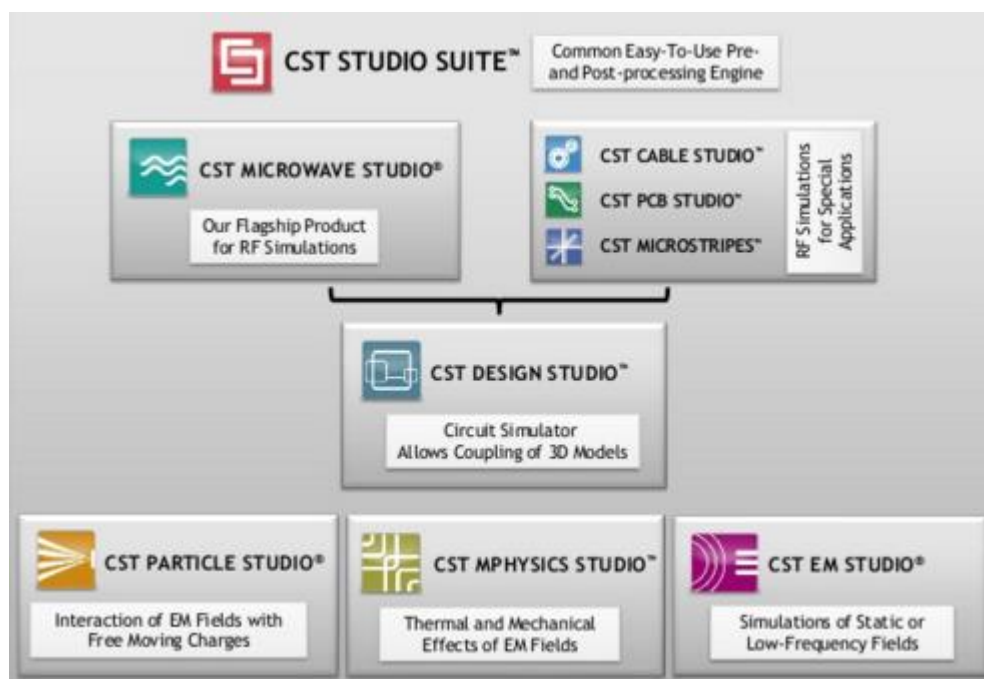
$$l_1 = l_2 = l_3 = l_4 = l_e = \frac{\lambda}{4} \quad (2.31)$$

Koeficient určující rozdělení výkonů:

$$k = \frac{U_{01}}{U_{02}} = \frac{S_{13}}{S_{23}} = \sqrt{\frac{P_{01}}{P_{02}}} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad (2.32)$$

### 3 CST Studio Suite 2015

CST je elektromagnetický simulační software, který nabízí širokou škálu simulačních nástrojů pro řešení konstrukčních problémů v rámci elektromagnetického spektra od statiky a nízkofrekvenčních úloh až po mikrovlnné a RF úlohy. Balíček obsahuje následující moduly:



Obrázek 23 - CST Studio Suite produkty

- CST DESIGN ENVIRONMENT – pomocí tohoto modulu je umožněn přístup k dalším produktům CST STUDIO SUITE
- CST MICROWAVE STUDIO – nástroj pro rychlé a přesné 3D simulace vysokofrekvenčních elektromagnetických polí. Mezi přednosti, které zvýhodňují tento software před ostatními komerčními programy, patří: kratší vývojové cykly, virtuální návrh, optimalizace namísto experimentu
- CST EM STUDIO – jednoduchý nástroj pro analýzu a návrh statických nebo nízkofrekvenčních struktur
- CST PARTICLE STUDIO – pro simulaci volně pohyblivých nabitých částí

- CST DESIGN STUDIO – výkonný a jednoduchý schematický nástroj na simulaci elektromagnetických systémů
- CST PCB STUDIO – elektromagnetický simulační nástroj speciálně navržen pro rychlé a přesné simulace desek plošných spojů
- CST CABLE STUDIO – nástroj pro analýzu přenosu, elektromagnetického rušení a elektromagnetické citlivosti na komplexních kabelových strukturách

### 3.1 Diskretizace modelu

CST MWS má intuitivní grafické rozhraní, v němž lze poměrně jednoduše vytvářet i složitější struktury. Navržený model je diskretizován do mřížky šestistěnných nebo čtyřstěnných buněk.

Šestistěnné buňky nejsou vhodné pro popis geometrie tvořené spojitými křivými plochami, které jsou odvozeny z tzv. spline funkcí. Pro popis této geometrie je vhodná mřížka tvořena čtyřstěny (objemové struktury) nebo trojúhelníky (plošné struktury). Nicméně u složitějších struktur se při použití této mřížky může vyskytovat nadměrný počet 28 buněk. Výhodou kubické mřížky je naopak rychlejší výpočet zejména pro nerezonanční struktury, což je způsobeno použitou metodou výpočtu FDTD (Finite Difference Time Domain). Výhodou čtyřstěnných buněk je, že mřížka u složité struktury může být na potřebných místech zjemněna. To se ale odrazí na zvýšených výpočetních nárocích.[12]

### 3.2 Numerické výpočtové metody

Elektromagnetické pole je popsáno Maxwellovými rovnicemi. Analytické řešení těchto rovnic je velmi komplikované, ale numerické řešení se poměrně snadné. Spočívá v sestavení diskrétního modelu řešeného problému a nalezení přesného řešení náhradního problému, jenž tento model popisuje. EM pole modelujeme buď v časové oblasti, kde se analýza modelu provede najednou v celém rozsahu kmitočtů pomocí vybuzení vhodně zvoleným impulsem nebo v oblasti frekvenční, kde se pole počítá zvlášť pro každou frekvenci. Mezi nejčastěji používané numerické metody patří metoda konečných diferencí (FD), momentová metoda (MoM) a metoda konečných prvků (FEM). Zde se budu věnovat pouze metodě konečných diferencí.

#### 3.2.1 Frekvenční oblast

Struktura je vystavená EM poli v ustáleném stavu. Výpočet není komplikovaný, ale je nutné brát v potaz, že EM pole se v ustáleném stavu nikdy nevyskytuje. Použití výpočtu v EM oblasti klade značné nároky na velikost paměti počítače. Výpočet je realizován v zadaném pásmu na jednotlivých kmitočtech, na kterých se model musí pokaždé znovu spočítat. Proto je v případě širokopásmové struktury výpočet značně časově náročný.

#### 3.2.2 Časová oblast

Model je buzen vhodným, zpravidla Gaussovým impulsem, jehož šířkou lze vymezit zkoumanou časovou i spektrální oblast. Impuls je časově proměnný, což lépe vystihuje skutečnost. Výhodou je, že se při každém kroku výpočtu bere v úvahu předchozí

stav. Tato metoda je výhodná zejména pro širokopásmové struktury. Vhodně definovaný Gaussův impuls popíše svými spektrálními složkami celou vyšetřovanou frekvenční oblast obvodu  $f_{\min} - f_{\max}$ . Proto je obvod vybuzen na každém portu pouze jednou a po výpočtu získáme celý popis chování v zadaném pásmu. Nevýhodou metody je nutnost počítat odezvu pro každý port. V případě mnohportových děličů roste doba výpočtu lineárně s počtem portů.

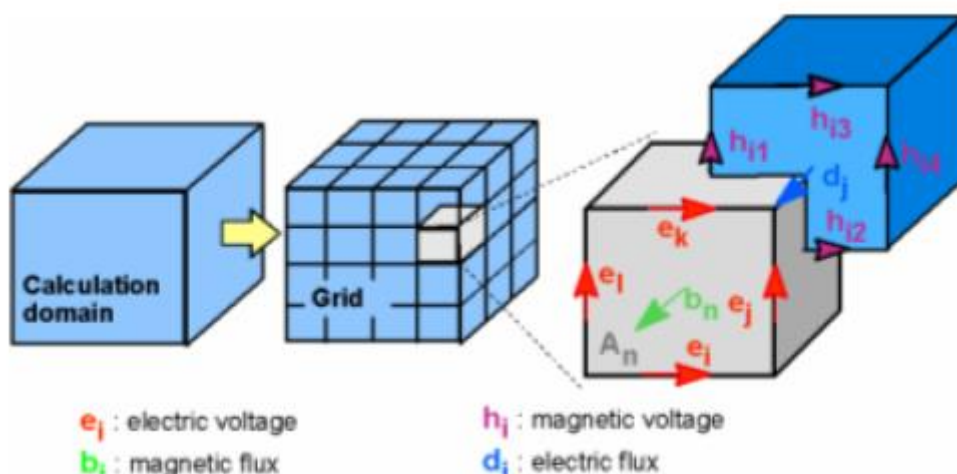
### 3.2.3 Metoda FDTD

Metoda konečných diferencí v diskrétním čase (FDTD) je založena na diskretizaci Maxwellových rovnic. K jejich numerickému řešení je třeba definovat konečnou oblast výpočtu. Vytvořením vhodné soustavy buněk je tato oblast rozdělena do mnoha menších oblastí (tzv. mřížky buněk). Pro jednoduchost je metoda vysvětlována na ortogonální šestihranné mřížce. Celá tato kapitola čerpá informace z nápovědy programu CST Microwave Studio. [11]

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{S} = -\int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A}, \quad \oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_A \left( \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{A}, \quad (3.1,3.2)$$

$$\oint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \int_V \rho \cdot dV, \quad \oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0. \quad (3.3,3.4)$$

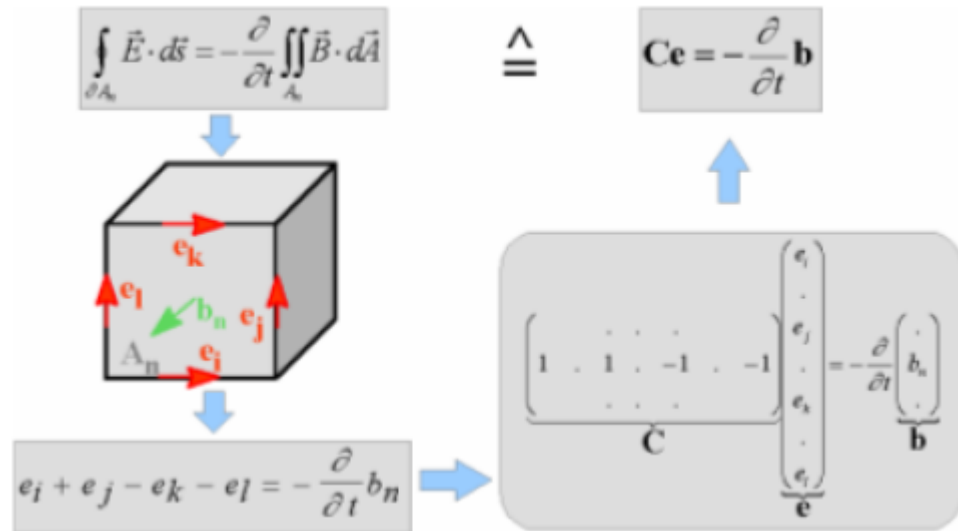
Na následujícím obrázku je vidět základní mřížka buněk (šedou barvou), které jsou složeny z prvků elektrického napětí  $e$  a magnetického toku  $b$ . Buňky druhé mřížky, ortogonální k této, jsou složeny z prvků magnetického napětí  $h$  a elektrického toku  $d$ . V každé buňce jsou pak Maxwellovy rovnice vyjádřeny odděleně.



Obrázek 24 - Vizualizace výpočetních mřížek metody FDTD (12)



V případě Faradayova zákona je integrál po uzavřené křivce na levé straně rovnice přepsán na součet čtyř složek elektrického napětí. Na pravé straně rovnice je v důsledku toho derivace magnetického toku v čase uvnitř uzavřené základní buňky. Tento postup je opakován pro všechny buňky a ve výsledku vyjádřen v maticové formě. Matice  $C$  představuje diskrétní ekvivalentu rotačního operátoru.



Obrázek 25 - Diskretizace Faradayova zákona ve výpočetní buňce (12)

Aplikováním analogického postupu na Ampérův zákon na druhé mřížce je získán odpovídající diskrétní operátor rotace, značený  $\tilde{C}$ . Podobně je provedena diskretizace divergenčních rovnic, čímž jsou získány diskrétní operátory divergence  $S$  a  $\tilde{S}$ . Tyto matice jsou složeny z čísel '0', '1' a '-1', reprezentující pouze topologickou informaci. Nakonec je získána kompletní sada upravených diskrétních Maxwellových rovnic pro mřížky.

$$C\mathbf{e} = -\frac{d}{dt}\mathbf{b}, \quad \tilde{C}\mathbf{h} = \frac{d}{dt}\mathbf{d} + \mathbf{j}, \quad (3.5,3.6)$$

$$\tilde{S}\mathbf{d} = \mathbf{q}, \quad S\mathbf{b} = \mathbf{0} \quad (3.7,3.8)$$

Porovnáním se spojitou formou Maxwellových rovnic je podobnost zřejmá. Při tomto postupu diskretizace nedochází k chybám. Důležitou vlastností je spojitost operátorů gradientu, rotace a divergence v mřížkovém prostoru.

$$SC = \tilde{S}\tilde{C} = \mathbf{0} \Leftrightarrow \text{div rot} \equiv 0 \quad (3.9)$$

$$C\tilde{S}^T = \tilde{C}S^T = \mathbf{0} \Leftrightarrow \text{rot grad} \equiv 0 \quad (3.10)$$

Chybějící vztahy pro rozhraní různých materiálů, způsobují nepřesnost. Při definování nezbytných vztahů mezi napětími a toky jsou jejich integrální hodnoty v rámci

buněk aproximovány, tedy výsledné koeficienty závisí na zprůměrovaných parametrech materiálu a na jemnosti dané mřížky. Následně jsou složeny do korespondujících matic:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad \rightarrow \quad d = M_{\varepsilon} e \quad (3.11)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad \rightarrow \quad b = M_{\mu} h \quad (3.12)$$

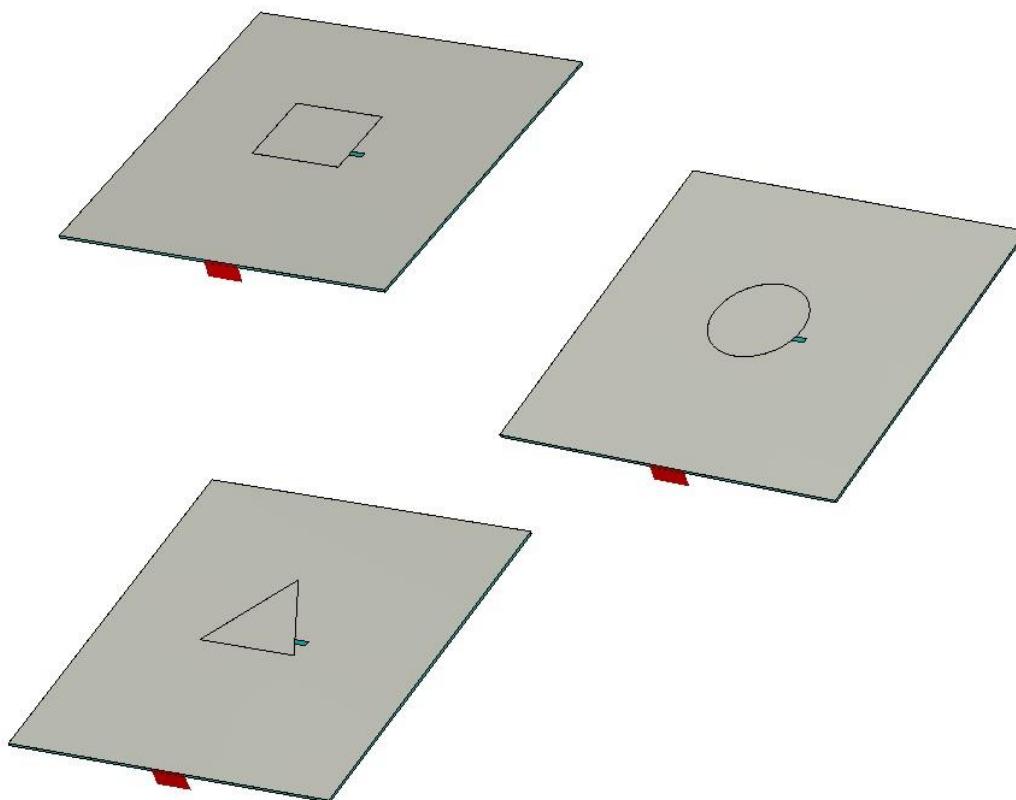
$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + \vec{J}_s \quad \rightarrow \quad j = M_{\sigma} e + j_s \quad (3.13)$$

Nyní jsou dostupné již všechny potřebné rovnice k výpočtu elektromagnetického pole v diskretním mřížkovém prostoru.

V programu CST STUDIO SUITE, lze adaptivně měnit velikost mřížky dle potřeby. V oblastech přechodu je mřížka zhuštěna a kde to není nutné je použita mřížka řidší. Tím se zmenší výpočetní náročnost a minimalizuje se chyba způsobená průměrováním parametrů uvnitř buněk.

## 4 Porovnání anténních prvků typu patch na 2,45 GHz

K samotné analýze vlastností flíčkových antén byly vybrány 3 základní tvary: obdélník, kruh a trojúhelník. Materiál substrátu byl vybrán z knihovny CST FR4 s relativní permitivitou  $\epsilon_r = 4,3$ . K napájení bylo vybráno mikropáskové vedení na spodní straně DPS s vazební štěrbinou umístěnou pod středem anténního prvku. Navrhovaná rezonanční frekvence je 2,45 GHz u všech prvků.



Obrázek 26 - Modely anténních prvků různých tvarů

### 4.1 Tvorba modelu a impedanční přizpůsobení

Pro každou geometrii byl vytvořen model v programu CST Microwave Studio. Jako zemnicí deska byl využitý již výše zmíněný materiál FR4 o tloušťce  $t = 1,58\text{mm}$ , včetně oboustranného pokovení o tloušťce  $m_c = 35\mu\text{m}$ , takže tloušťka samotného substrátu ve výsledku je  $t_s = 1,51\text{mm}$ . Rozměry zemnicí desky  $W$  tvaru čtverce byly zvoleny dle doporučených rozměru alespoň 3 až 5 větší, než je velikost anténního prvku. Výška anténního prvku  $h$  nad zemnicí rovinou je u všech tří antén stejná. Podmínkou je, aby nepřesáhla velikost  $\lambda/4$ . Jakmile výška prvku nad zemnicí rovinou je vyšší než  $\lambda/4$  dochází k vybuzení vidu a to mi nechceme, naopak čím víc se blížíme prvkem k zemnicí rovině, tím je šířka pásma menší. Experimentální metodou byla u všech tří modelu stanovena výška prvku na zemnicí rovinou  $h = 8,6\text{mm}$ . Dle vzorců 1.8, 1.13 a 1.14 byly vypočítány první rozměry obdélníkového anténního prvku  $\lambda_g$ ,  $W$  a  $L$ . Optimalizací a laděním měli tyto parametry finální podobu a to  $\lambda_g = 122,44\text{mm}$ ,  $W = 44,5\text{mm}$  a  $L = 52,5\text{mm}$ . Podobným

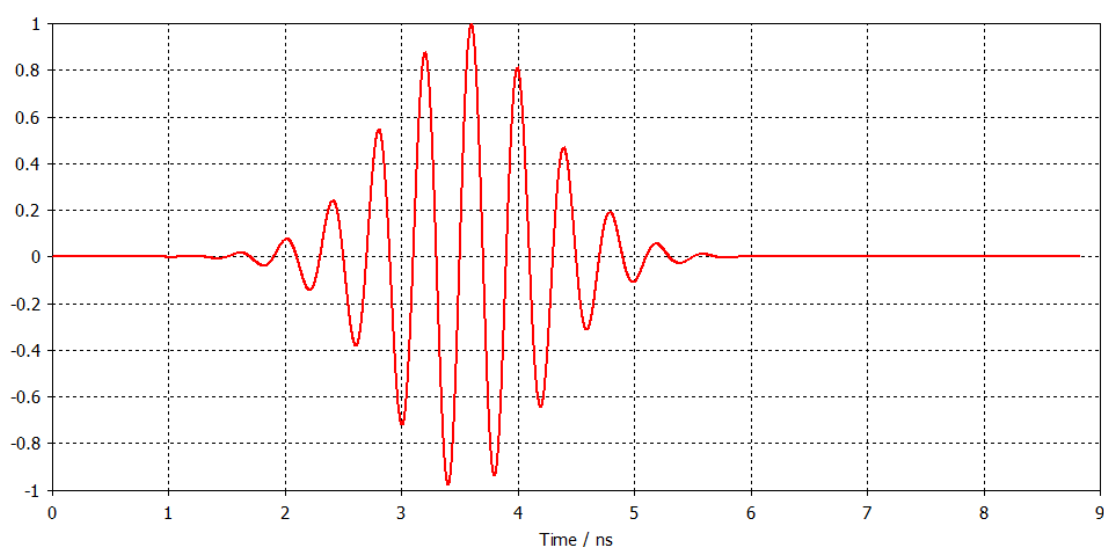
postupem se doladřovali prvky i kruhového a trojúhelníkového flíčku. U kruhového byl zapotřebí pouze parametr poloměru  $r = 26,7$  mm a u rovnostranného trojúhelníku délka jedné strany  $L = 58,8$  mm.

U každého modelu byly experimentálně nastavovány rozměry vazební šterbiny jako je šířka  $W_m$ , délka  $L_m$  a přesah mikropásku  $L_c$  přes vazební šterbinu k dosažení co možná nejlepšího impedančního přizpůsobení, tzn. minimální hodnoty  $S_{11}$  parametrů přibližně menší než  $-20$  dB. S rostoucí šířkou vazební šterbiny dochází k nárůstu odporu i reaktance prvků a k poklesu rezonanční frekvence  $f_r$ . S rostoucí délkou přesahu přes vazební šterbinu dochází jen k velmi malé změně vstupního odporu, ale k zřatelnému poklesu vstupní reaktance a nárůstu rezonanční frekvence. Takové chování lze předpokládat, protože otevřený konec vedení má reaktanční charakter. Velikost rezonanční frekvence dost ovlivňují rozměry anténního prvku, čím je prvek větší, tím je rezonanční frekvence menší a naopak, čím menší rozměry, tím je rezonanční frekvence vyšší.

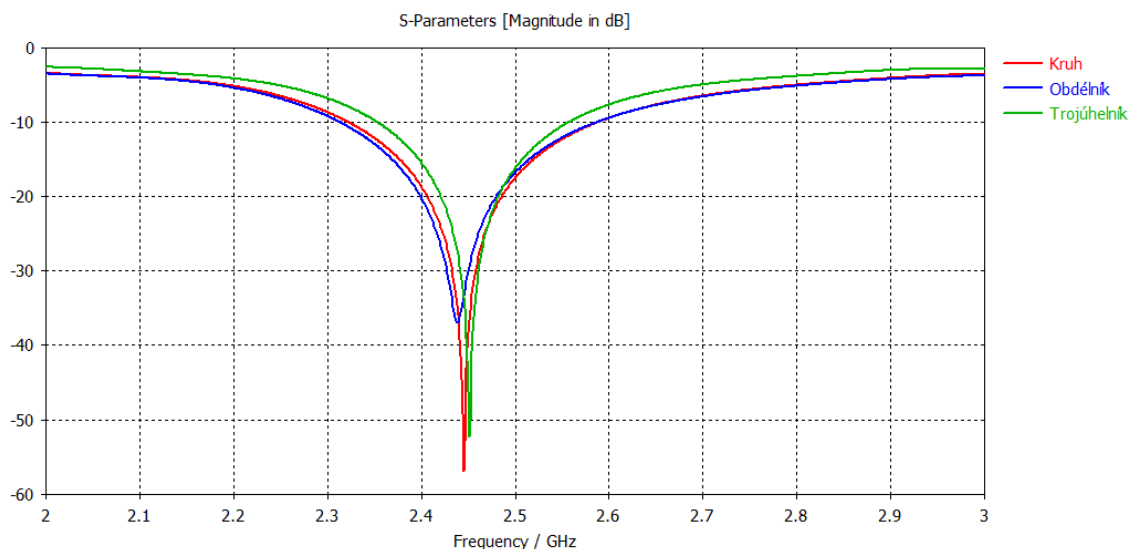
**Tabulka 3 - Hodnoty parametrů pro impedanční přizpůsobení porovnávaných modelů**

$f_r = 2,45$ GHz	Obdělčník	Kruh	Trojúhelník
$L_c$ [mm]	13,8	12	13,4
$L_m$ [mm]	52	50,3	46,8
$W_m$ [mm]	3	3	3

Analýza byla provedena v časové oblasti pomocí nástroje Time Solver, který využívá techniky výpočtu metodou FDTD, která byla popsána již dříve. Struktura je buzena Gaussovým impulsem s frekvenčním rozsahem 2 až 3 GHz. Velikost vlnovodného portu má doporučené rozměry  $h_p = 6 \cdot t_s$  a šířce  $W_p = 3 \cdot t_s$ .



**Obrázek 27 - Časový průběh budícího signálu**

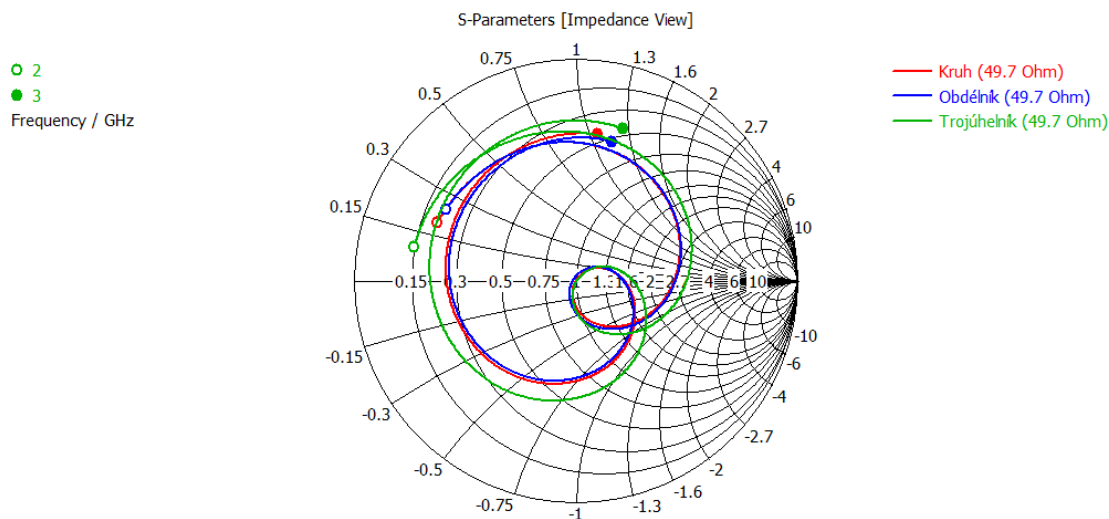


**Obrázek 28 - Závislost parametrů  $S_{11}$  porovnávaných prvků**

Z grafů parametru  $S_{11}$  byly odečteny hodnoty impedančních šířek pásem jako frekvenční interval, kde parametr nepřesahuje hodnotu  $-10$  dB. Pro všechny simulované modely bylo dosaženo silné vazby na rezonančních frekvencích. Hodnoty  $S_{11}$  dosahovaly hodnot menších než  $-25$  dB. Tyto hodnoty byly zaneseny do následující tabulky.

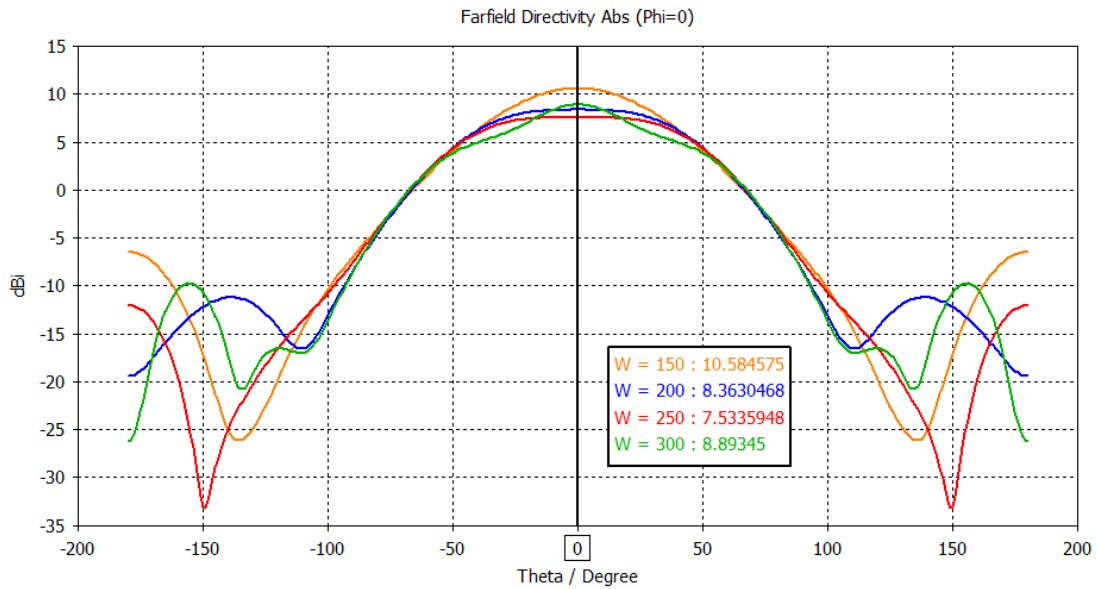
**Tabulka 4 - Naměřené hodnoty parametrů  $S_{11}$  na jednotlivých prvcích v CST**

Parametry	Obdélník	Kruh	Trojúhelník
$f_0$ [GHz]	2,45	2,45	2,45
$S_{11}$ [dB]	-30,1	-38,34	-46,24
BW [MHz]	274	265	203

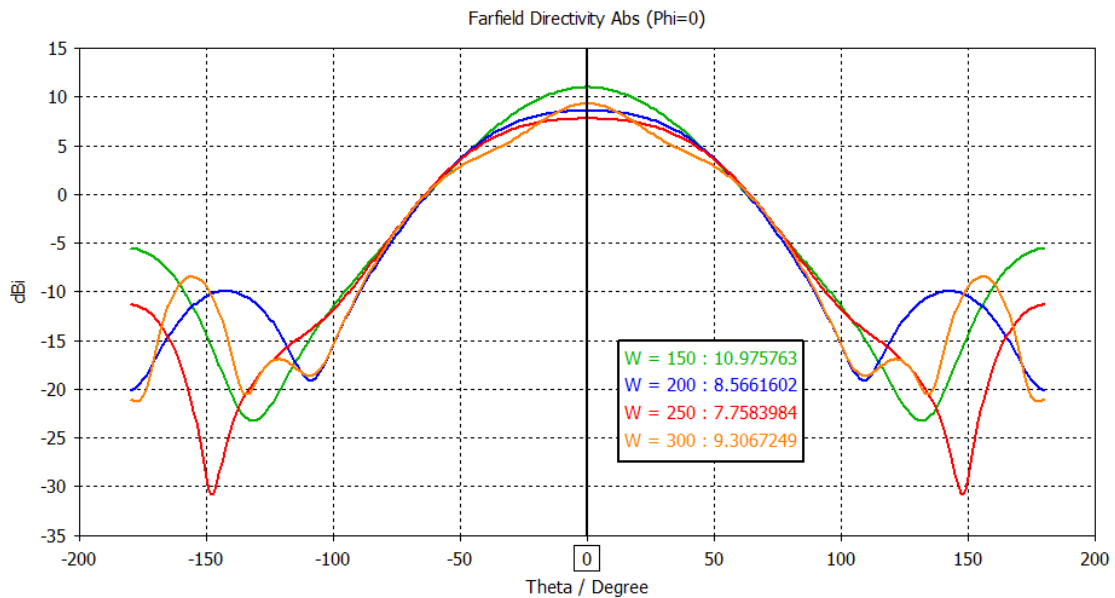


**Obrázek 29 - Polární graf impedančního přizpůsobení**

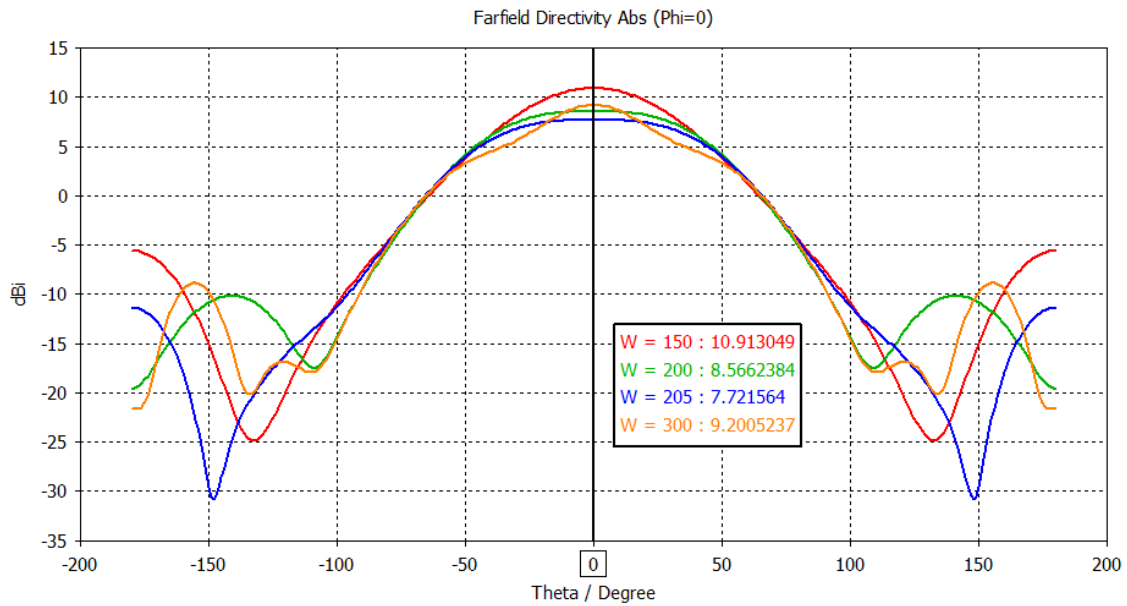
Na závěr této kapitoly jsou zobrazeny vyzářovací diagramy v řezu Phi pro každý prvek a grafy porovnávající směrové charakteristiky v E-rovině pro každou geometrii prvku zvlášť, kde je vynesena závislost směrových charakteristik na změnu velikosti zemnicí desky.



**Obrázek 30 - Závislost směrovosti trojúhelníkového prvku v E-rovině na velikosti zemnicí desky [mm]**

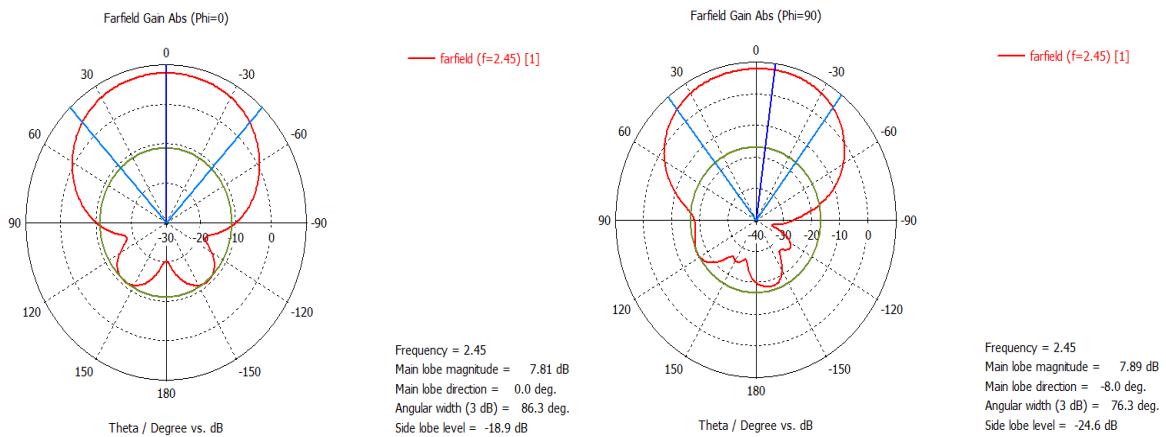


**Obrázek 31 - Závislost směrovosti obdélníkového prvku v E-rovině na velikosti zemnicí desky [mm]**

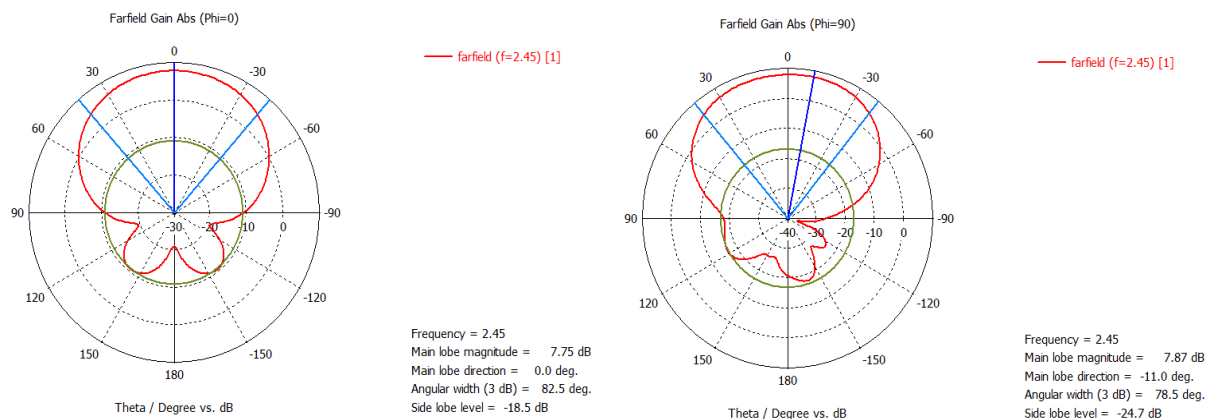


**Obrázek 32 - Závislost směrovosti kruhového prvku v E-rovině na velikosti zemní desky [mm]**

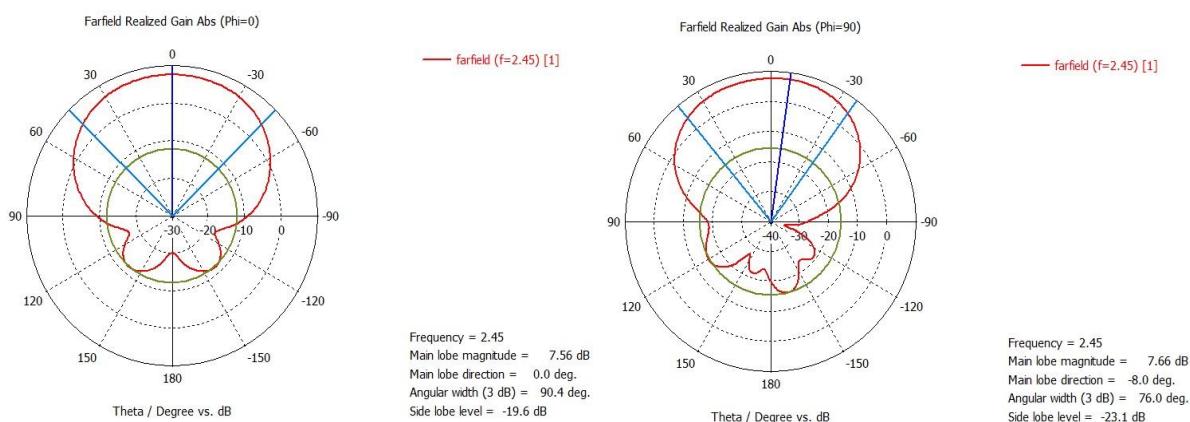
Šířky hlavního svazku se ve všech případech pohybují mezi hodnotami 89 - 93° a maximální směrovost ve směru nulové elevace u velikosti zemní desky  $W = 200\text{mm}$  dosahuje hodnot u trojúhelníku 8,36 dBi, u obdélníku 8,56 dBi a u kruhu 8,56 dBi.



**Obrázek 33 - Výřez vyzářovací charakteristiky pro kruhový flíček v ose Phi**



Obrázek 34 - Výřez vyzářovací charakteristiky pro obdélníkový flíček v ose Phi



Obrázek 35 - Výřez vyzářovací charakteristiky pro trojúhelníkový flíček v ose Phi

Tabulka 5 - Naměřené parametry vyzářovacích char. v průřezu Phi = 0° a Phi = 90°

f <sub>r</sub> =2,45 GHz	Obdélník		Kruh		Trojúhelník	
	Phi = 0°	Phi = 90°	Phi = 0°	Phi = 90°	Phi = 0°	Phi = 90°
Průřez	Phi = 0°	Phi = 90°	Phi = 0°	Phi = 90°	Phi = 0°	Phi = 90°
G[dB]	7,75	7,87	7,81	7,89	7,56	7,66
HPBW	82,5°	78,5°	86,3°	76,3°	90,4°	76°
SLL [dB]	-18,5	-24,7	-18,9	-24,6	-19,6	-23,1

Po zhodnocení naměřených výsledků v CST se potvrdil již dříve zmíněný předpoklad. Obdélníkový flíček vyšel jako nejlepší ze všech tří simulovaných tvarů. Z tabulek naměřených hodnot dosahují obdélníkový flíček největší šířky pásma BW = 274 MHz a to díky tomu, že je větší než ostatní tvary. Kruhový je o něco menší, než je jeho



obdélníkový protějšek a proto má o něco menší šířku pásma  $BW = 265$  MHz, kdežto se ziskem jsou na tom dosti podobně, hodnota zisku se u obou pohybuje na hodnotě  $G = 7,8$  dB v řezu osy  $\Phi = 90^\circ$ . Trojúhelníkový flíček je menší, než obdélníkové a kruhové a to má za následek další snížení šířky pásma  $BW = 203$  MHz a zisku  $G = 7,66$  dB.

Obdélníkové flíčkové antény jsou nejpoužívanější, dále pak jsou kruhové, které mají velice podobné vlastnosti. Trojúhelníkové flíčky mají nesymetrickou charakteristiku v maximu vyzařovací charakteristiky, ve vyzařovacím diagramu se to projevuje vychýlením maxima na jednu stranu, kdežto kruhy a obdélníky ho mají symetricky vůči normálové ose. Jakmile je rozložení proudu ve flíčku vystředěno na jednu stranu antény, tak to způsobí naklonění na jednu stranu vyzařovacího diagramu. Dalo by se to vyřešit nakloněním celé antény, ale konstrukčně se to řeší tak, že když máme nějakou rovinu, na kterou se uchytí anténa, tak víme, že to kolmo například k nějakému stožáru vyzařuje. To je také důvod proč se dává přednost kruhovým či obdélníkovým flíčkům. Další problém může nastat, když máme vyosené koaxiální buzení na jednu stranu toho flíčku, tak v tom místě toho vyosení jsou ty proudy větší a flíček má potom tendenci stáčet maximum vyzařovacího diagramu k místu kde je ten port, protože při buzení je to rozložení proudu silnější, než na protějším konci ve stejném místě. Z tohoto důvodu bylo nejlepší budit celou strukturu vazební štěrbinou, která je symetrická a i buzení toho flíčku je rovnoměrně buzené, takže i ty proudy na flíčku jsou symetrické. U trojúhelníku to ale neplatí, protože ten sám o sobě nemá symetrii, a když ho ještě budíme štěrbinou, tak i přesto, že je ta štěrbina symetrický zdroj buzení, tak rojúhelníkový tvar je zase asymetrický a to opět vychýlí maximum vyzařovacího diagramu. Výhodou trojúhelníku možná je, že dokáže rezonovat na více kmitočtech, vznikají různé rezonanční módy, jednou rezonuje jedna hrana, potom rezonuje dvojnásobek jiné hrany, takže dokážeme provozovat anténu na více frekvencích. Přesto, že trojúhelníkový flíček v porovnání s ostatními tvary vyšel s horšími parametry, bylo zajímavé realizovat s touto geometrií fázovanou anténní řadu. V další části práce se budu zabývat tvorbou modelu jednoprvkové antény s trojúhelníkovým flíčkem.

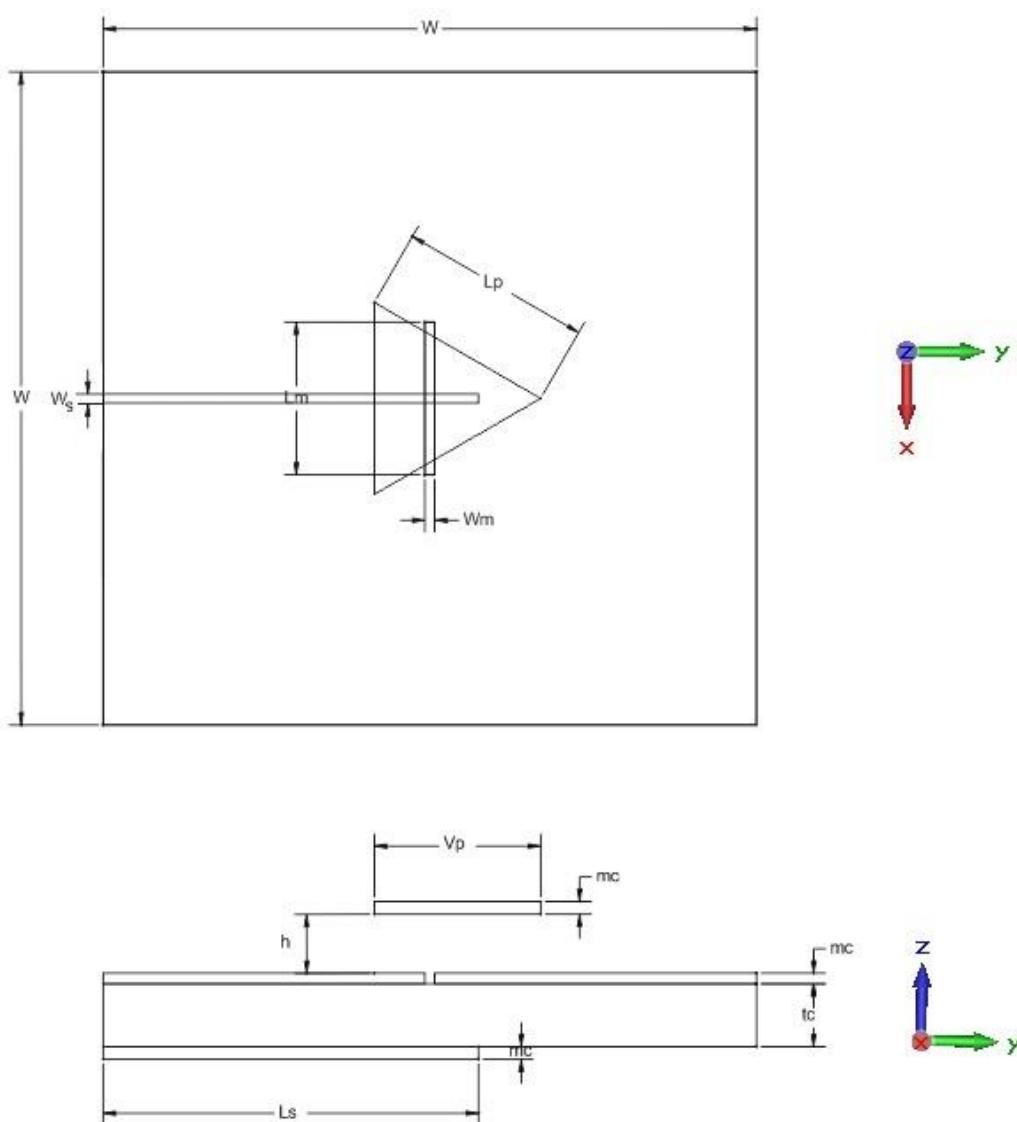
## 4.2 Návrh trojúhelníkové flíčkové antény v CST

Při návrhu trojúhelníkové flíčkové antény pro pásmo Wi-Fi 2,45GHz, jsem vycházel z výkresu budící struktury na následujícím obrázku (Obr.35). Samotný model vytvořený v CST se skládá ze dvou částí. Antennního prvku tvaru trojúhelník a budící struktury, která přes  $50 \Omega$  vedení a vazební šterbinu napájí anténní prvek.

### Rozměry jednotlivých parametrů:

$W = 200\text{mm}$ ,  $W_s = 2.755\text{mm}$ ,  $L_s = 89.9\text{mm}$ ,  $W_m = 46.8\text{mm}$ ,  $L_m = 3\text{mm}$ ,  $L_p = 58.8\text{mm}$ ,

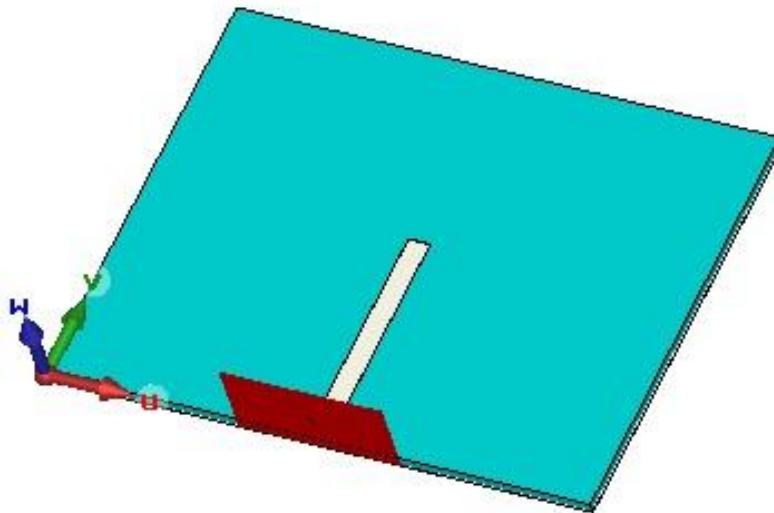
$V_p = 50.92\text{mm}$ ,  $mc = 0.035\text{mm}$ ,  $tc = 1.51\text{mm}$ ,  $h = 8.6\text{mm}$ .



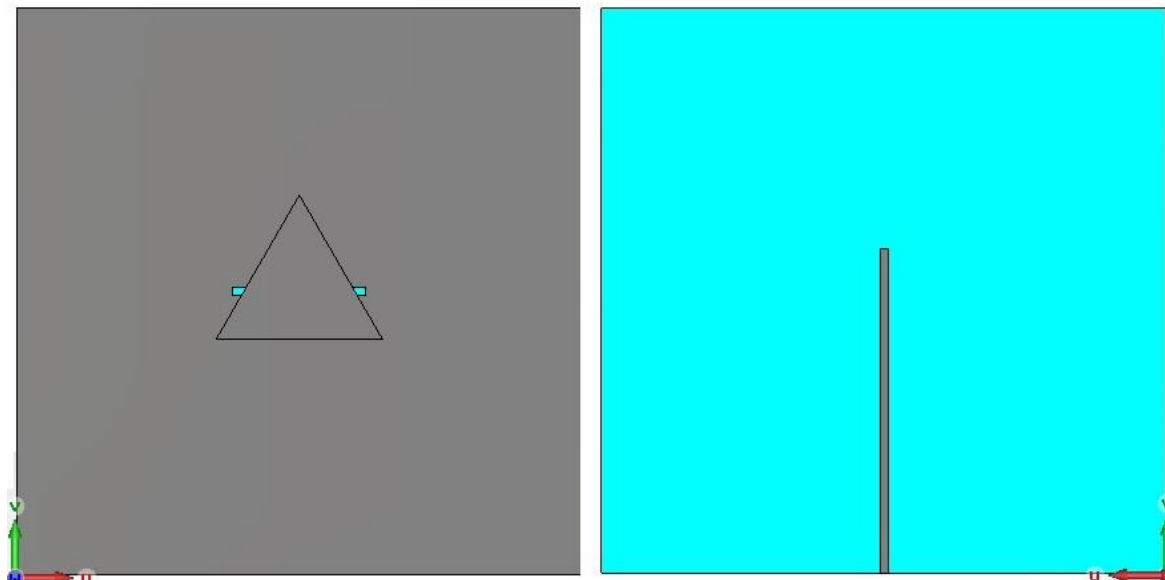
Obrázek 36 - Výkres trojúhelníkového anténního prvku v CST

kde	$W$	je strana čtvercové zemnicí desky,
	$m_c$	je tloušťka pokovené vrstvy,
	$t_c$	je tloušťka substrátu,
	$h$	je výška anténního prvku nad zemnicí rovinou,
	$V_p$	je výška trojúhelníkového prvku od základny k vrcholu,
	$L_p$	je délka ramen trojúhelníkového prvku,
	$L_s$	je délka napájecího vedení mikropásku,
	$W_s$	je šířka napájecího vedení mikropásku,
	$L_m$	je délka vazební štěrby,
	$W_m$	je šířka vazební štěrby,
	$L_c$	je délka pahýlu.

Velikost šířky napájecího vedení byla nastavena tak, aby impedančně odpovídala hodnotě  $50 \Omega$ . Impedance se dá stanovit v CST buď použitím výpočetního makra, nebo experimentálně za pomoci vlnovodního portu a k němu připojeného úseku vedení. V mém případě jsem zvolil experimentální metodu. Za tímto účelem byl zhotoven testovací model na výpočet dané impedance úseku (viz. Obrázek 36).

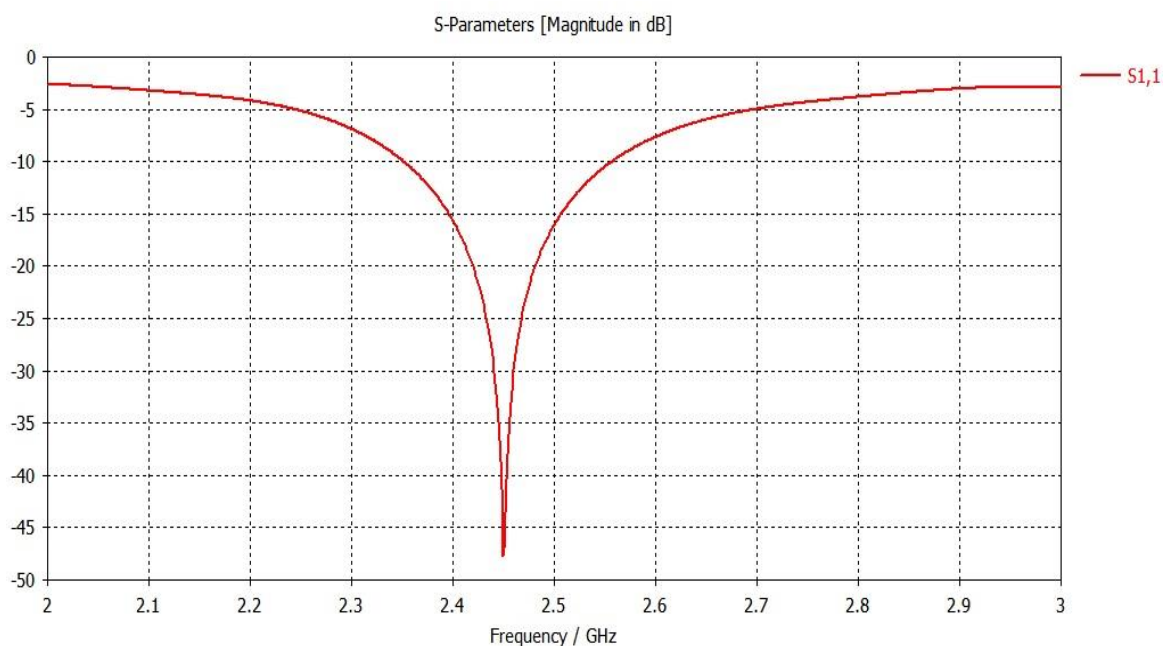


Obrázek 37 - Experimentální model pro určení délky a šířky úseku



**Obrázek 38 - Pohled na model CST**

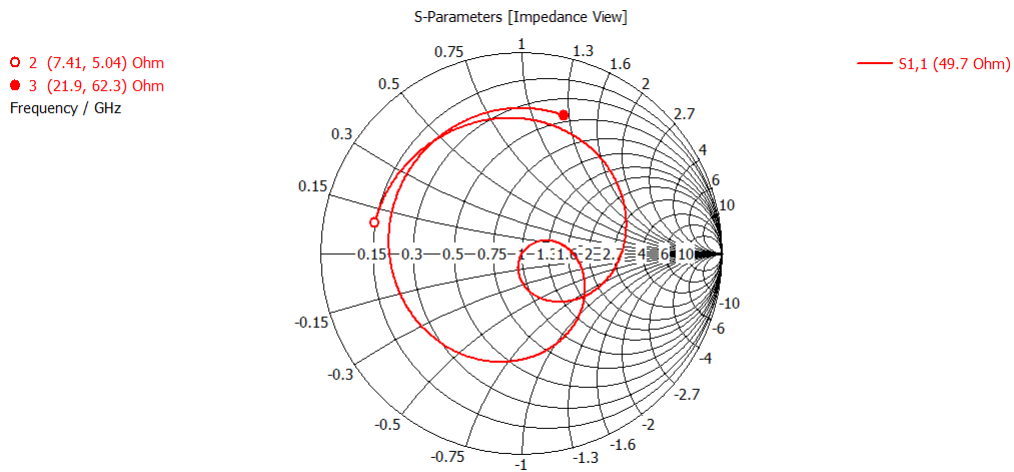
Optimalizací a laděním byla anténa impedančně přizpůsobena a naladěna na rezonanční frekvenci 2,45 GHz. Z grafu na obrázku 38 jde vidět, že se anténu dokázalo přizpůsobit na celém simulovaném frekvenčním rozsahu pod úroveň -20 dB.



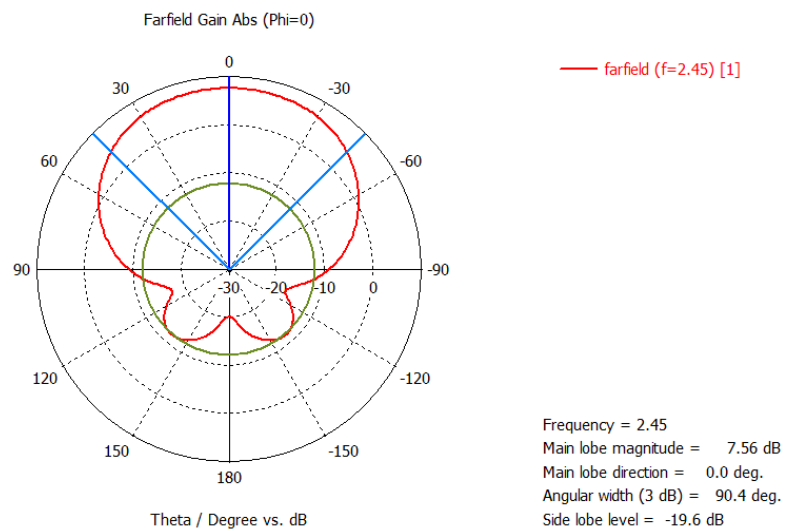
**Obrázek 39 - Impedanční přizpůsobení finálního modelu**

**Tabulka 6 – Naměřené hodnoty přizpůsobeného trojúhelníkového anténního prvku**

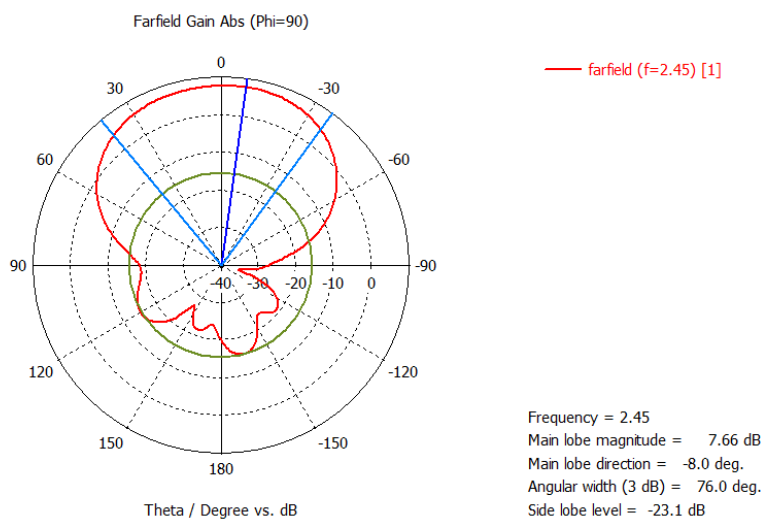
Tvar flíčku	$f_0$ [GHz]	$S_{11}$ [dB]	BW [MHz]
trojúhelník	2,45	-46,24	204



**Obrázek 40 - Polární graf impedančního přizpůsobení finálního modelu**



**Obrázek 41 - Vyzařovací diagram směrovosti v rovině Phi = 0°**

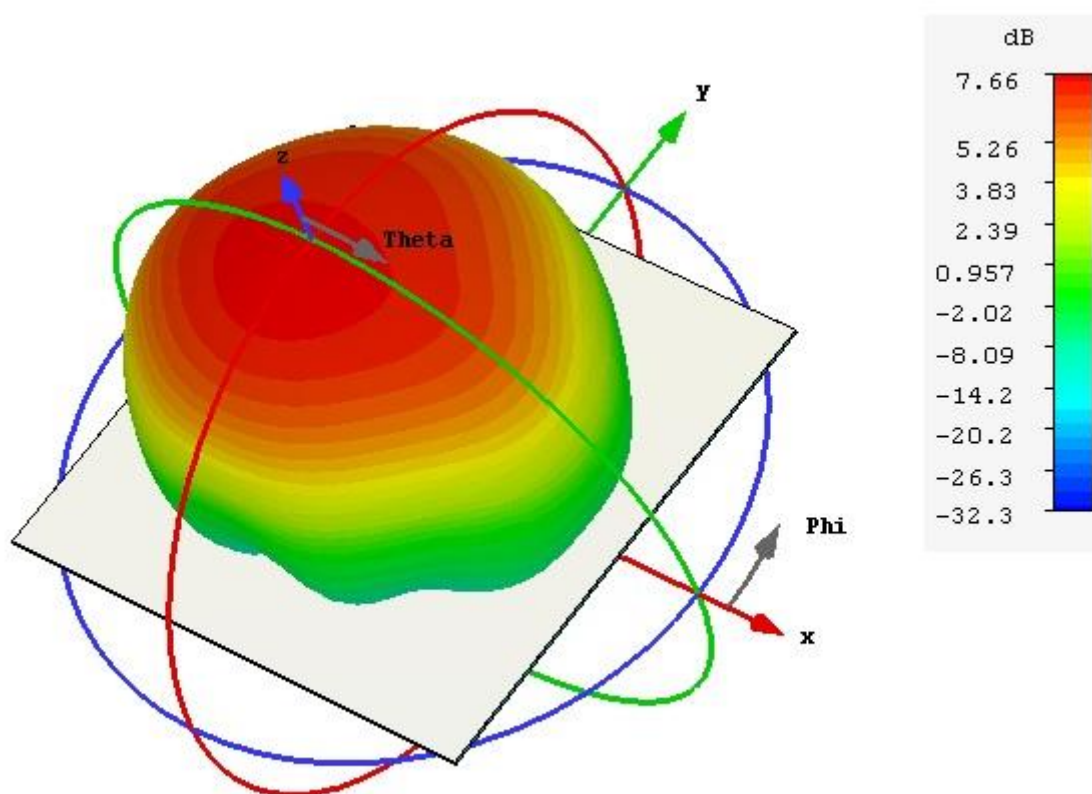


**Obrázek 42 - Vyzařovací diagram směrovosti v rovině Phi = 90°**

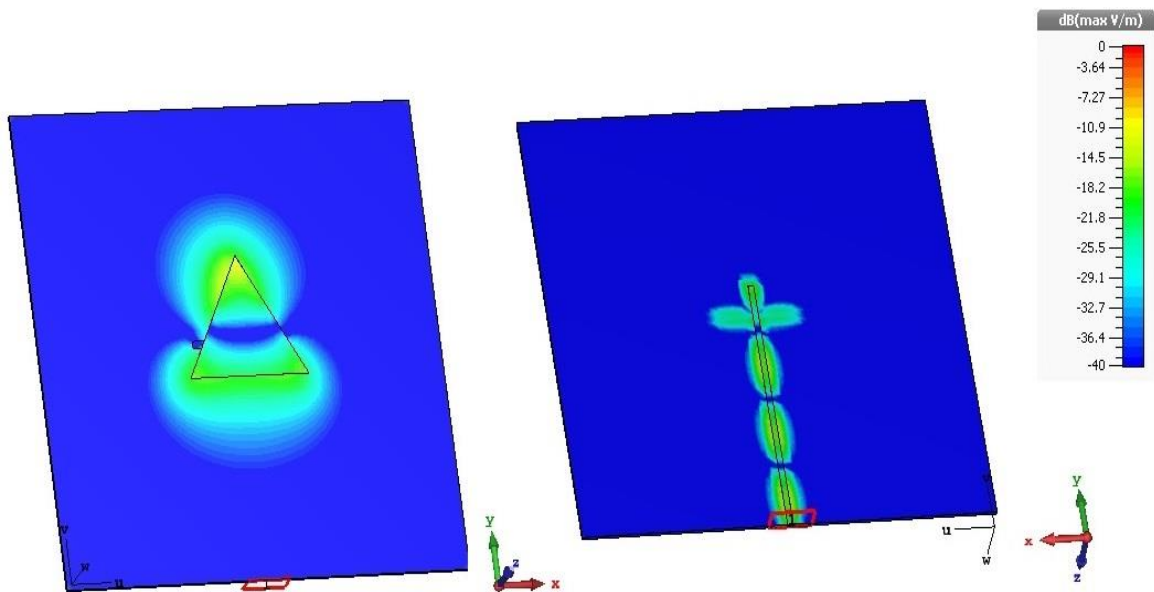
Tabulka 7 – Naměřené parametry vyzářovacích char. v průřezu  $\Phi = 0^\circ$  a  $90^\circ$

Parametry	Průřez vyzářovacím diagramem	
	$\Phi = 0^\circ$	$\Phi = 90^\circ$
G [dB]	7,56	7,66
HPBW	90,4°	76°
SLL [dB]	-19,6	-23,1

Dále je pro zajímavost přidán obrázek vyzářovacího diagramu modelu v 3D zobrazení s maximálním dosaženým ziskem  $G = 7,56$  dB a obrázek rozložení EM pole.



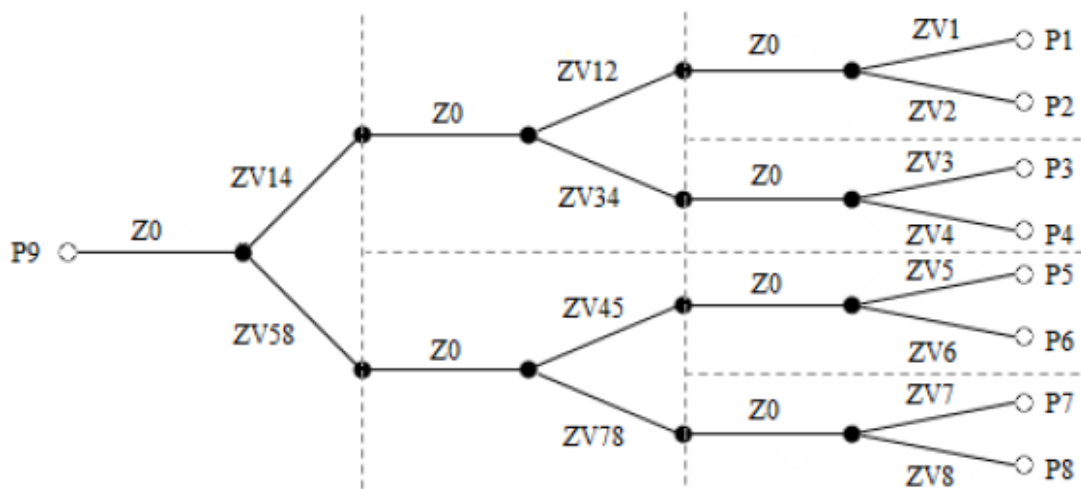
Obrázek 43 - Vyzářovací diagram směrovosti 3D modelu



Obrázek 44 – Rozložení EM pole na modelu

Jak už bylo řečeno, k vybuzení je použit Gaussův impuls s frekvenčním rozsahem 2 až 3 GHz. Rozměry vlnododového portu byly nastaveny podle doporučení v nápovědě. Anténa byla přizpůsobena na hodnotě  $S_{11} = -46,24$  dB, rezonanční frekvenci  $f_r = 2.45$  GHz a s šířkou pásma  $BW = 204$  MHz. Průřezem vyzařovacího diagramu v ose  $\Phi = 90^\circ$  byl naměřen zisk antény  $G = 7,66$  dB s vyzařovacím úhlem  $76^\circ$  a potlačenými postranními laloky  $-23,1$  dB. Dále v průřezu osy  $\Phi = 0^\circ$  byl zisk  $G = 7,56$  dB s vyzařovacím úhlem  $90,4^\circ$  a potlačenými postranními laloky  $-19,6$  dB. Následně byly vytvořeny dva další modely vycházející z tohoto. Jeden byl naladěný o 50 MHz níže a druhý o 50 MHz výše. Na základě tohoto modelu bude dále namodelována šesnáci-prvková řada, kde celý postup bude popsán v následující kapitole.

## 5 Návrh anténní řady



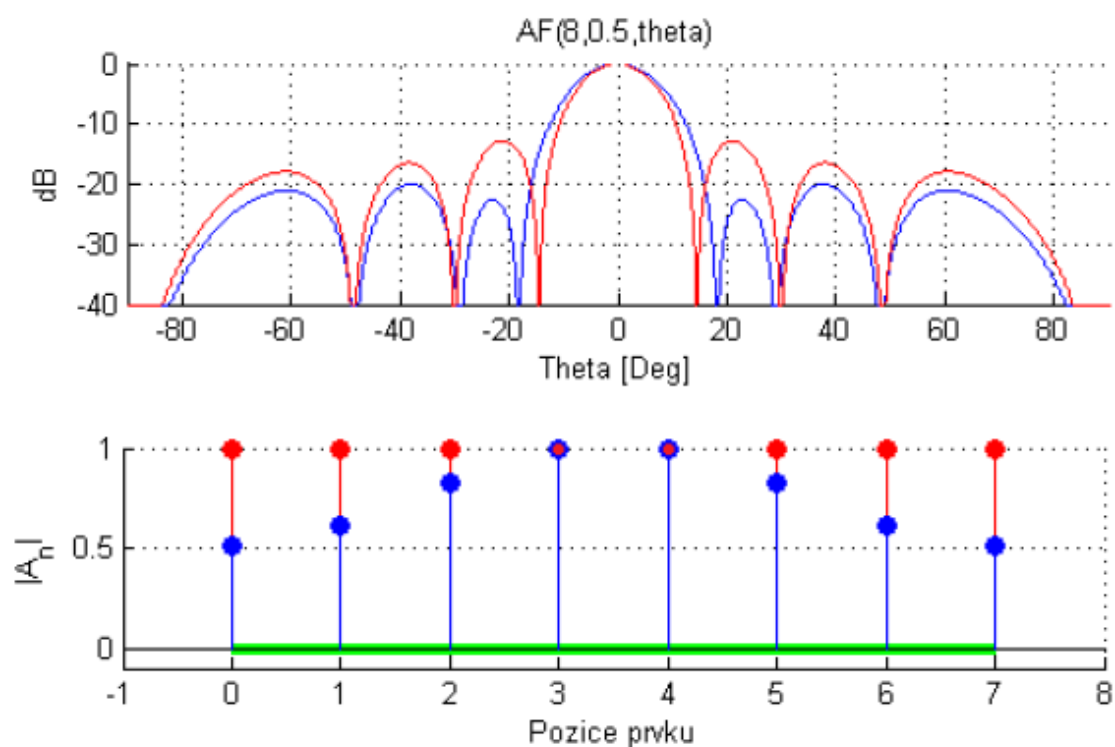
Obrázek 45 - Schematické zapojení děliče

Tabulka 8 - vypočítané normované amplitudy a dělicí poměry

Schéma dělicích poměrů				
port	norm.ampl.	Level3	Level2	Level1
1	0,146	0,9372	0,765	1
2	0,137			
3	0,117	0,8580		
4	0,100			
5	0,100	1,1655	1,306	
6	0,117			
7	0,137	1,0670		
8	0,146			

Na následujícím grafu je vidět rozdíl mezi rovnoměrným (červená) a nerovnoměrným (modrá) rozložením amplitudy. Při podstavě  $0,5 \cos^2$  se odstup postranních laloků zmenšil na 20,1dB. Oproti rovnoměrnému rozložení, kde je odstup postranních laloků -12,8dB, je to pokles o 7,3 dB. Šířka hlavního svazku na -3dB se zvětšila z  $13,1^\circ$  na  $15,9^\circ$ .





Obrázek 46 – Závislost směrovosti na rozložení amplitud

Tabulka 9 – Rozměry a impedance úseku děliče

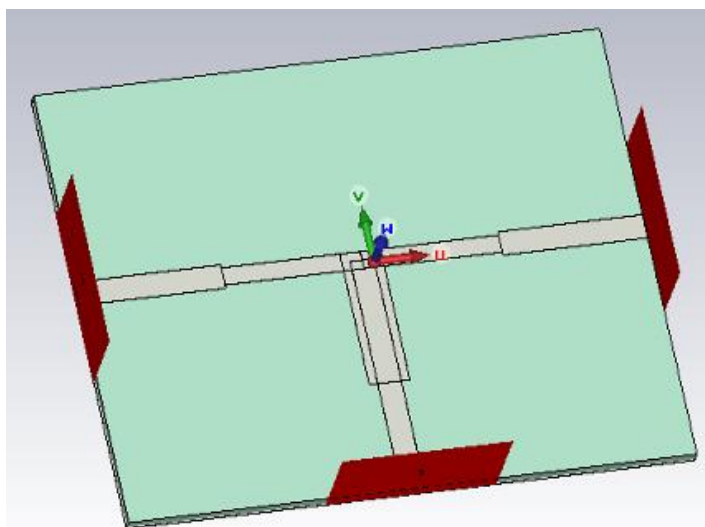
	Z0	Zv1 Zv8	Zv12 Zv78	Zv14 Zv58	Zv2 Zv7	Zv3 Zv6	Zv34 Zv45	Zv4 Zv5
Z [Ω]	50	73,12	69,702	59,46	68,53	76,79	53,371	65,88
W [mm]	2,9	1,4	2,59	2,13	1,6	1,25	1,54	1,73
l [mm]	16,7	17,26	16,82	16,97	17,14	17,32	17,17	17,09

S parametry v tabulce 9 byl celý šesnáci-prvkový dělič namodelován v CST Microwave studio. Výsledky nebyly vyhovující, proto bylo potřeba optimalizovat parametry děliče po jednotlivých krocích.

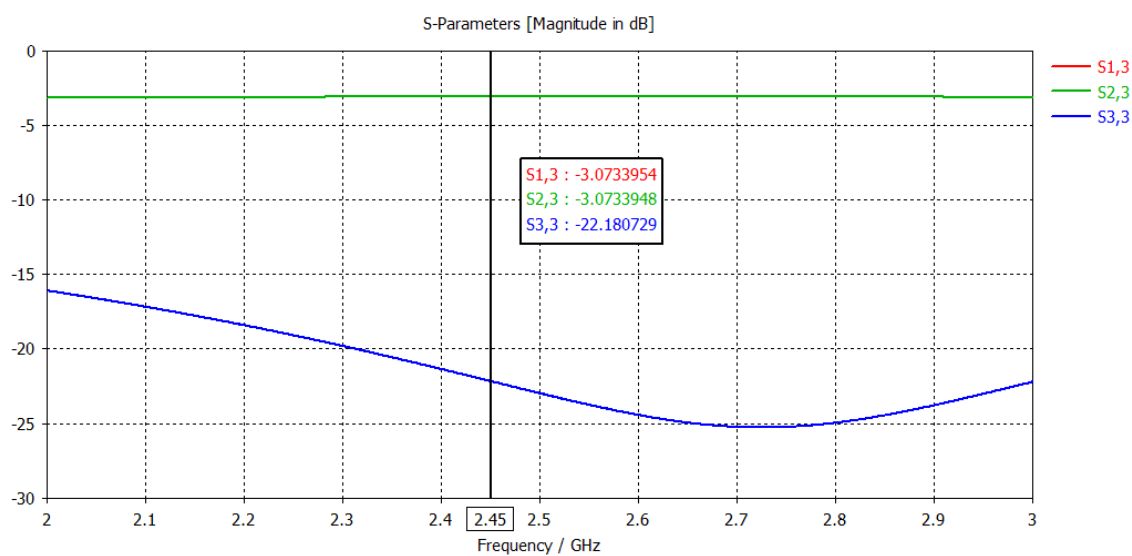
## 5.1 Modelování a simulace děliče 1

Pomocí vztahů uvedených v teoretické části se vypočetly impedance úseků děliče. Následně byly simulací zjištěny šířky těchto úseků a z parametru Beta[rad/m] byla vypočítána jejich délka  $l$  podle vztahu:

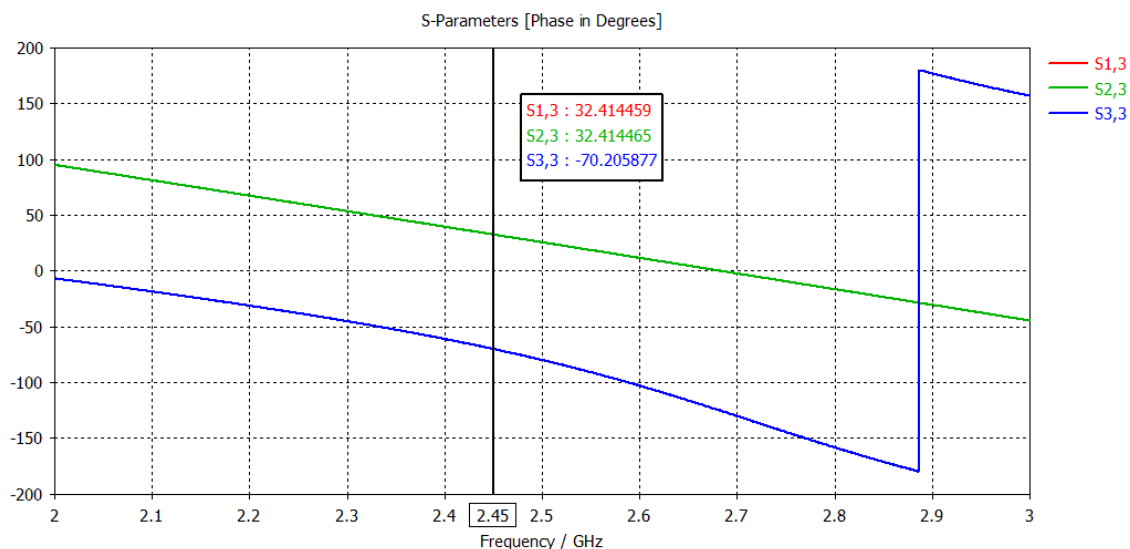
$$l = \frac{Beta \cdot 180}{\pi \cdot 1000} \cdot 90 \quad (5.1)$$



Obrázek 47 - CST model děliče 1



Obrázek 48 - Impedanční přizpůsobení děliče 1



Obrázek 49 - Fáze na portech děliče 1

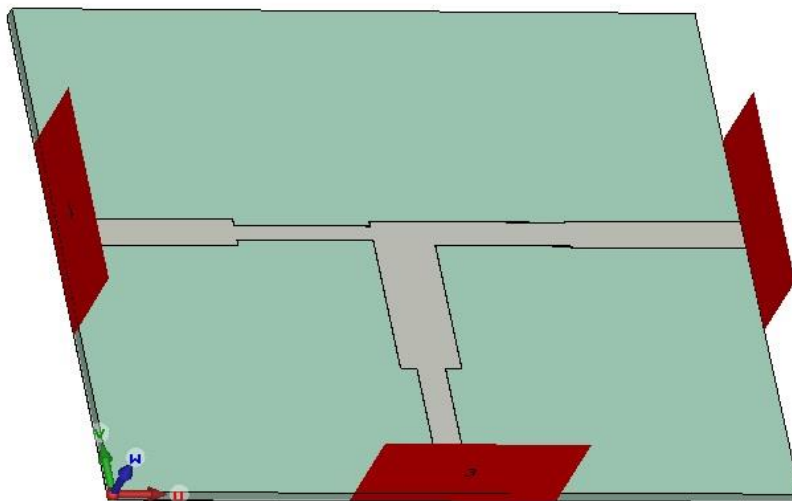
Tabulka 10 – Parametry vedení děliče 1

Parametr	Velikost a šířka úseku [mm]				Beta	Impedance [Ω]	
	W_kal	l_kal	W_opt	l_opt		Z_cíl	Z_sim
Z0	2,9	16,736	2,755	16,545	93,8426	50	50,05
Z14	2,132	16,976	2,025	16,127	92,531	59,46	59,47
Z58	2,132	16,976	2,025	16,127	92,531	59,46	59,47
Ze	4,974	16,27	4,724	16,549	96,5518	35,35	35,36

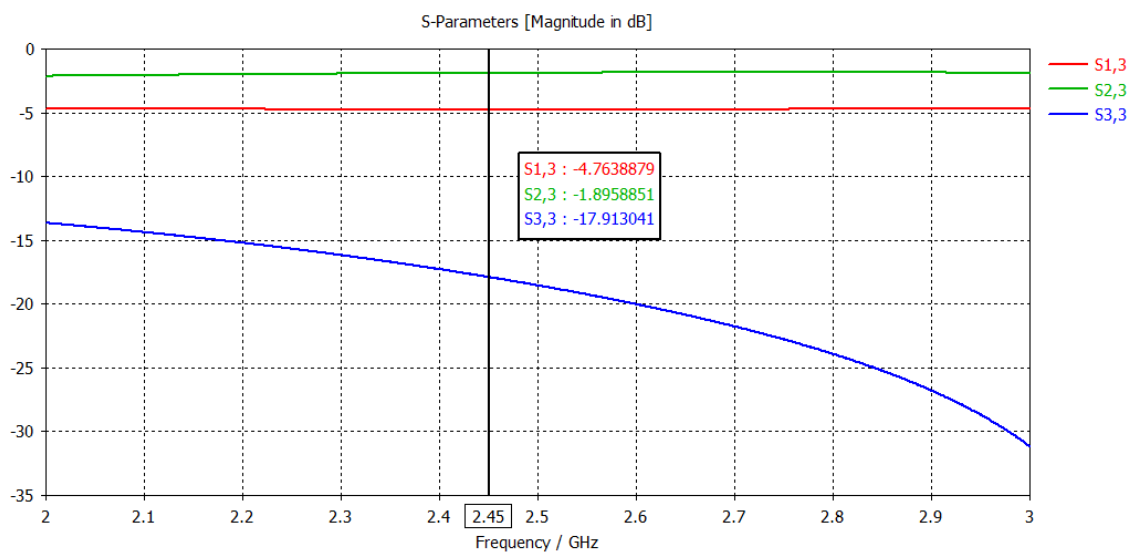
Z prvního grafu jde vidět, že dělič je dobře impedančně přizpůsoben  $S_{33} < -20\text{dB}$ . Na středním kmítočtu v pásmu Wifi 2,45 GHz je hodnota odrazu  $S_{33} = -22\text{dB}$ . Z druhého grafu je zřejmé, že obě výstupní větve děliče mají stejnou fázi. Pomocí kalkulatoru v příloze, byl u každého děliče z výsledných  $S_{13}$  a  $S_{23}$  parametrů vypočítán a optimalizován také dělicí poměr. V tabulce 10 jsou uvedeny jak vypočítané parametry, tak i optimalizované. Optimalizované parametry jsou použity v modelu pro šesnáci-prvkový dělič.

## 5.2 Modelování a simulace děliče 2

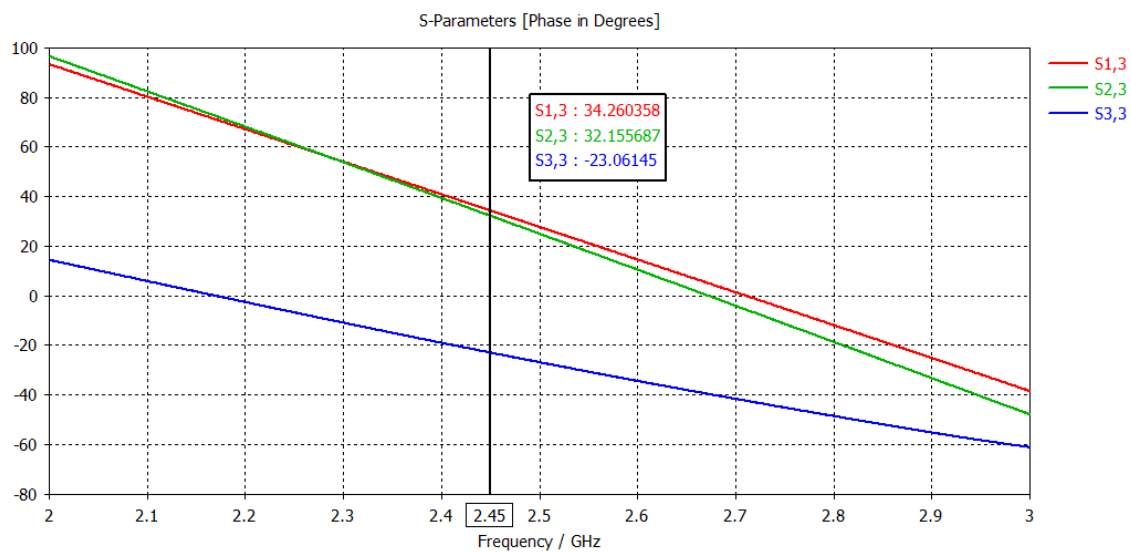
V druhém kroku stejným postupem jako u děliče 1, jsem optimalizoval, sfázoval a impedančně přizpůsobil dělič 2.



Obrázek 50 - CST model dělící 2



Obrázek 51 - Impedanční přizpůsobení dělící 2



Obrázek 52 - Fáze na portech děliče 2

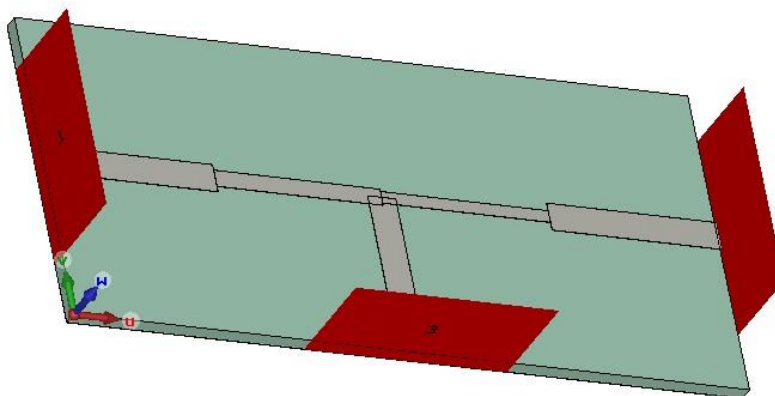
Tabulka 11 - Parametry vedení děliče 2

Parametr	Velikost a šířka úseku [mm]				Beta	Impedance [ $\Omega$ ]	
	W <sub>kal</sub>	l <sub>kal</sub>	W <sub>opt</sub>	l <sub>opt</sub>		Z <sub>cíl</sub>	Z <sub>sim</sub>
Z45	1,548	17,172	1,47	12,967	91,472	69,702	69,679
Z78	2,59	16,826	2,46	18,692	93,353	53,371	53,398
Ze	6,2	16,099	5,795	17,294	97,566	30,397	30,376

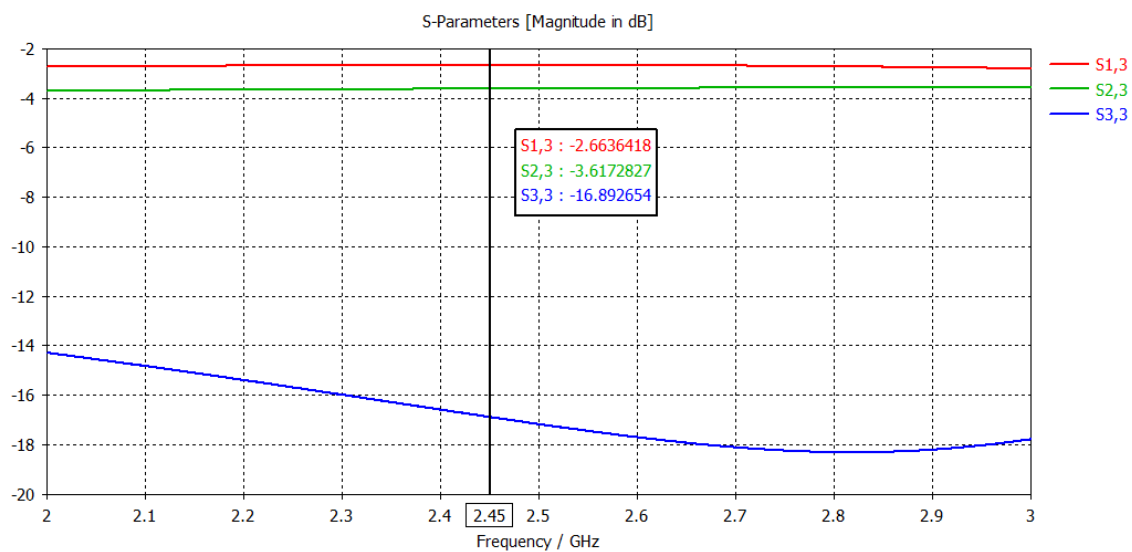
Odrazy jsou o trochu nižší, než v případě děliče 1, ale hodnota  $S_{33} = -17,9$  dB je velice dobrá. Rozdíl fází je větší  $2^\circ$ , ale i to postačující.

### 5.3 Modelování a simulace děliče 3

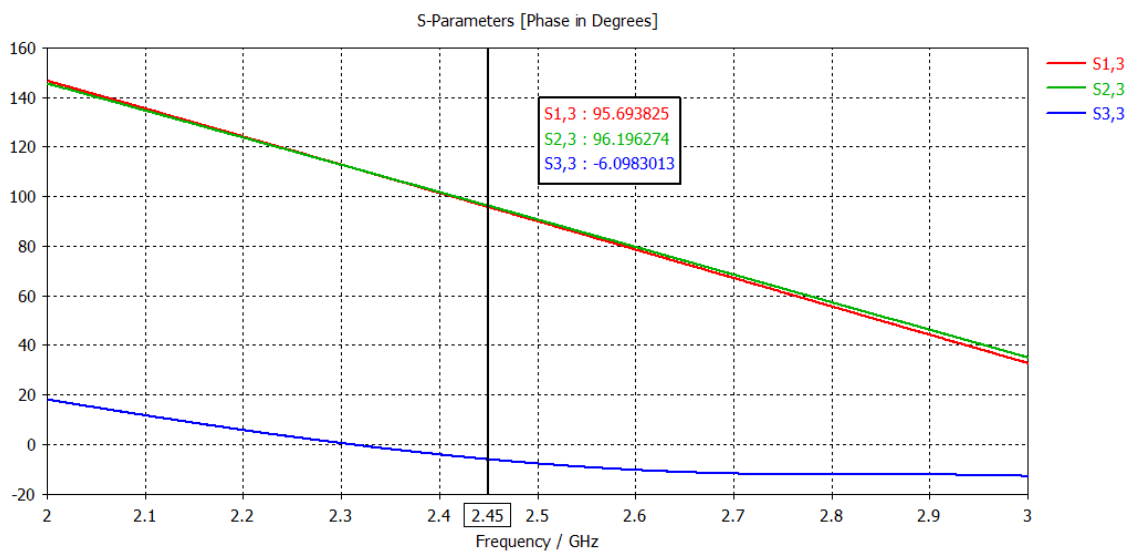
Tento dělič není kompenzován, délky a šířky úseků se počítají pro původní impedance.



Obrázek 53 - CST model děliče 3



Obrázek 54 - Impedanční přizpůsobení děliče 3



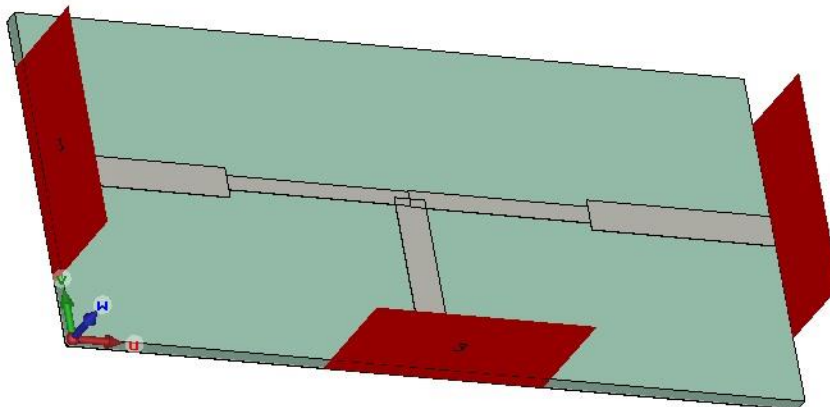
Obrázek 55 - Fáze na portech děliče 3

Tabulka 12 - Parametry vedení děliče 3

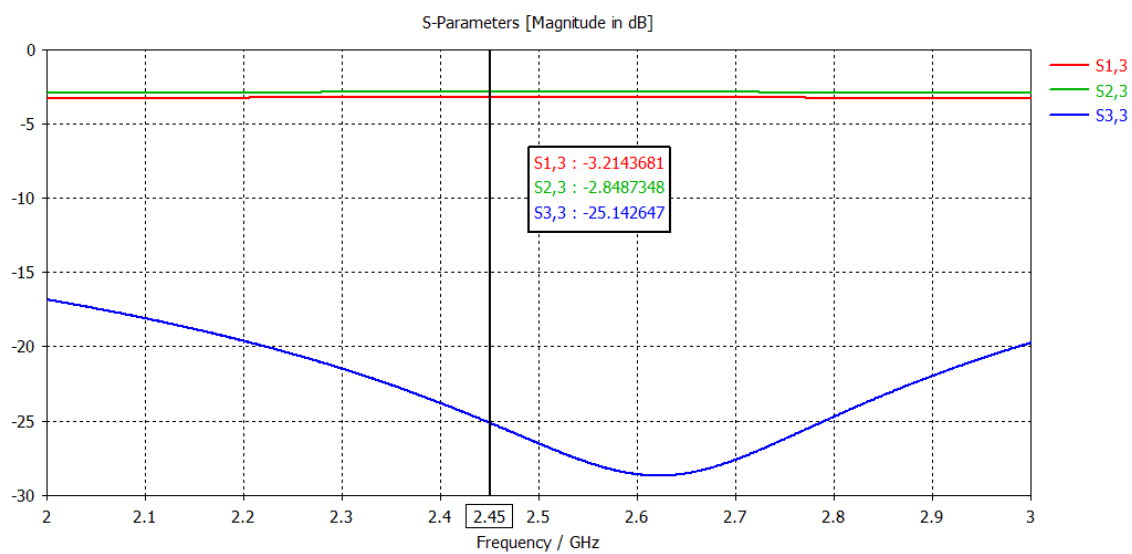
Parametr	Velikost a šířka úseku [mm]				Beta	Impedance [ $\Omega$ ]	
	W_kal	l_kal	W_opt	l_opt		Z_cíl	Z_sim
Z5	1,735	17,097	1,648	16,24	91,874	65,88	65,89
Z6	1,256	17,328	1,003	16,467	90,647	76,79	76,745

Impedanční přizpůsobení je dostačující S<sub>33</sub> dosahuje hodnoty -16,9 dB a rozdíl fází je velice malý 0,5°.

## 5.4 Modelování a simulace děliče 4

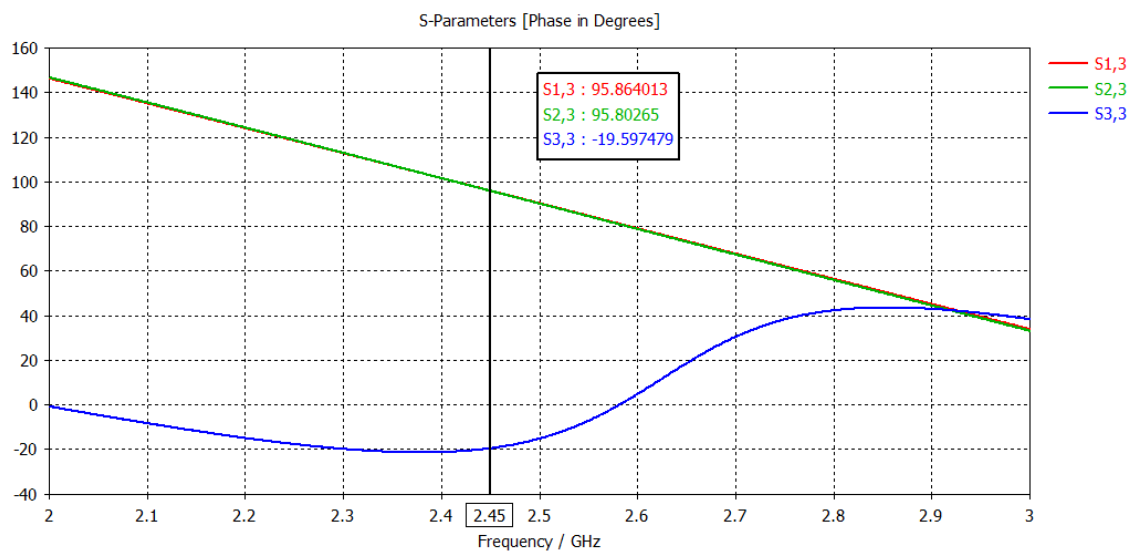


Obrázek 56 - CST model děliče 4



Obrázek 57 - Impedanční přizpůsobení děliče 4





Obrázek 58 - Fáze na portech děliče 4

Tabulka 13 - Parametry vedení děliče 4

Parametr	Velikost a šířka úseku [mm]				Beta	Impedance [ $\Omega$ ]	
	W_kal	l_kal	W_opt	l_opt		Z_cíl	Z_sim
Z7	1,605	17,148	1,524	16,29	91,597	68,53	68,47
Z8	1,4	17,26	1,33	16,397	91,045	73,12	73,07

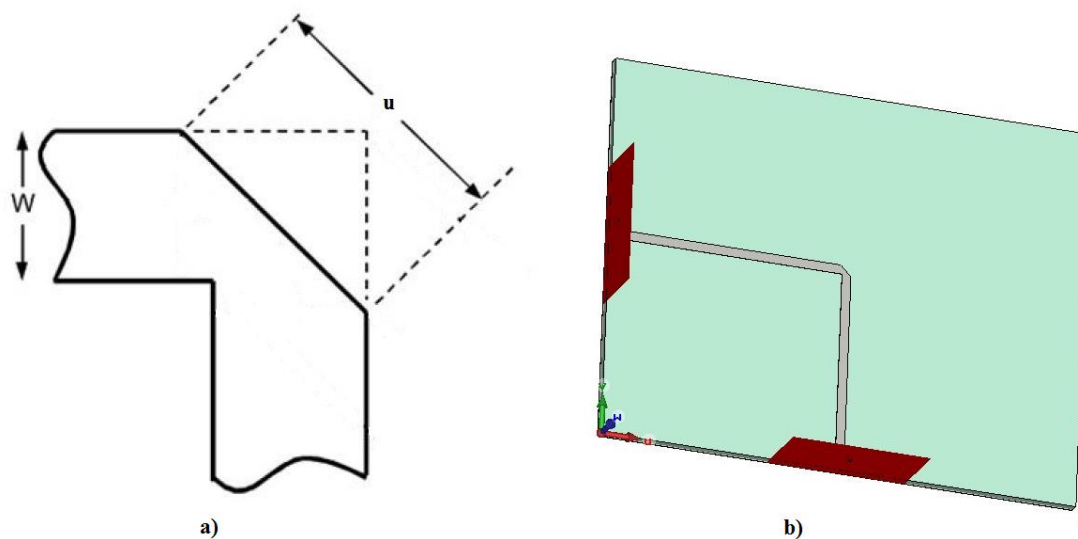
Impedační přizpůsobení  $S_{33}$  v případě děliče 4 dosahuje hodnoty -25,1 dB a rozdíl fází je zanedbatelný 0,06°.

## 5.5 Kompenzace odrazů na mikropáskovém vedení

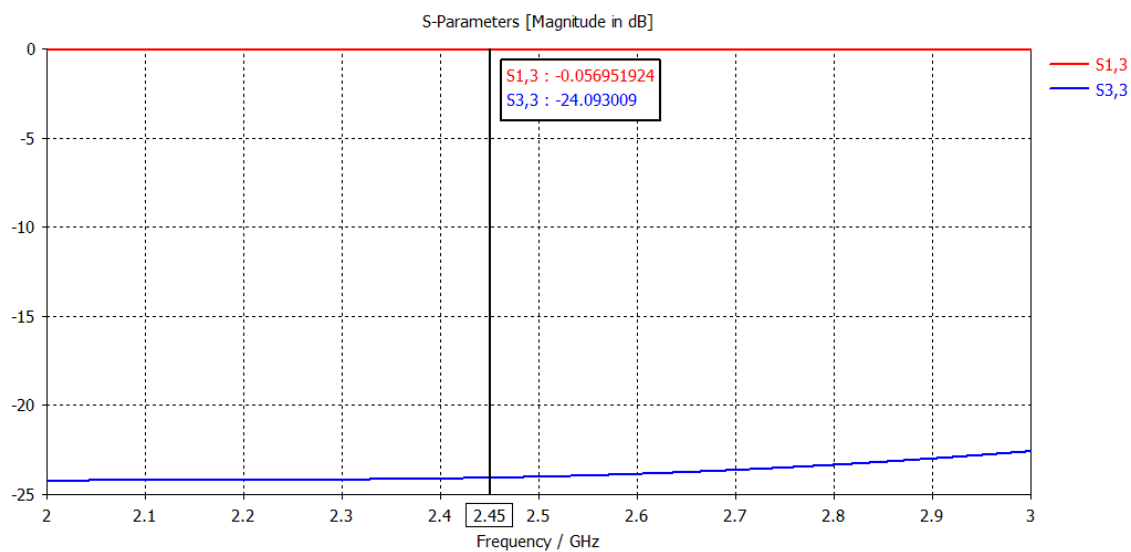
Pro optimalizaci ohybů vedení, které je realizováno jako pravoúhlý roh, je zaveden analytický popis. Jedná se o kompenzaci kapacity na hraně vedení a potlačení odrazů na jejich koncích. Na základě níže uvedeného vztahu je možné stanovit výchozí hodnotu kompenzace:

$$u = 1,8 \cdot W \quad (5.2)$$

Za tímto účelem byl vytvořen model v CST microwave studio.



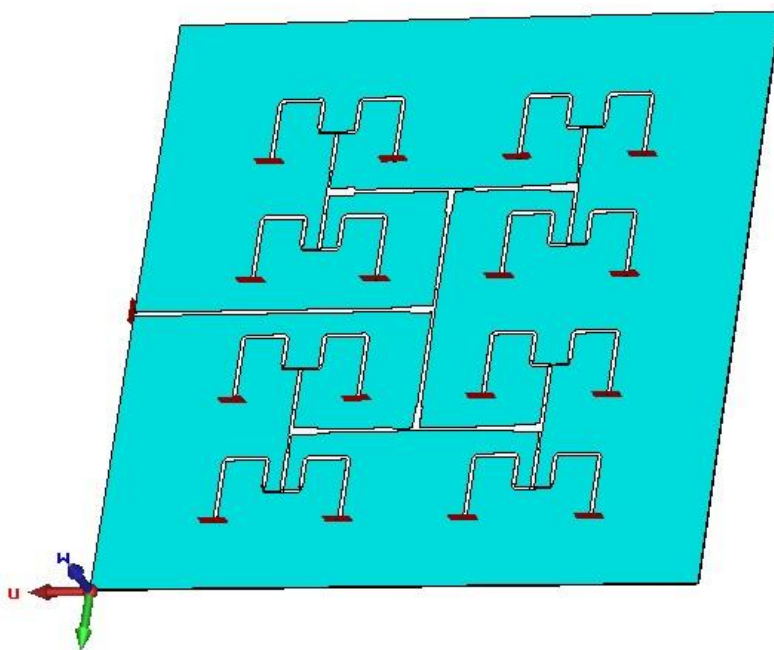
Obrázek 59 – a) kompenzace vedení, b) CST model pro kompenzaci odrazů na vedení



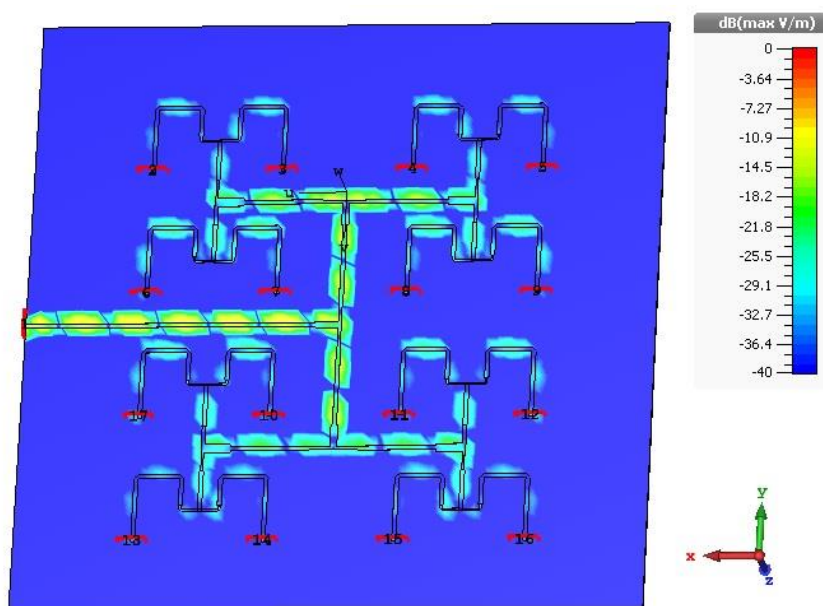
Obrázek 60 - Odraz při zkosení 2,03 mm

## 5.6 Finální dělič

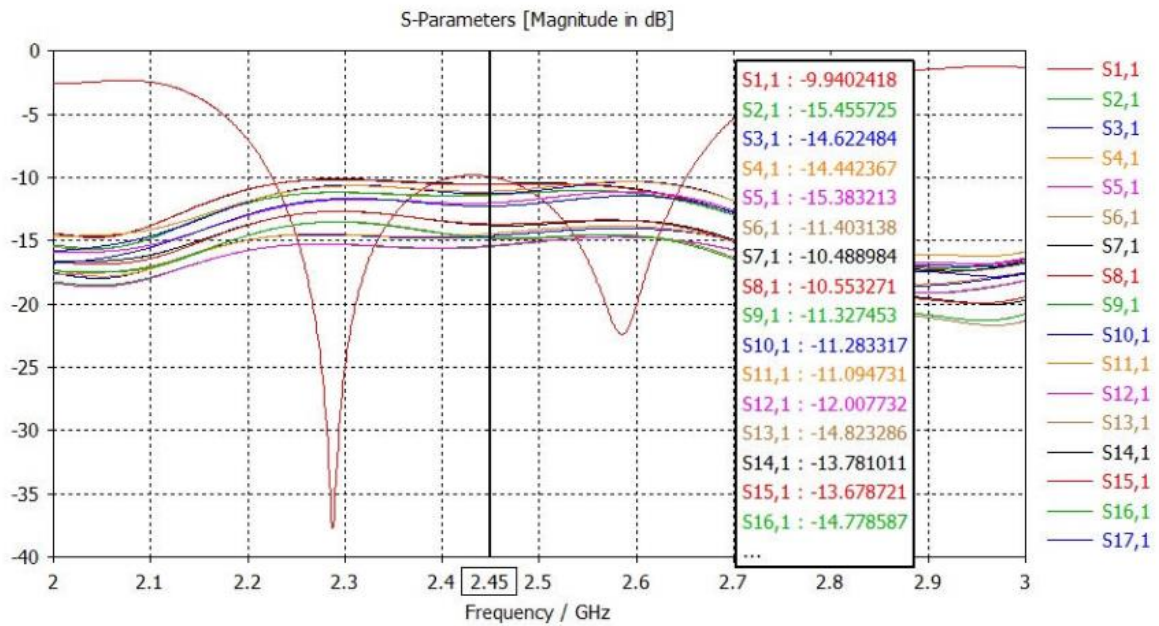
Po výpočtu a optimalizaci všech děličů a celého vedení je možné sestavit finální dělič šestnácti-prvkové antény. Výsledný dělič a rozložení EM pole na celém děliči je na následujících dvou obrázcích. Jednotlivé porty jsou číslovány vzestupně po řádcích 2 až 17 včetně vstupního portu 1.



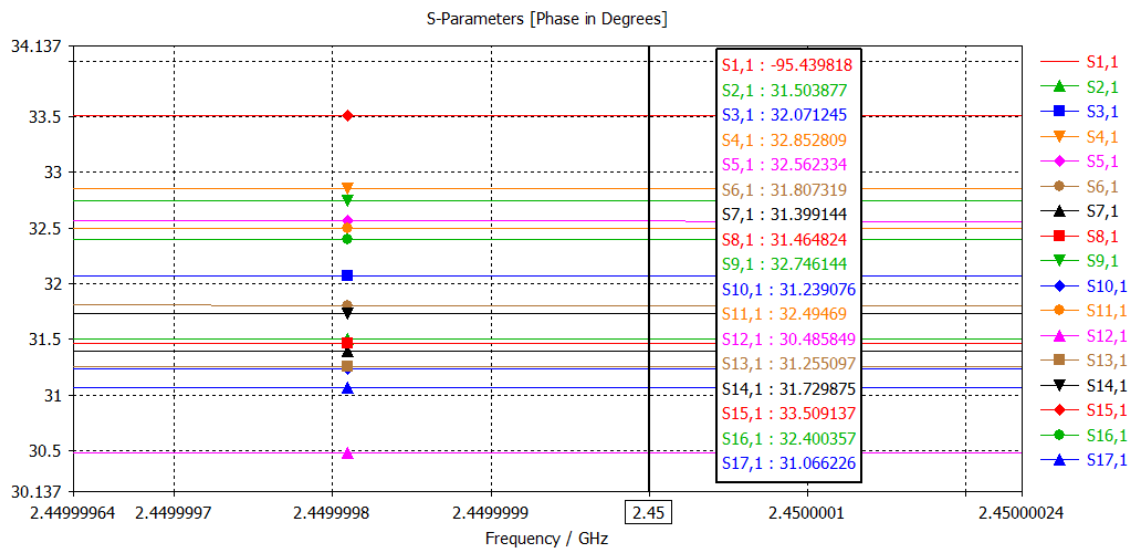
Obrázek 61 - Výsledný model děličního vedení



Obrázek 62 - Rozložení EM pole na děliči



Obrázek 63 - S-parametry výsledného šesnáci-prvkového děliče

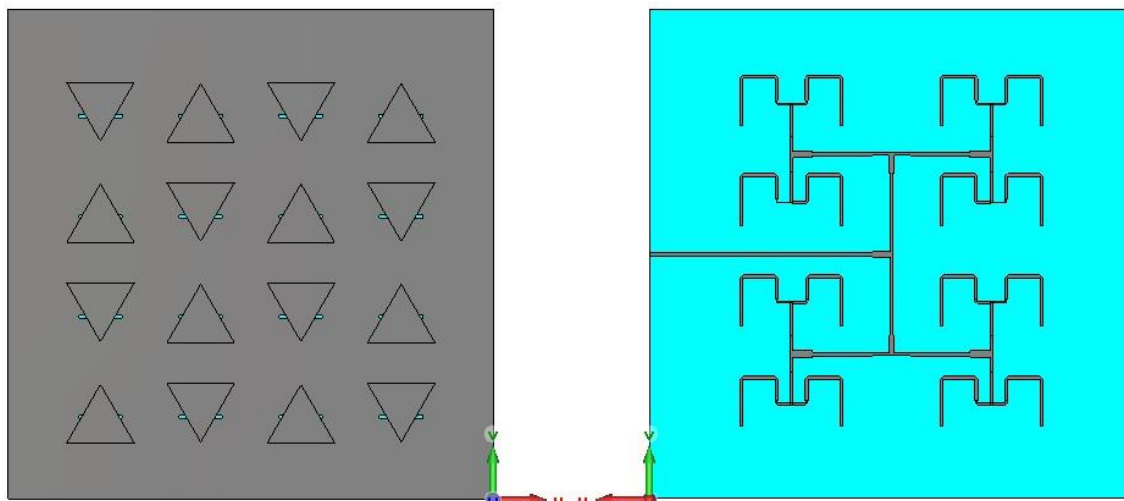


Obrázek 64 - Fáze na jednotlivých portech

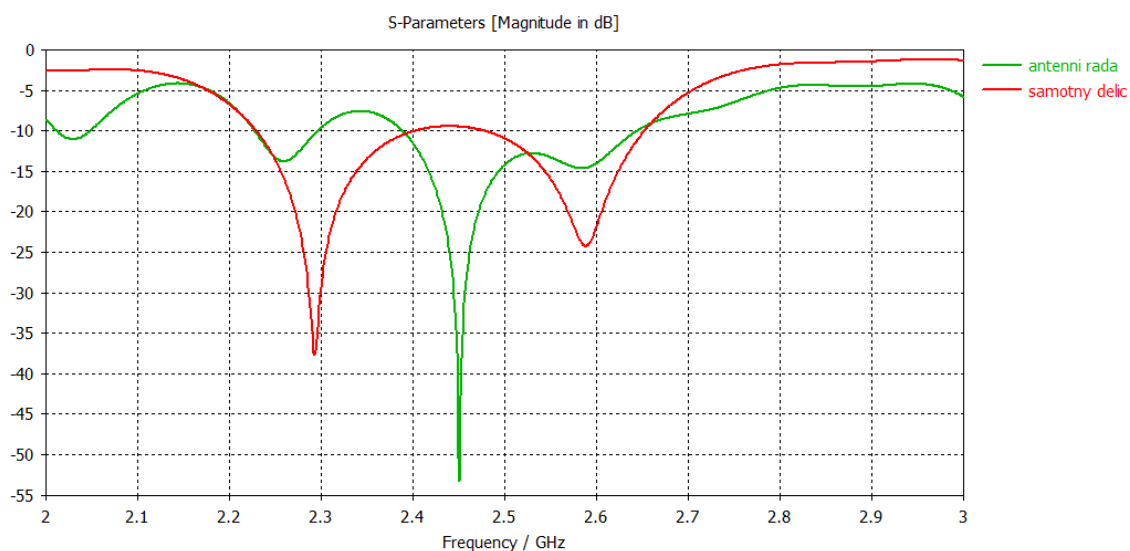
Výstupní vedení je dobře impedančně přizpůsobeno a fáze na výstupních portech je menší než 4°. Největšího rozdíl fází je 1,3°.

## 6 Návrh anténní řady

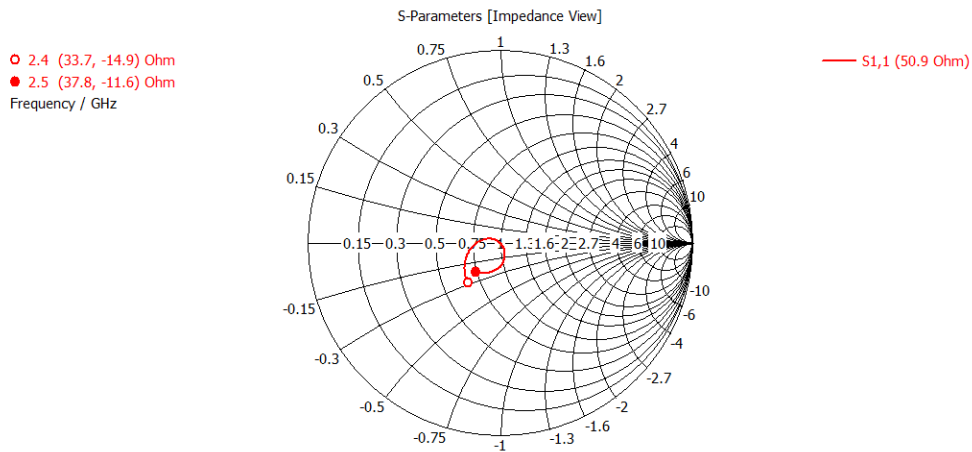
Finální model anténní řady byl vytvořen spojením modelu s šesnáci prvky a modelu dělicího vedení. Dělicí vedení bylo umístěno na zadní stranu substrátu šesnáci prvkového. Na obrázku 63 porovnání S-parametrů děliče a řady je vidět, že u anténní řady došlo ke změně odrazu  $S_{11}$ . Je to z důvodu frekvenční závislosti flíčkových prvků, vlnodovové porty v CST frekvenčně závislé nejsou.



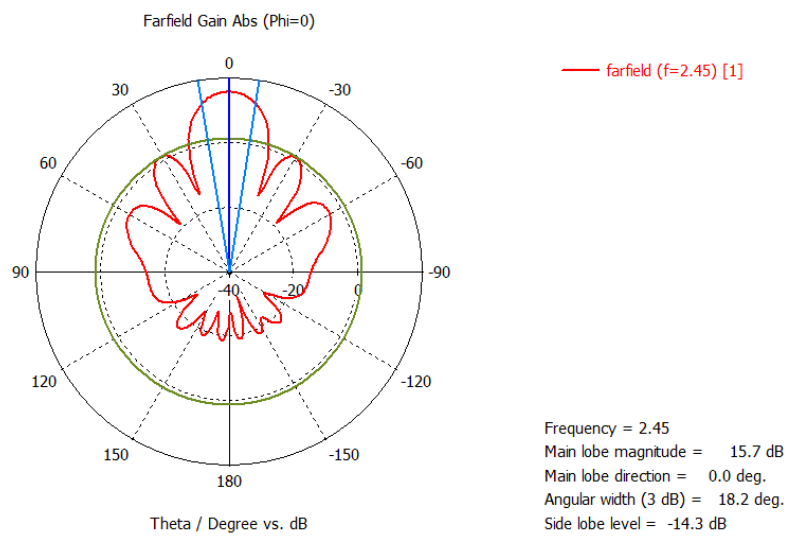
Obrázek 65 - Finální model anténní řady



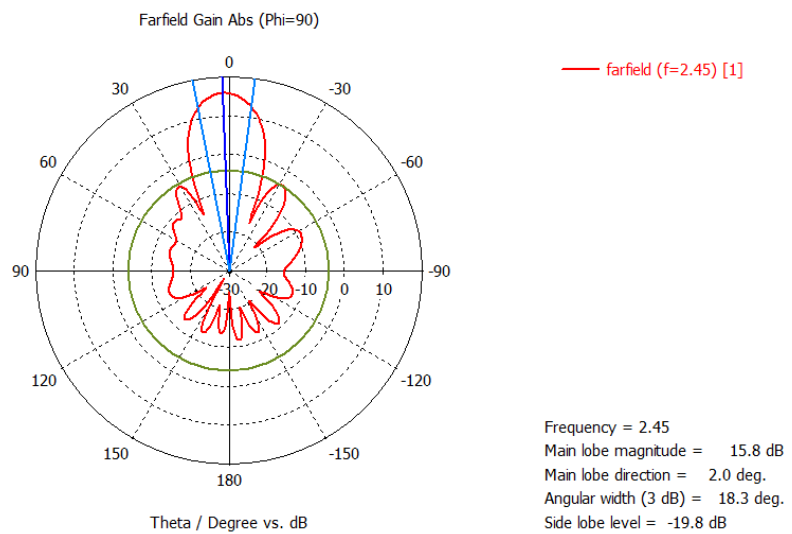
Obrázek 66 - Porovnání  $S_{11}$  parametrů samotného děliče a anténní řady



Obrázek 67 - Impedanční přizpůsobení anténní řady v polárním grafu



Obrázek 68 - Vyzařovací charakteristika v rovině Phi = 0

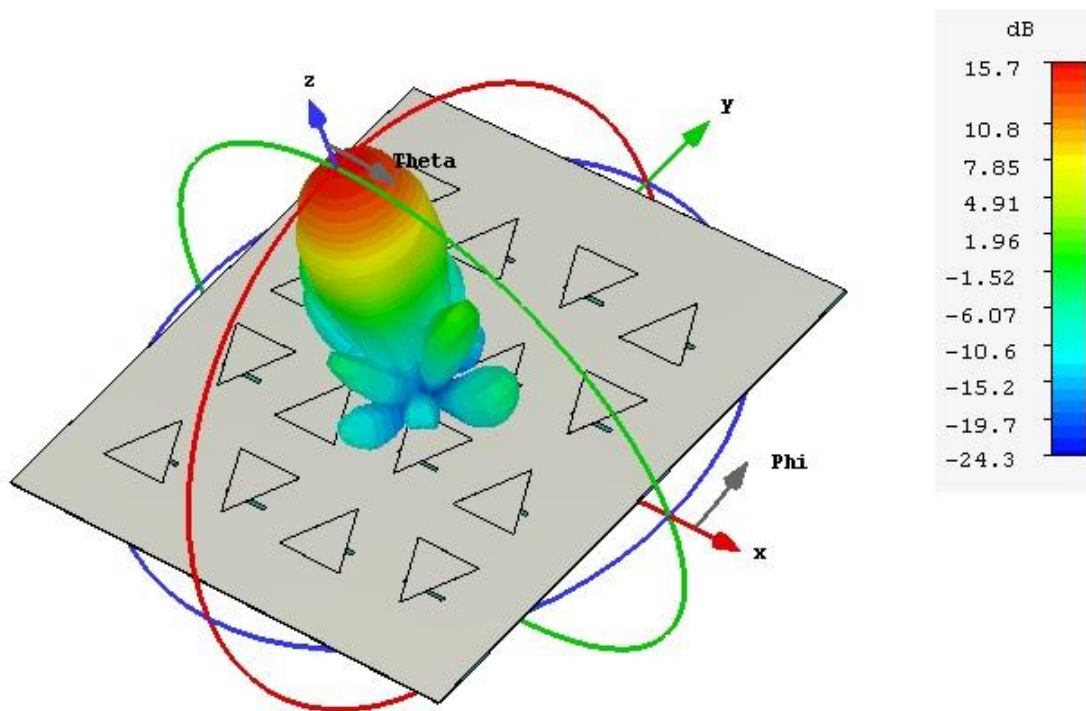


Obrázek 69 - Vyzařovací charakteristika v rovině Phi = 90

**Tabulka 14 - Naměřené vyzařovací parametry anténní řady v CST**

Parametry	Průřez vyzařovacím diagramem	
	Phi = 0°	Phi = 90°
G [dB]	15,7	15,8
HPBW	18,2°	18,3°
SLL [dB]	-14,3	-19,8

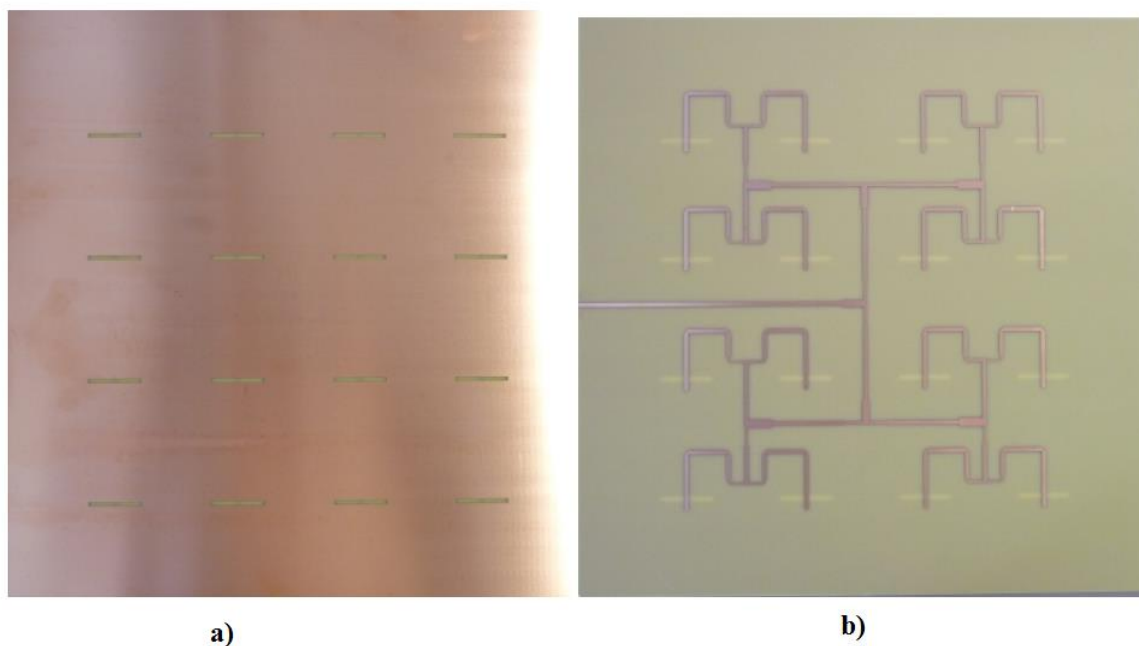
V rovině Phi = 0° má hlavní lalok zisk 15,7 dB, šířka hlavního laloku je 18,2° a potlačení postranních laloků -14,3dB. V průřezu Phi = 90° má hlavní svazek zisk 15,8 dB, šířka svazku je 18,3° a potlačení postranních laloků je -19,8°.



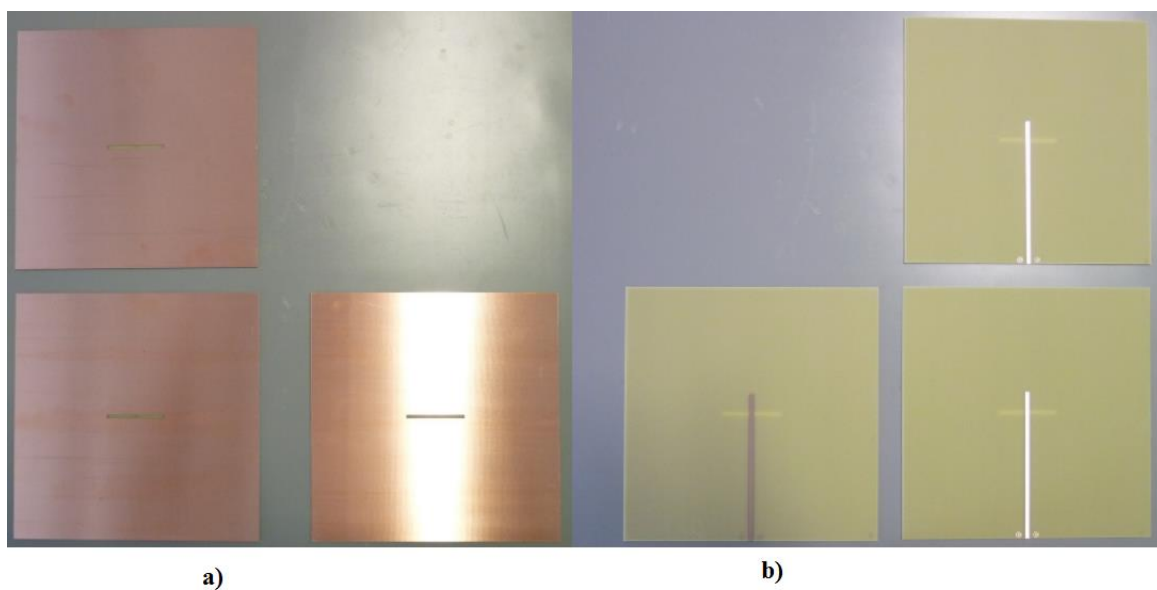
**Obrázek 70 - 3D vyzařovací diagram anténní řady**

## 7 Realizace měření

Všechny tři jednovrstvkové antény i anténní řady jsou připevněny k hliníkové desce (funguje jako kryt) o rozměrech zemnicí desky o tloušťce 4mm pomocí 50mm dlouhých distančních sloupků. Vzhledem k větším rozměrům je z důvodu možného průhybu použito 10 sloupků. Anténa je připojena k napájení pomocí SMA konektoru, který je umístěn na začátku MP vedení u okraje zemnicí desky. Trojúhelníkové flíčky byly připevněny nad vazební šterbiny pomocí rychle tvrdnoucího lepidla na polystyrenovou desku a tloušťce 8mm.

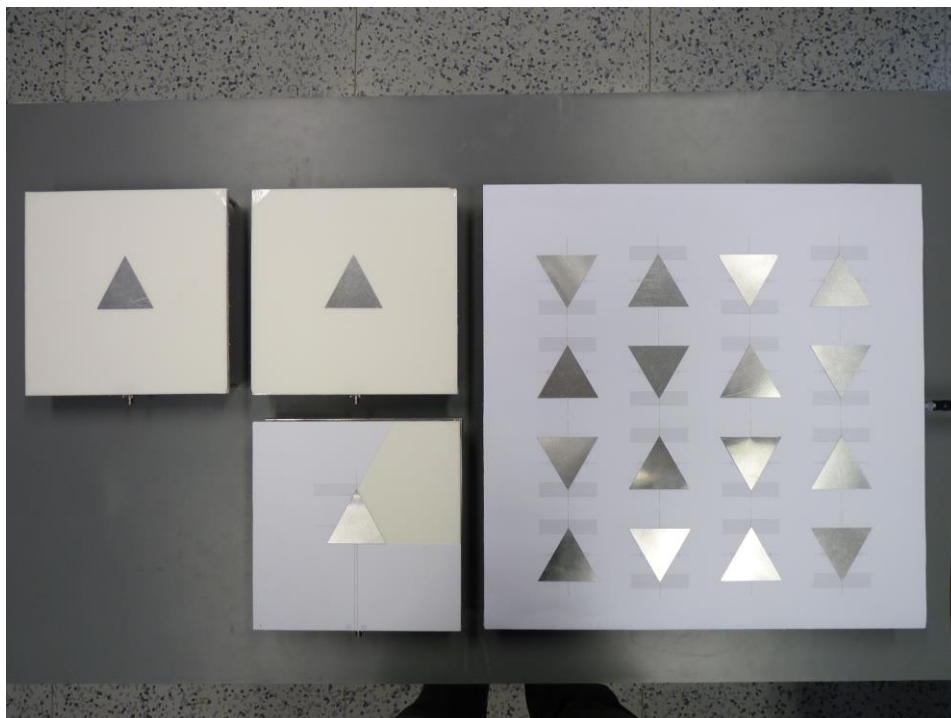


Obrázek 71 - Náhled na DPS anténní řady a) vazební šterbiny, b) dělič



Obrázek 72 - Náhled na DPS trojice prvkových antén a) vazební šterbiny, b) MP



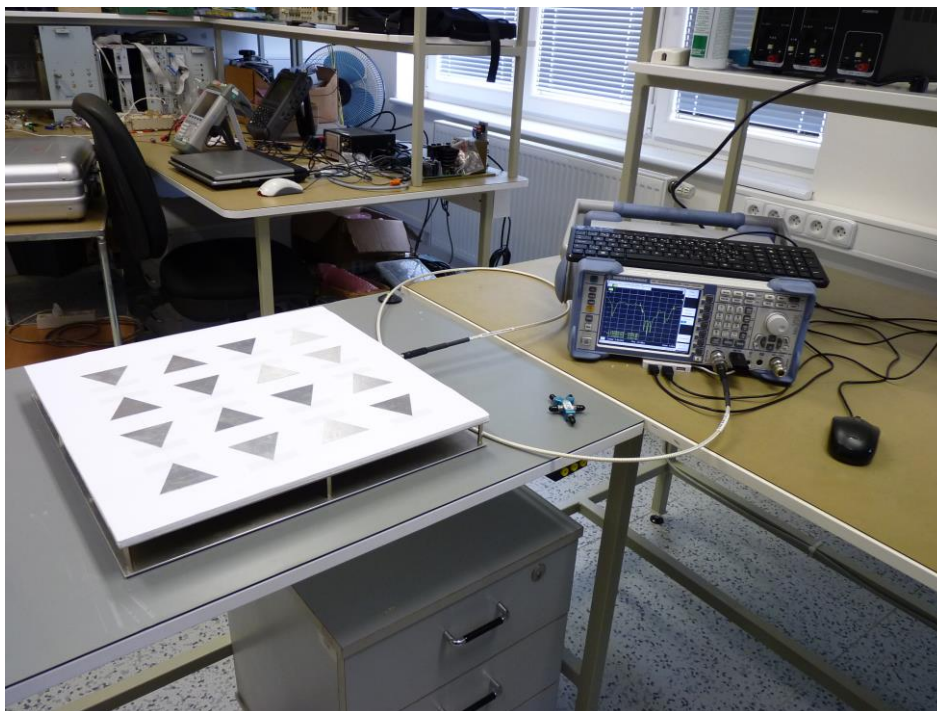


**Obrázek 73 – Celá finální sestava antén pohled z vrchu**

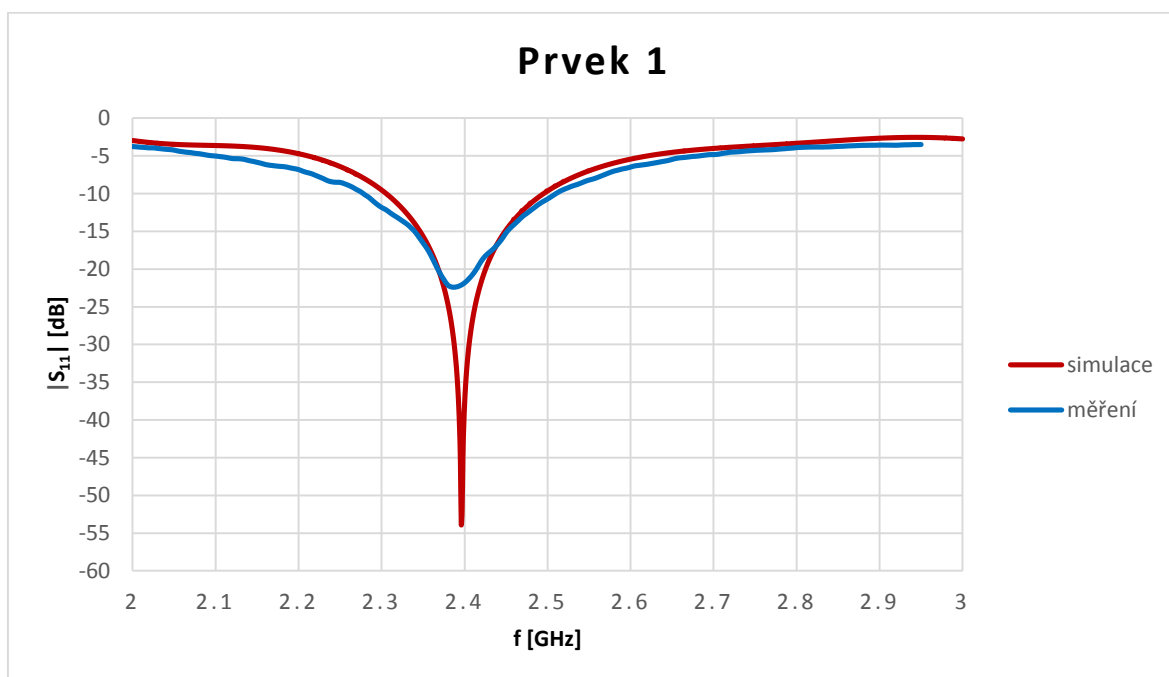


**Obrázek 74 – Napájení anténní řady**

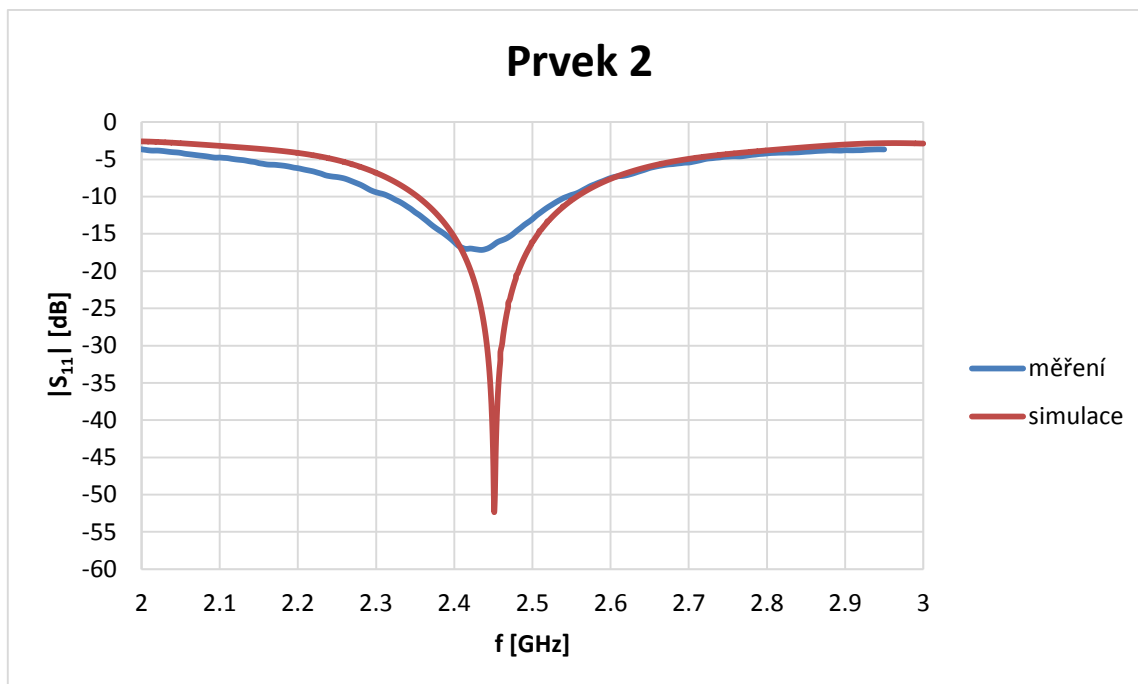
Impedanční přizpůsobení  $S_{11}$  se změřilo pomocí vektorového analyzátoru ROHDE & SCHWARZ, ZVL – Network Analyzer, který umožňuje měřit v pásmu 9kHz až 13.6GHz. Před měřením proběhla kalibrace přístroje pro pásmo 2-3GHz.



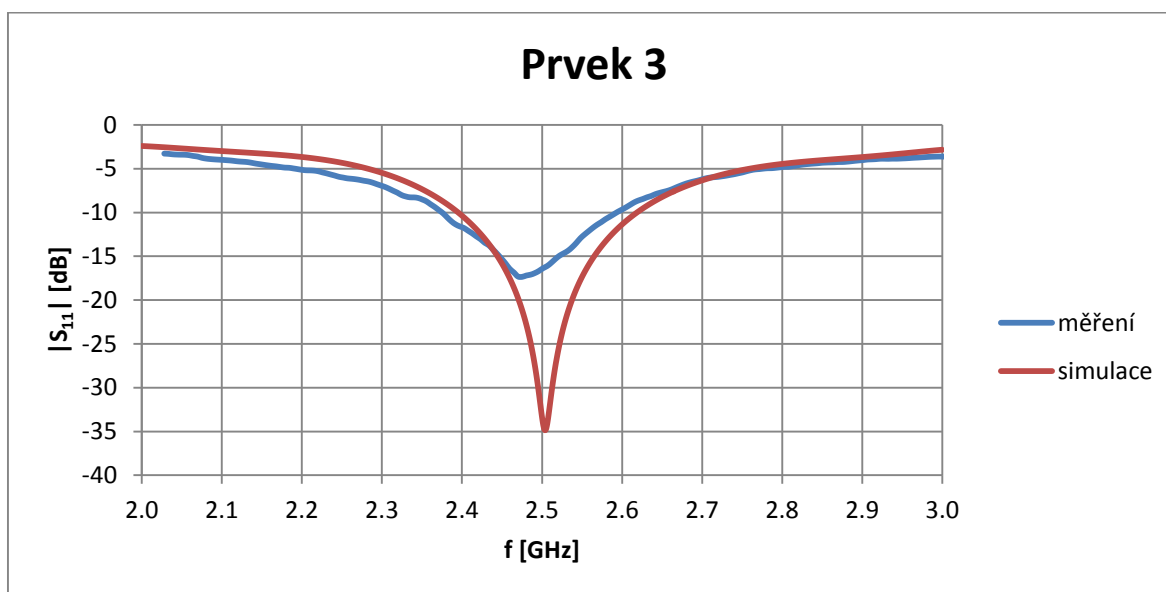
Obrázek 75 - Měření  $S_{11}$  parametrů anténní řady



Obrázek 76 - Porovnání průběhu  $S_{11}$  simulace a měření prvku 1

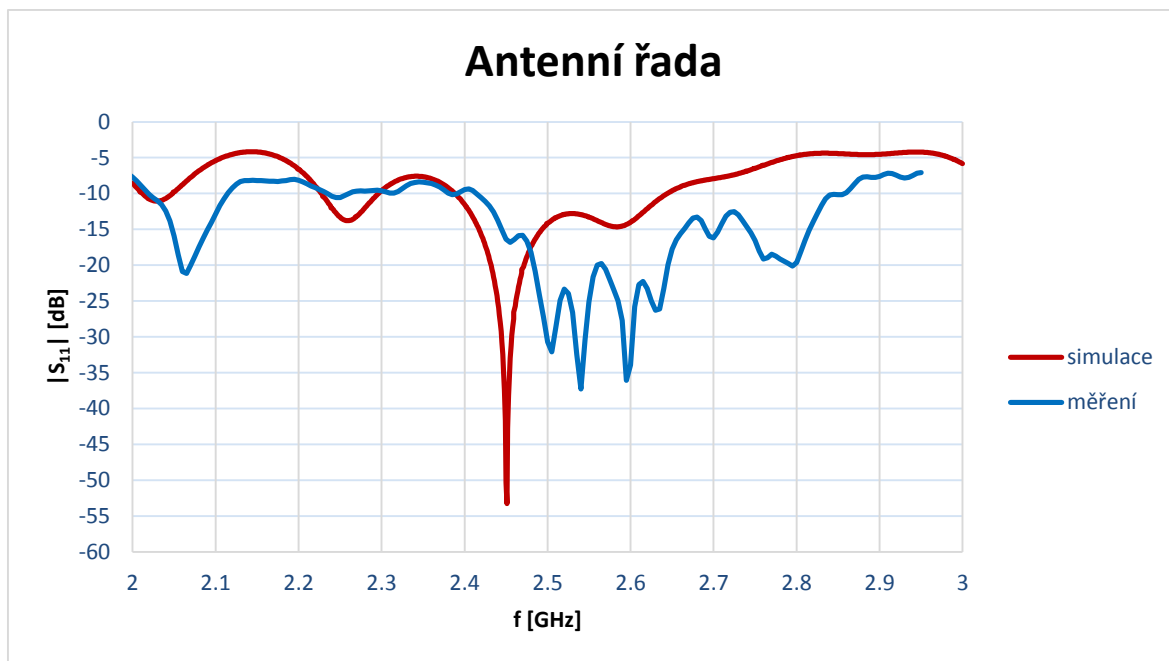


Obrázek 77 - Porovnání průběhu S11 simulace a měření prvku 2



Obrázek 78 - Porovnání průběhu S11 simulace a měření prvku 3

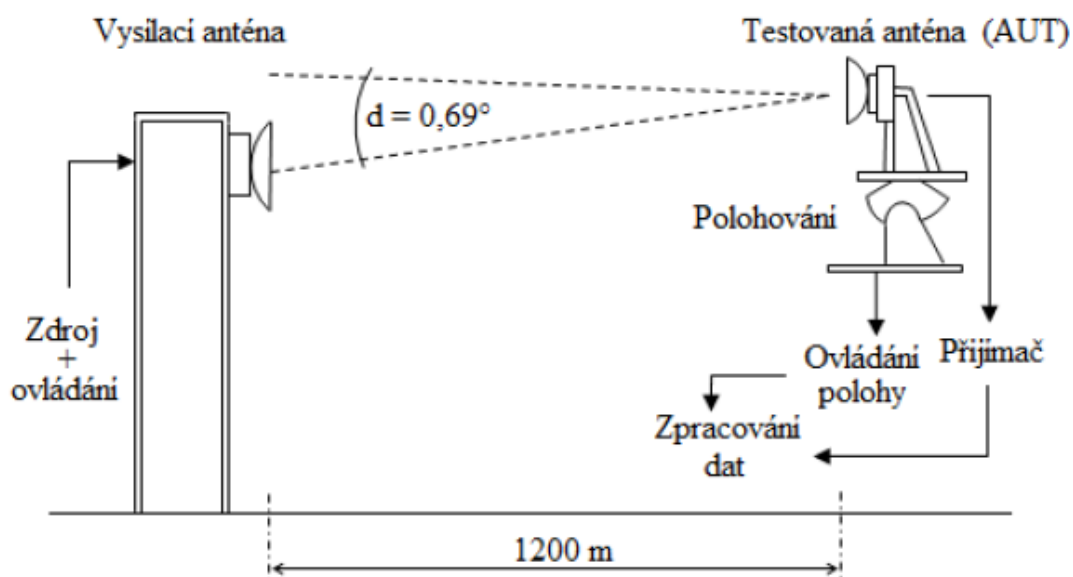
Při porovnání průběhů  $S_{11}$  parametrů anténní řady jde na obrázku 79 vidět mírné rozladění, to může být způsobeno materiálem z kterého je substrát vyroben. Nicméně vypořádat by se s tím dalo doladěním na základě těchto měření a vyrobení nově optimalizované anténní řady na tento typ substrátu.



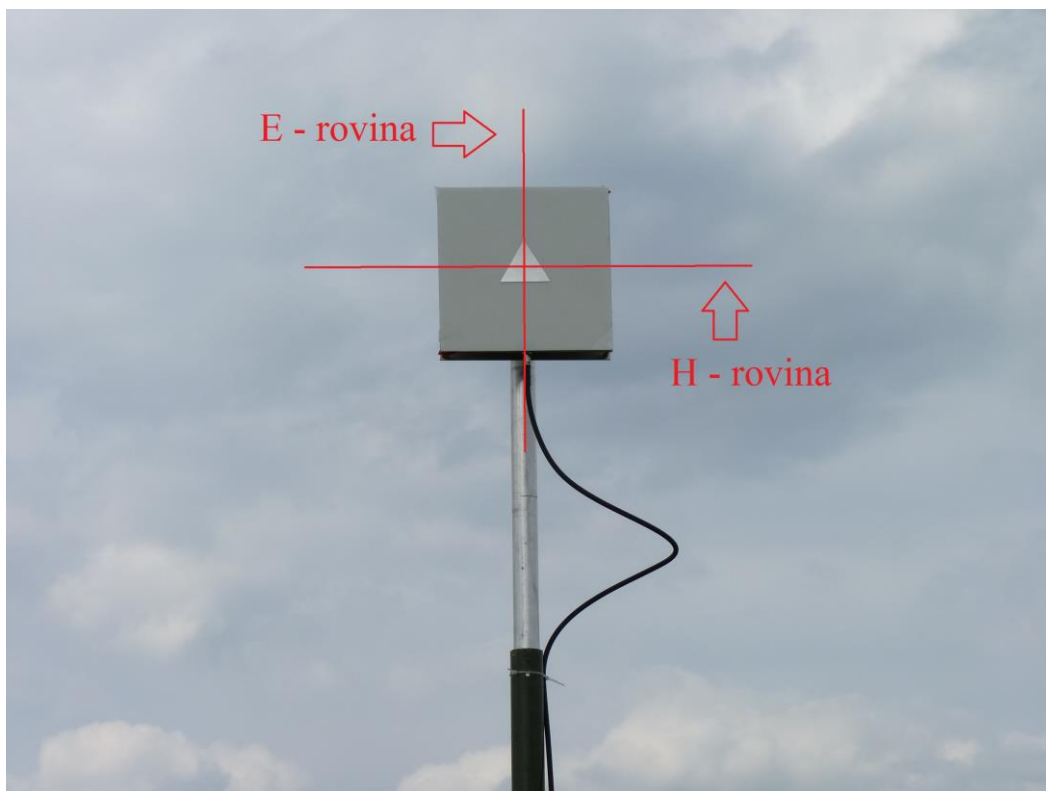
Obrázek 79 - Porovnání průběhu S11 simulace a měření anténní řady

## 7.1 Vyzařovací charakteristiky

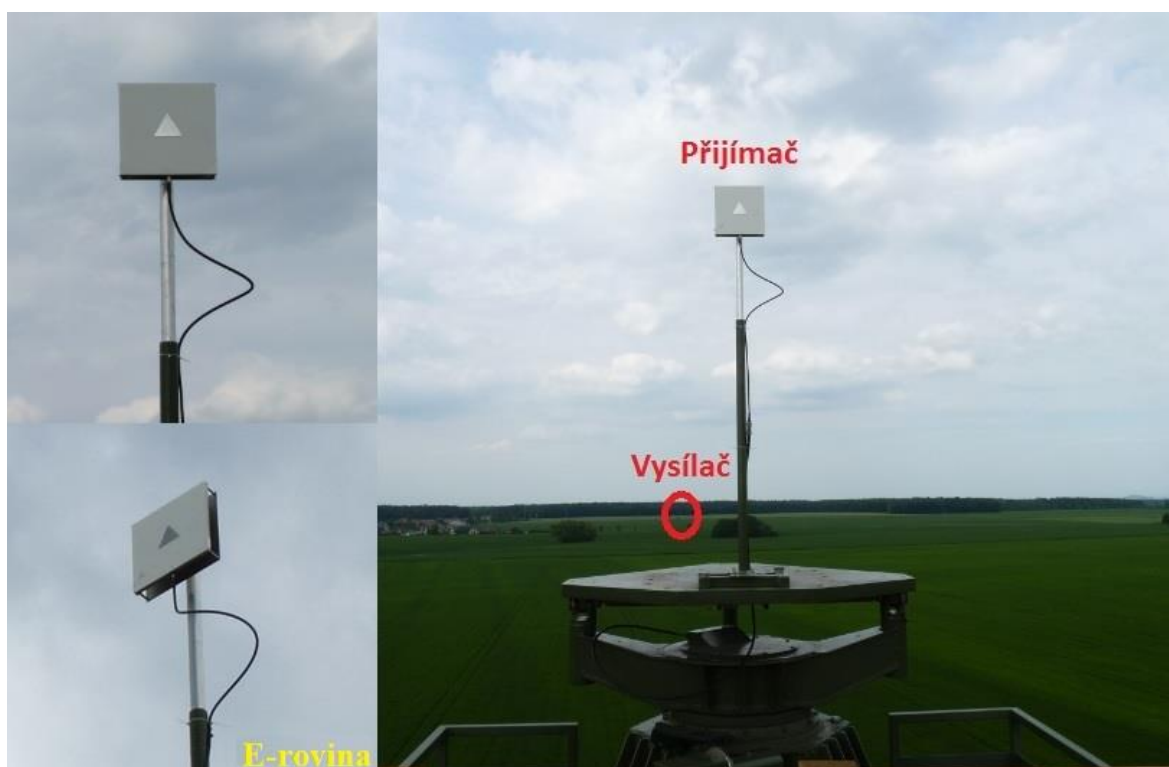
Měření probíhalo na pracovišti společnosti ELDIS Pardubice s.r.o. v Bezděkově. U všech vyrobených prototypů proběhlo měření vyzařovacích charakteristik ve dvou řezech, elevační a azimut na frekvencích 2.4, 2.45 a 2.5 GHz. Změřené charakteristiky jsou následně porovnány se simulacemi v CST. Výsledný zisk z jednotlivých měření, byl určen pomocí změřených charakteristik normálové (trychtýřové) antény, u které je známa závislost zisku na frekvenci.



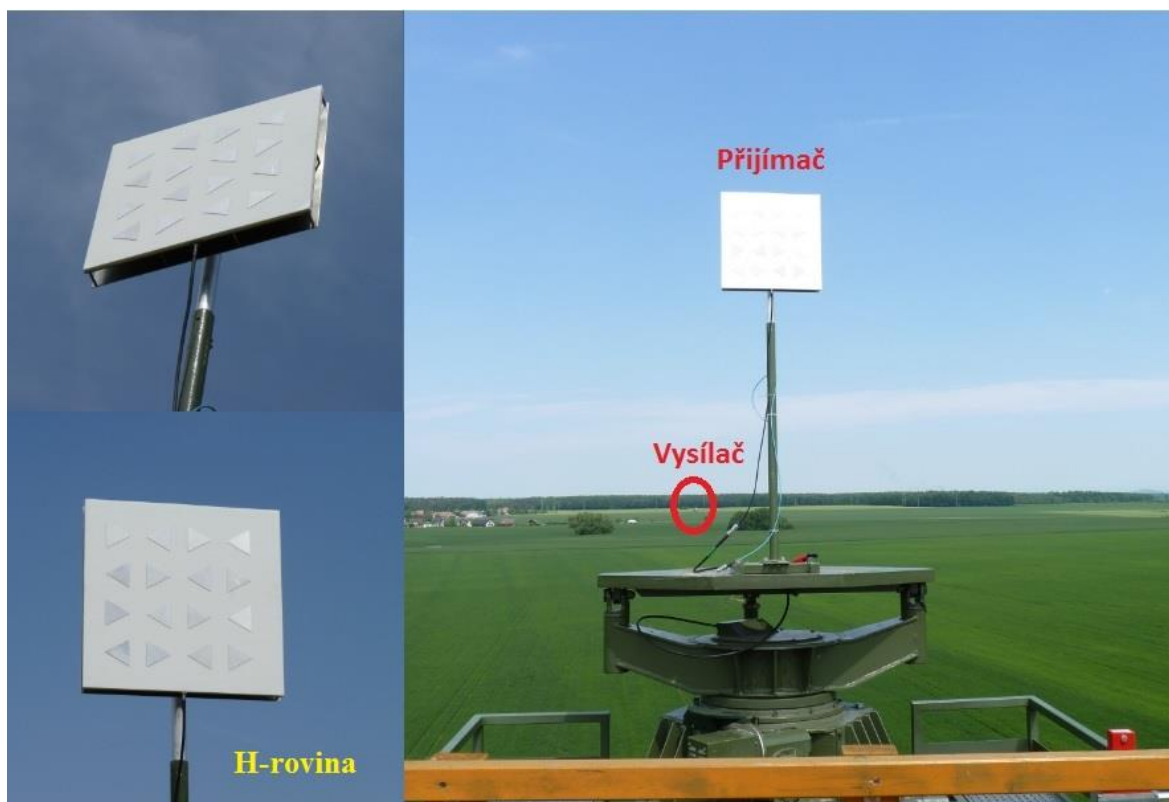
Obrázek 80 - Měřicí pracoviště Bezděkov



Obrázek 81 - Vyznačení rovin řezu

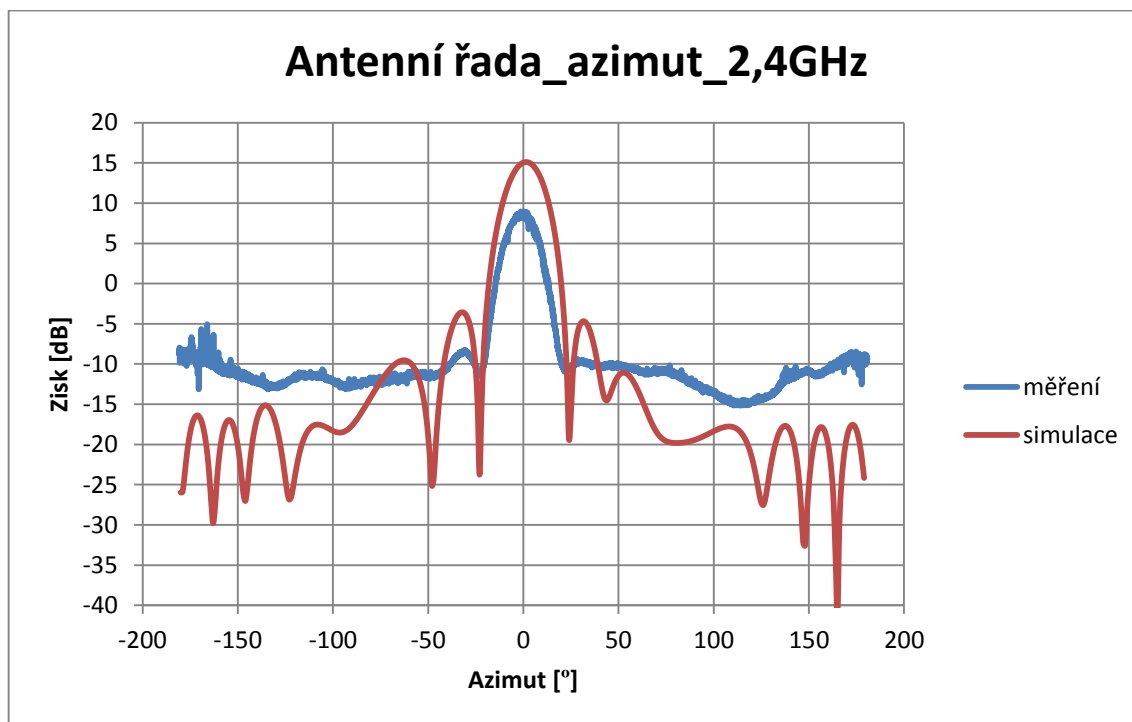


Obrázek 82 - Detail připevnění anténního prvku a točná apertura

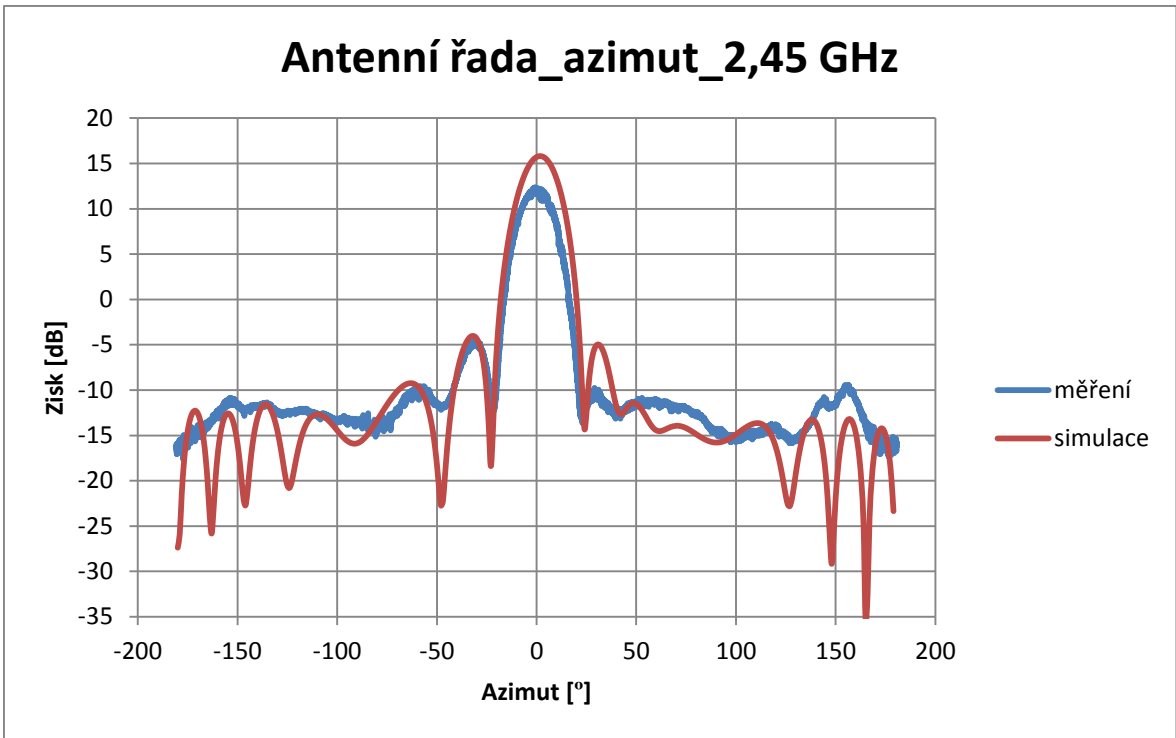


Obrázek 83 - Detail připevnění anténní řady a točná apertura

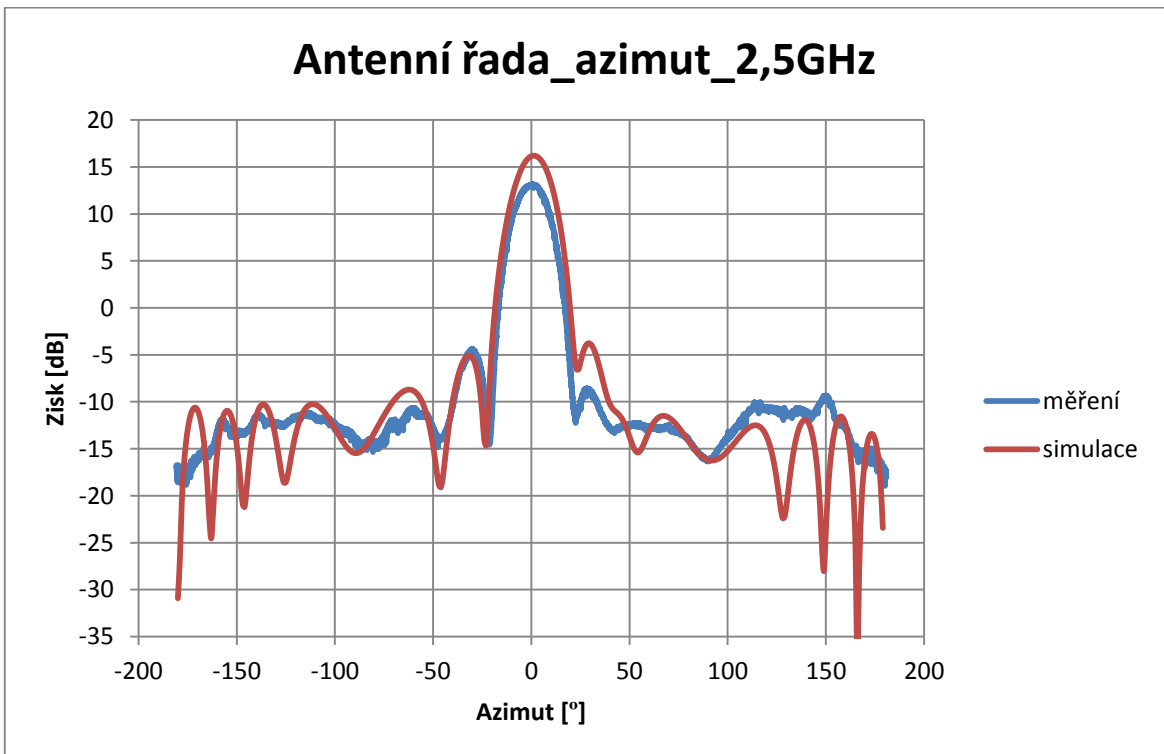
Anténa byla připevněna držákem, pomocí dvou šroubů na točnu. Měření probíhalo v obou rovinách v rozsahu  $-180^\circ$  až  $180^\circ$ . U prvkové antény v azimutu v rozsahu  $-90^\circ$  až  $90^\circ$ .



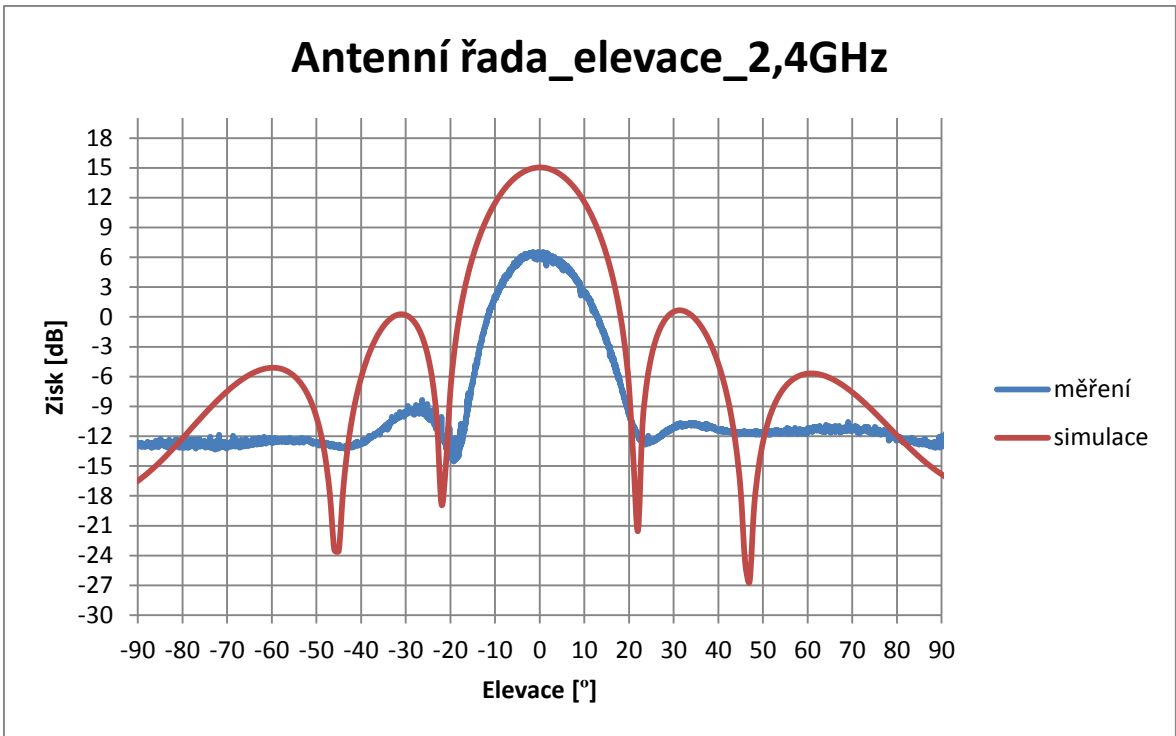
Obrázek 84 - Anténní řada 2,4 GHz azimut



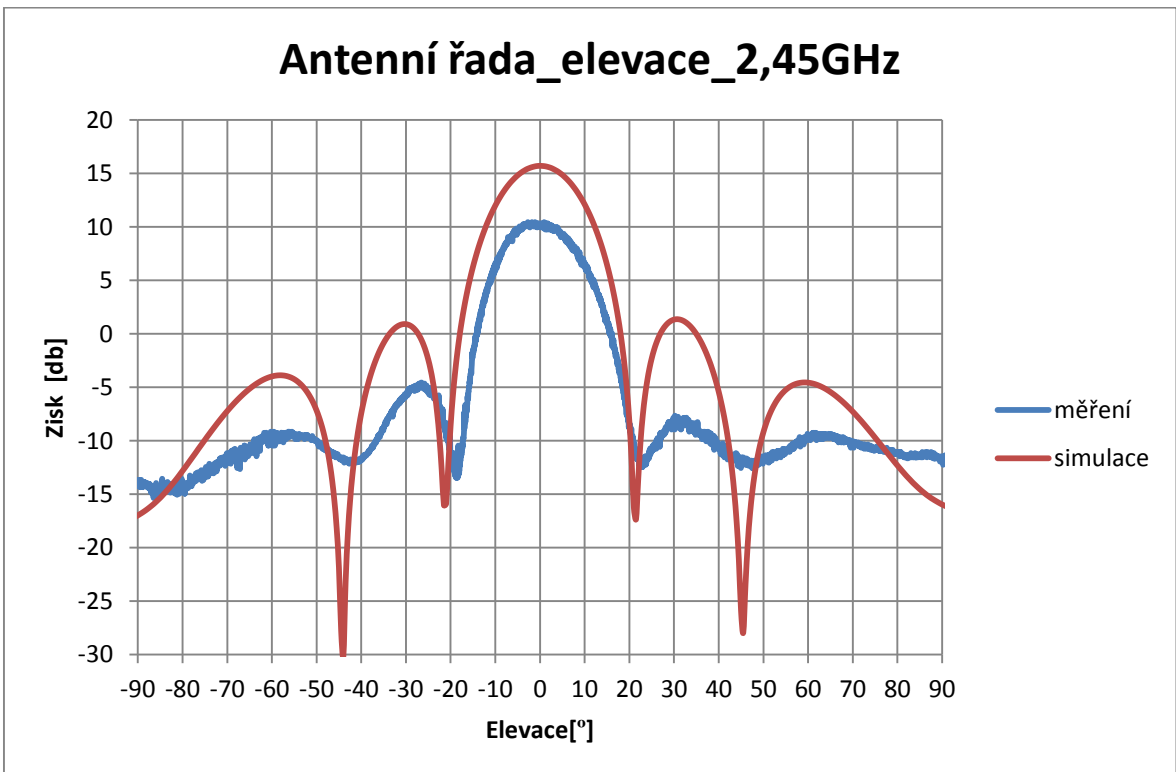
Obrázek 85 - Antenní řada 2,45 GHz azimut



Obrázek 86 - Antenní řada 2,5 GHz azimut

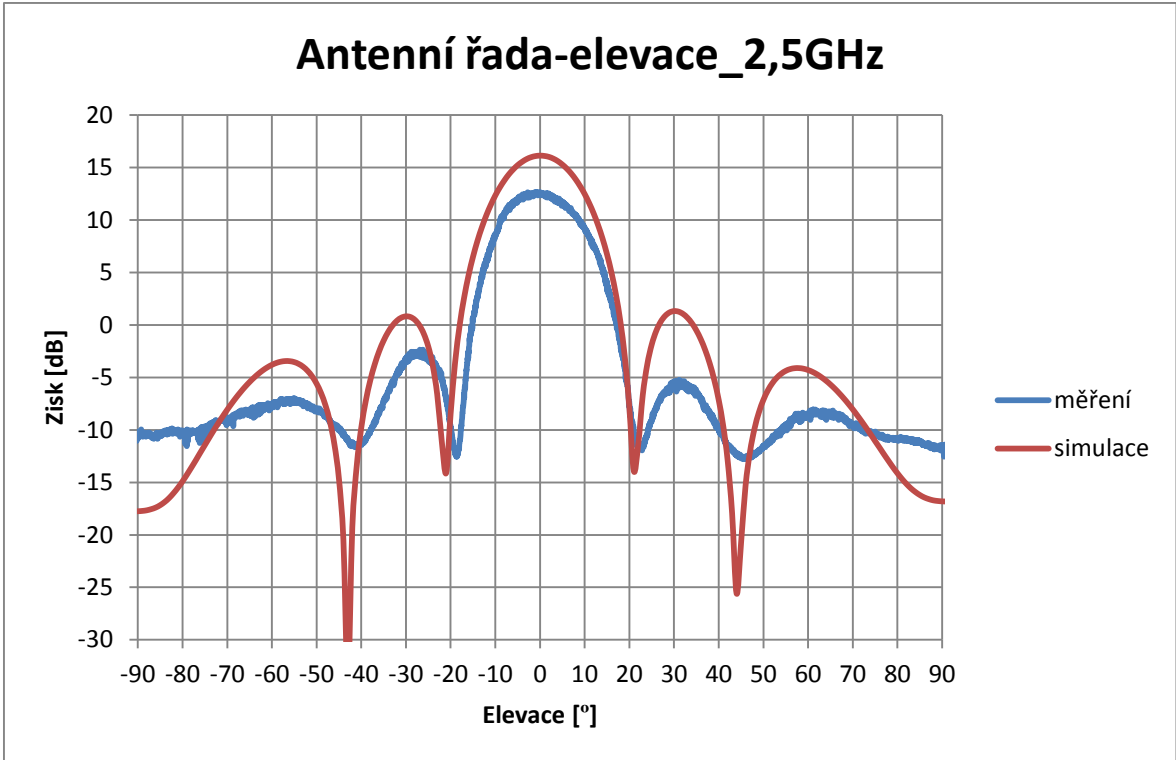


Obrázek 87 - Antenní řada 2,4 GHz elevace

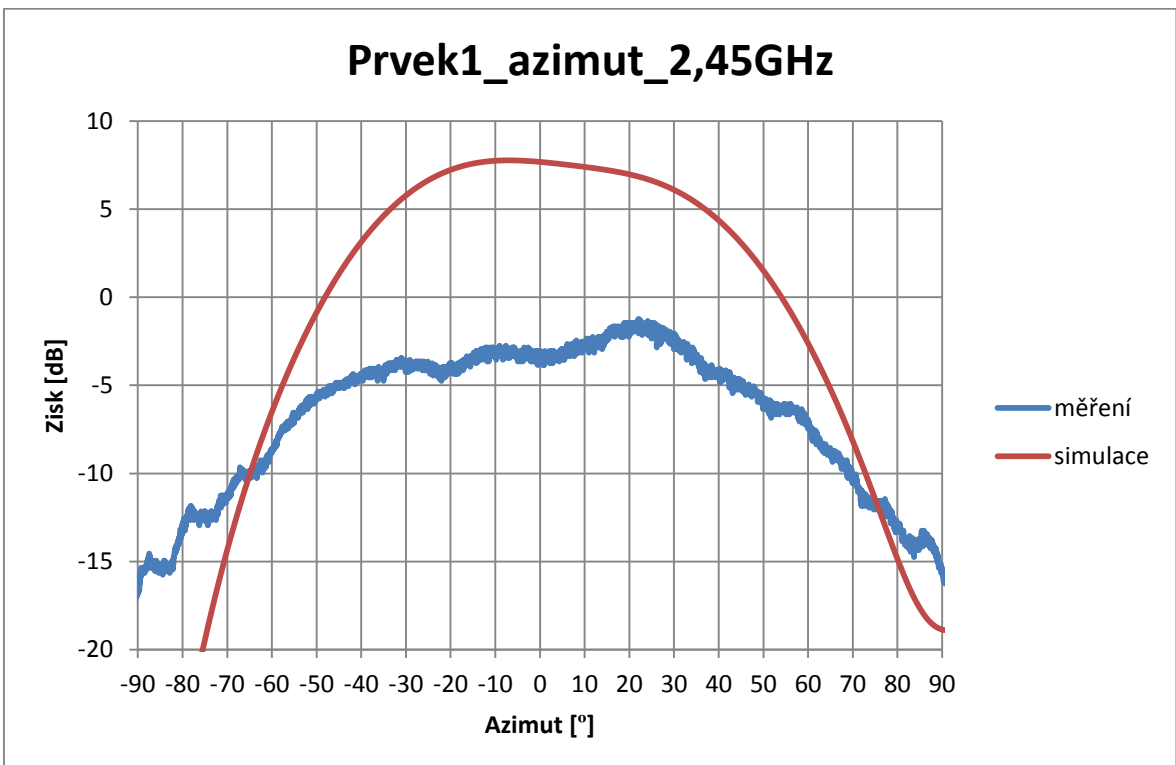


Obrázek 88 - Antenní řada 2,45 GHz elevace

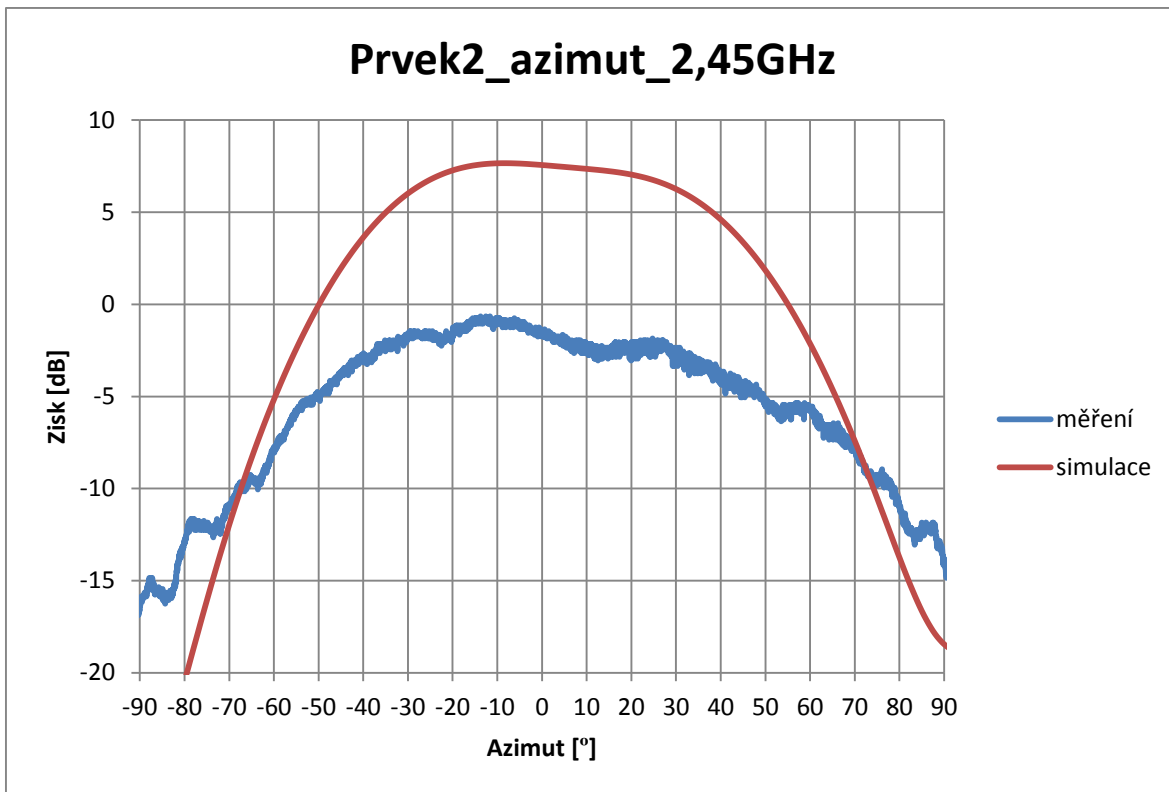




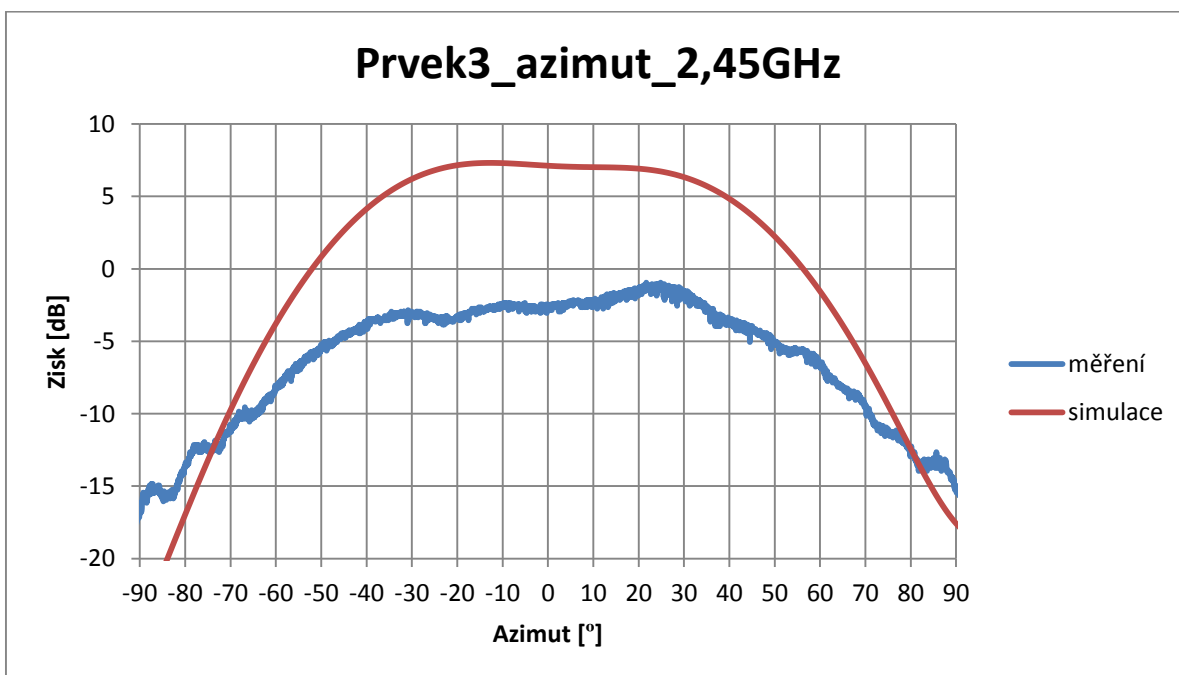
Obrázek 89 - Antenní řada 2,5 GHz elevace



Obrázek 90 – Antenní prvek1 2,45GHz azimut



Obrázek 91 - Anténní prvek2 2,45GHz azimut



Obrázek 92 - Anténní prvek3 2,45GHz azimut

**Tabulka 15 – Porovnání hodnot simulace a měření anténní řady**

f [GHz]	Zisk G [dB]		Šířka svazku-3dB [°]		SLL L <sub>SL</sub> [dB]	
	Simulace	Měření	Simulace	Měření	Simulace	Měření
	G <sub>E</sub> / G <sub>H</sub>	G <sub>E</sub> / G <sub>H</sub>	B <sub>E</sub> / B <sub>H</sub>	B <sub>E</sub> / B <sub>H</sub>	L <sub>E</sub>	L <sub>E</sub>
2,4	15,1 / 15	8,75 / 6,35	18,8 / 18,5	16,6 / 16,7	18,6	12
2,45	15,8 / 15,7	12,1 / 10,4	18,4 / 18,2	21,3 / 18,8	19,8	14,3
2,5	16,2 / 16,1	17,1 / 12,6	18,1 / 18,1	20,5 / 26,1	19,9	14,7

**Tabulka 16 - Porovnání hodnot simulace a měření anténní prvky**

f [GHz]	Zisk G [dB]		Šířka svazku-3dB [°]		SLL L <sub>SL</sub> [dB]	
	Simulace	Měření	Simulace	Měření	Simulace	Měření
	G <sub>E</sub>	G <sub>E</sub>	B <sub>E</sub>	B <sub>E</sub>	L <sub>E</sub>	L <sub>E</sub>
2,45	7,77	-1,25	73,5	74,8	22,3	32,5
2,45	7,66	-0,65	77	76,8	23,1	33,6
2,45	7,31	-0,95	82	82,3	23,2	35,3

## Závěr

Zpracování teoretické části bylo výhradně z anglických materiálů a různých zdrojů na internetu se snahou představit si obecné vlastnosti a chování flíčkových mikropáskových antén různých tvarů a velikostí.

S využitím simulačního programu CST Microwave studio bylo provedeno porovnání flíčkových anténních prvků obdélníkového, kruhového a trojúhelníkového tvaru pro využití v pásmu Wifi 2,45 GHz. Bylo zjištěno, že všechny antény mají stejné vlastnosti z pohledu směrovosti dosahují (cca 7,5 dB) o šířce svazku cca 82°. Obdélníkový i kruhový flíček dosahují podobných velikostí impedanční šířky pásma, ale trojúhelník jí má podstatně menší, je to způsobeno tím, že je ze všech prvků nejmenší a jedná se o asymetrický tvar.

Realizovaná anténa s jedním prvkem tvaru trojúhelník byla pomocí programu CST Microwave studio přizpůsobena na frekvenci 2,45GHz s hodnotou odrazů  $S_{11} = -46,8\text{dB}$ . Impedanční šířka pásma dosahuje u trojúhelníkového prvku 204 MHz. Měřením vyzářovacích charakteristik bylo zjištěno, že dosahuje zisku v H rovině 7,56 dB a v rovině E 7,66 dB. Při návrhu bylo postupováno tak, aby se co nejvíce minimalizovali náklady vzhledem k ne moc vysokému pracovnímu kmitočtu. Anténa se realizovala na poměrně levném mikrovlnném substrátu ISOLA IS400. Anténní prvek byl realizován vypálením profilu na hliníkový plech. Na samotný substrát ze strany vazebních štěrbin byla nalepena polystyrenová deska o tloušťce 8mm a na ní se nalepil anténní prvek na střed nad vazební štěrbinu. K této anténě byly realizované ještě další dvě prvkové antény naladěny o 50MHz výše a níže.

Navíc byla navržena horizontálně polarizovaná anténní řada s šesnácti prvky, vycházející z parametrů jednoho prvku. Nejprve bylo nutné navrhnout dělicí vedení pro amplitudově váhovanou šesnácti-prvkovou strukturu anténní řady. Po vypočítání dělicího vedení pomocí kalkulátoru v příloze bylo nutné celé modelování dělicího vedení rozdělit na čtyři části a vyladit každý dělič zvlášť. Pro co nejlepší impedanční přizpůsobení byly první dva děliče realizovány jako kompenzované. Druhý a třetí dělič jako nekompenzovaný. Po odladění jednotlivých děličů bylo sestaveno kompletní dělicí vedení. Výsledné dělicí vedení bylo dobře impedančně přizpůsobeno v pásmu 2,4 až 2,5 GHz se středním kmitočtem 2,45 GHz, fáze na výstupních portech se lišil méně než o 4°. Výsledkem simulace byla anténní charakteristika se ziskem 15,8 dB, potlačení postranních laloků 18,4 dB a šířkou svazku  $(-3\text{dB})18,4^\circ$  v rovině E pro  $f=2,45\text{GHz}$ .

Antény byly vyrobeny firmou PragoBoard s.r.o. a změřeny na pracovišti společnosti ELDIS Pardubice s.r.o. v Bezděkově. U všech antén bylo změřeno impedanční přizpůsobení a vyzářovací charakteristiky na kmitočtech 2.4, 2.45, 2.5GHz. Výsledky měření byly porovnány se simulací. Všechny body zadání byly splněny výsledky měření potvrdily předpokládanou funkci antény, až na vyzářovací charakteristiky jednovprvkových antén.

## Literatura

- [1] PETLACH, Tomáš. *MODELLING OF MICROSTRIP ANTENNAS BY NEURAL NETWORKS* [online]. Brno. 2003[cit. 2013-11-06]. Dostupné z: [http://www.feec.vutbr.cz/EEICT/2003/fsbornik/99-CD/02-Mgr/01-Electronics/07-petlach\\_tomas.pdf](http://www.feec.vutbr.cz/EEICT/2003/fsbornik/99-CD/02-Mgr/01-Electronics/07-petlach_tomas.pdf)
- [2] MILLIGAN, T. A. *Modern Antenna Design*, 2nded.2005, Hoboken, John Wiley&Sons.ISBN-13 978-0-471-45776-3 (cloth).
- [3] Kin-Lu-Wong: *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, Wiley, 2002
- [4] REMESH, Garg a Bahl INDER. *Microstrip antenna design handbook*. USA: Artech house,INC, 2001. ISBN 0-89006-513-06.
- [5] Špaček, J.: Mikropásková anténní řada pro pásmo 1,5GHz, diplomová práce, Brno
- [6] Zhi Ning Chen, Michael Y. W. Chia: *Broadband planar antennas – design and applications*, John Wiley and sons, 2006
- [7] POZAR D., *Microwave Engineering* , IV Ed., Addison Wesley, 2003
- [8] BALANIS, C. A., *ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN*, New Jersey: John Wiley & Sons , 2005.
- [9] NOVÁČEK Z., ČERNOHORSKÝ D., *Antény a šíření rádiových vln*, Skripta FEKT VUT, Brno 2003, ISBN 80-86056-47-3.
- [10] Elektromagnetické vlny Mikrovlonná technika. [Online]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.html>
- [11] P-N Designs, Inc. *Microwaves101.com: A practical resource covering the fundamental principles of microwave design*. [Online]. Dostupné z: <http://www.microwaves101.com>
- [12] Computer Simulation Technology AG. *CST Microwave Studio*. [Help] 2014.
- [13] MOERNAUT, G.J.K.,ORBAN D., *The Basics of Antenna Arrays* Orban Microwave Products, [cit.2011-05-11]. Dostupné na WWW: <[http://www.orbanmicrowave.com/The\\_Basics\\_of\\_Antenna\\_Arrays.pdf](http://www.orbanmicrowave.com/The_Basics_of_Antenna_Arrays.pdf)>.

## Seznam příloh na CD

Příloha 1 – CD:

obsah adresáře:

JaneckaR\_RozborVlastnostiAntennichPrvkuTypuPatch\_VZ\_2016.pdf – vlastní text práce

složka CST:

- Prvkové antény – obsahuje modely anténních prvků kruh, obdélník, trojúhelník včetně dalších dvou trojúhelníkových flíčkových antén naladěných na frekvencích 2,4 a 2,5 GHz
- Anténní řada – obsahuje finální model šesnáci-prvkové anténní řady

složka kalkulátory:

- výpočetní tabulky usnadňující výpočet parametrů napájecího vedení včetně výpočtu a optimalizace jednotlivých děličů

složka Děliče:

- obsahuje modely pro optimalizace napájecího vedení pro každý jednotlivý dělič, díky nimž se docílilo efektivnějšího ladění dělicího vedení